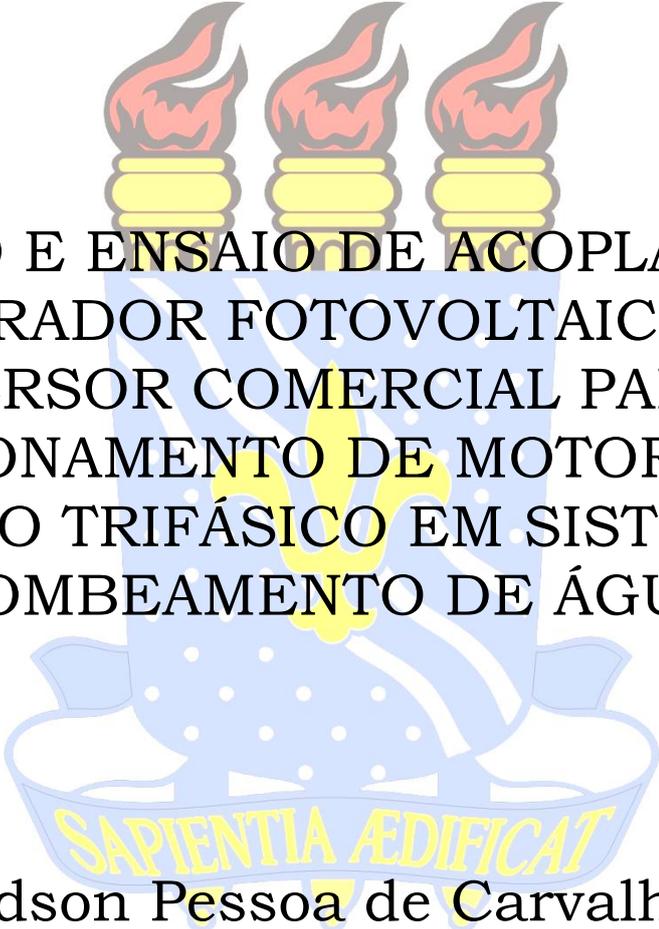


UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA

CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Dissertação de Mestrado



ESTUDO E ENSAIO DE ACOPLAMENTO  
DE GERADOR FOTOVOLTAICO COM  
INVERSOR COMERCIAL PARA O  
ACIONAMENTO DE MOTOR DE  
INDUÇÃO TRIFÁSICO EM SISTEMA DE  
BOMBEAMENTO DE ÁGUA

Edson Pessoa de Carvalho

João Pessoa-PB, Brasil  
Abril - 2019

**EDSON PESSOA DE CARVALHO**

**ESTUDO E ENSAIO DE ACOPLAMENTO DE GERADOR FOTOVOLTAICO COM  
INVERSOR COMERCIAL PARA O ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO  
TRIFÁSICO EM SISTEMA DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA**

Defesa de Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas

**JOÃO PESSOA**

**2019**

**Catálogo na publicação**  
**Seção de Catalogação e Classificação**

C331e Carvalho, Edson Pessoa de.

ESTUDO E ENSAIO DE ACOPLAMENTO DE GERADOR FOTOVOLTAICO  
COM INVERSOR COMERCIAL PARA O ACIONAMENTO DE MOTOR DE  
INDUÇÃO TRIFÁSICO EM SISTEMA DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA /  
Edson Pessoa de Carvalho. - João Pessoa, 2019.  
172 f. : il.

Orientação: Isaac Freitas.  
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Gerador Fotovoltaico. 2. Conversor CC-CC. 3.  
Algoritmo MPPT. 4. Eletrobomba Trifásica. 5. Inversor  
Comercial. I. Freitas, Isaac. II. Título.

UFPB/BC

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB**  
**CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE**

**ESTUDO E ENSAIO DE ACOPLAMENTO DE GERADOR FOTOVOLTAICO COM  
INVERSOR COMERCIAL PARA O ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO  
TRIFÁSICO EM SISTEMA DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA**

Elaborado por

**EDSON PESSOA DE CARVALHO**

como requisito para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica.**

**COMISSÃO EXAMINADORA**

**PROF. DSC. ISAAC SOARES DE FREITAS**  
**(Presidente - UFPB)**

**PROF. DSC. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES**  
**(Membro Interno - UFPB)**

**PROF. DSC. ÍTALO ROGER FERREIRA MORENO DA SILVA**  
**(Membro Externo - UFRPE)**

João Pessoa/PB, 30 de abril de 2019.

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB**  
**CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

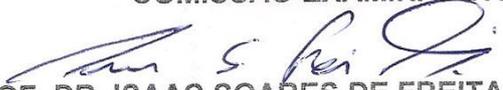
**ESTUDO E ENSAIO DE ACOPLAMENTO DE GERADOR FOTOVOLTAICO COM  
INVERSOR COMERCIAL PARA O ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO  
TRIFÁSICO EM SISTEMA DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA**

Elaborado por

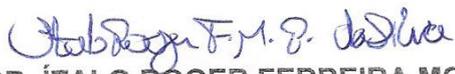
**EDSON PESSOA DE CARVALHO**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica.**

**COMISSÃO EXAMINADORA**

  
**PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS (Presidente)**

**PROF. DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES**

  
**PROF. DR. ÍTALO ROGER FERREIRA MORENO DA SILVA**

João Pessoa, 28 de fevereiro de 2019

A minha esposa Diana, e as minhas filhas Débora e Daína pela compreensão da importância deste trabalho, pela tolerância do tempo ausente e pelos incentivos estimuladores e persistentes e, à minha mãe, Mt. Ofélia Gondim, pelo modelo a ser seguido.

Dedico

## **AGRADECIMENTOS**

A minha família pela paciência e incentivos, aos meus colegas de mestrado pelo companheirismo e sensibilidade, requisitos estes que me fortaleceram a enfrentar tão nobre desafio.

Ao meu orientador Dr. Isaac Soares de Freitas, pela confiança depositada e pelos esforços e esmera dedicação desprendida neste período de aprendizado.

Aos colegas e amigos Prof. Marcos Cavalcante Meira, Eng. Roberto RAC e Eng. Zarif Meira, pelas várias horas de estudo em conjunto e vários novos conhecimentos advindos de discussões e questionamentos extremamente esclarecedores e contributivos para a consolidação deste trabalho.

Um verdadeiro Mestre além de acumular e renovar conhecimentos deve ser um agente multiplicador. Abster-se de disseminar o conhecimento é desmerecer a nobre tarefa de ensinar e educar. Perde o honroso título de Mestre e torna-se um mero consultor no mercado.

Edson Pessoa de Carvalho.

## Sumário

LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABELAS	XII
LISTA DE GRÁFICOS	XIII
SIMBOLOGIA	XIV
RESUMO	XVI
ABSTRACT	XVII
<b>1 MOTIVAÇÃO</b>	<b>19</b>
1.1 O PRODEEM NA PARAÍBA	19
1.2 OBJETIVO	21
1.3 JUSTIFICATIVA	21
1.4 ESTRUTURA UTILIZADA PARA ESTUDO	23
<b>2 A ENERGIA FOTOVOLTAICA</b>	<b>27</b>
2.1 A CÉLULA FOTOVOLTAICA	29
2.2 O MODELO MATEMÁTICO DA CÉLULA FOTOVOLTAICA	31
2.3 CURVAS CARACTERÍSTICAS DA CÉLULA FOTOVOLTAICA	34
2.3.1 <i>Variação da Intensidade da Radiação Solar:</i>	36
2.3.2 <i>Variação da Temperatura:</i>	36
<b>3 PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPP) E SEU RASTREAMENTO</b>	<b>38</b>
3.1 MÉTODOS DE RASTREAMENTO: P&O E CONDUTÂNCIA INCREMENTAL	46
3.1.1 <i>Perturba e Observa (P&amp;O)</i>	46
3.1.2 <i>Condutância Incremental (Inc-Cond)</i>	47
3.2 ALGORÍTMOS DOS MÉTODOS MPPT	48
3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O MPPT	51
<b>4 CONVERSORES DE ENERGIA</b>	<b>52</b>
4.1 CONVERSORES CC-CC	53
4.1.1 <i>Conversor Push-Pull Alimentado Por Corrente.</i>	59
4.1.2 <i>Princípio de Funcionamento</i>	60
4.2 CONVERSORES CC-CA – INVERSORES	70
4.2.1 <i>Inversores Comerciais</i>	71
4.2.2 <i>Classificação dos Conversores CC-CA</i>	73
4.3 CONSIDERAÇÕES GERAIS	79
4.4 PARAMETRIZAÇÃO DO INVERSOR	81
<b>5 ELETROBOMBAS</b>	<b>84</b>

5.1	BOMBAS HIDRÁULICAS	84
5.2	CLASSIFICAÇÃO	85
5.2.1	<i>Bombas de Deslocamento Positivo</i>	85
5.2.2	<i>Turbo bombas, Hidrodinâmicas, Rotodinâmicas ou Bombas de Fluxo.</i>	86
5.3	APLICAÇÕES	87
5.4	CONSIDERAÇÕES	88
5.5	POTÊNCIA HIDRÁULICA E ELÉTRICA	90
5.6	MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS	91
5.6.1	<i>Execução do Controle pelo Inversor</i>	93
<b>6</b>	<b>ESTRATÉGIAS DE CONTROLE</b>	<b>97</b>
6.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA À SIMULAÇÃO E AO EXPERIMENTO	98
6.2	CONSIDERAÇÕES GERAIS	110
<b>7</b>	<b>PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR PUSH-PULL</b>	<b>113</b>
7.1	CÁLCULO APROXIMADO DOS PRINCIPAIS ELEMENTOS DO PROJETO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO.	115
7.1.1	<i>Capacitor de Entrada <math>C_e</math>.</i>	115
7.1.2	<i>Indutor de Entrada <math>L_e</math>.</i>	116
7.1.3	<i>Capacitor de Saída <math>C_s</math>.</i>	116
<b>8</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>118</b>
8.1	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	121
8.2	RESULTADOS DO EXPERIMENTO	123
8.3	ANÁLISE DOS RESULTADOS	133
<b>9</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>137</b>
9.1	PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS	139
<b>10</b>	<b>REREFÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>141</b>
<b>11</b>	<b>APÊNDICE-1 CÓDIGO MPPT</b>	<b>147</b>
<b>12</b>	<b>ANEXO-1</b>	<b>154</b>
	MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC TIPO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE	154
<b>13</b>	<b>ANEXO-2</b>	<b>160</b>
	DEDUÇÕES E CÁLCULOS DE ELEMENTOS MAGNETICOS PARA CONVERSOR ESTÁTICO, ISOLADO, DC-DC, TIPO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE	160
<b>14</b>	<b>ANEXO-3</b>	<b>166</b>

DIMENSIONAMENTO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	166
<b>PARA O INDUTOR</b>	167
<b>ENTREFERRO</b>	168
<b>DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR</b>	169
<b>PARA O TRANSFORMADOR</b>	169
<b>DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO TRANSFORMADOR</b>	170
<b>DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES</b>	170
<b>POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO</b>	172

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	SISTEMA DE BOMBEAMENTO FOTOVOLTAICO .....	20
FIGURA 2	TOPOLOGIA BÁSICA – GF+CTR+INVERSOR+EB (CA). .....	21
FIGURA 3	TOPOLOGIA BÁSICA GF+CTR+INVERSOR+EB(CA). .....	22
FIGURA 4	TOPOLOGIA BÁSICA ESCOLHIDA PARA EXPERIMENTO. ....	23
FIGURA 5	CORTE TRANSVERSAL DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	27
FIGURA 6	ESTRUTURAS CRISTALINAS DO SILÍCIO, FÓSFORO E BORO. ....	29
FIGURA 7	LINGOTE DE SILÍCIO MONOCRISTALINO .....	29
FIGURA 8	MODELO ELÉTRICO DA CÉLULA FOTOVOLTAICA. ....	32
FIGURA 9	ALGORITMO DO MPPT P&O. ....	49
FIGURA 10	ALGORITMO DO MPPT INC-COND.....	50
FIGURA 11	DIAGRAMA DE CONVERSÃO TIPO GF+CC-CC+CC-CA+MIT. ....	52
FIGURA 12	TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS. ....	54
FIGURA 13	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES ISOLADOS.....	55
FIGURA 14	VARIAÇÕES DO CONVERSOR PUSH-PULL.....	57
FIGURA 15	PUSH-PULL COM DUPLO INDUTOR. ....	58
FIGURA 16	ESQUEMA ELÉTRICO DO CONVERSOR PUSH-PULL NO SOFTWARE DE SIMULAÇÃO DE CIRCUITOS (PSIM-DEMO). ....	59
FIGURA 17	VARIÁVEIS DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO POR CORRENTE. ....	60
FIGURA 18	ETAPAS 1 E 3 - ARMAZENAMENTO DE ENERGIA, ETAPAS 2 E 4 – TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA. ....	61
FIGURA 19	FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE (HARTMANN, 2008). ....	63
FIGURA 20	DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA .....	71
FIGURA 21	IHM – INTERFACE HOMEM-MÁQUINA.....	72
FIGURA 22	DIAGRAMA CONVERSOR COMERCIAL – RETIFICADOR - BARRAMENTO CC - CONVERSOR CC-CA - MIT (MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO).....	73
FIGURA 23	INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS. ....	74
FIGURA 24	RELAÇÕES TENSÃO, TORQUE E POTÊNCIA X FREQUÊNCIA.....	78
FIGURA 25	DIAGRAMA DE BLOCO DO CONTROLADOR PID. ....	82
FIGURA 26	BOMBA DE DESLOCAMENTO POSITIVO .....	86
FIGURA 27	BOMBA CENTRÍFUGA. ....	87
FIGURA 28	CURVAS INDICATIVAS DE UTILIZAÇÃO DE ELETROBOMBAS DE DESLOCAMENTO POSITIVO (A) E CENTRÍFUGAS (B). ....	90
FIGURA 29	DIAGRAMA DE BLOCO DE CONTROLE EM CASCATA COM MALHAS DE CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE DO CONVERSOR E INTERAÇÃO COM INVERSOR. (ADAPTADO PEDROSO, 2010).....	97
FIGURA 30	DIAGRAMA ELÉTRICO DO BARRAMENTO CC DE ENTRADA. ....	99
FIGURA 31	DIAGRAMA DE BLOCOS DE CONTROLE EM CASCATA UTILIZADA. ....	100
FIGURA 32	SINTONIA DO COMPENSADOR DE CORRENTE POR SOFTWARE MATEMÁTICO. ....	100
FIGURA 33	SINTONIA DO COMPENSADOR DE TENSÃO POR SOFTWARE MATEMÁTICO. .	101
FIGURA 34	MÉTODOS DE CONTROLE PARA O MPPT.....	102
FIGURA 35	.DIAGRAMA ELÉTRICO DO BARRAMENTO DE SAÍDA.....	103
FIGURA 36	CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIT. ....	104
FIGURA 37	DIAGRAMA DE BLOCOS DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC DE SAÍDA PELO CONTROLE DA VELOCIDADE. ....	106

FIGURA 38	AJUSTE DO CONTROLADOR PID DA MALHA FECHADA DA FUNÇÃO GVI(S) ....	108
FIGURA 39	ALGORITMO HÍBRIDO COM PROTEÇÃO DE SOBRE TENSÃO.....	109
FIGURA 40	ESQUEMA ELÉTRICO DE FORÇA E DE CONTROLE DA SIMULAÇÃO DO EXPERIMENTO.....	110
FIGURA 41	CONFIGURAÇÃO DE MONTAGEM DO SISTEMA.....	118
FIGURA 42	ESQUEMA ELÉTRICO DA SIMULAÇÃO – CONVERSOR PUSH-PULL CARGA RESISTIVA E CONTROLE POR HISTERESE.....	119
FIGURA 43	DADOS DE PLACA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO MSX77 DA SOLAREX .....	120
FIGURA 44	EMULAÇÃO DO ARRANJO (3X2) DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS EM SOFTWARE DE SIMULAÇÃO.....	121
FIGURA 45	PLACA DE CIRCUITO DE FORÇA DO CONVERSOR PUSH-PULL.....	123
FIGURA 46	PLACA DE CIRCUITOS MEDIÇÃO (SENSORES).....	123
FIGURA 47	MICROPROCESSADOR TIVA DA TEXAS INSTRUMENTS + DRIVERS + FONTES.....	124
FIGURA 48	EMULADOR FOTOVOLTAICO DA KEYSIGHT.....	124
FIGURA 49	INVERSOR TRIFÁSICO WEG CFW08.....	124
FIGURA 50	ELETROBOMBA TRIFÁSICA.....	125
FIGURA 51	BANCADA DO EXPERIMENTO.....	125
FIGURA 52	SEQUÊNCIAS 1 E 2 DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA MPPT.....	128
FIGURA 53	SEQUÊNCIAS 3 E 4 DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA MPPT.....	128
FIGURA 54	SEQUÊNCIAS 5 E 6 DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA MPPT.....	129
FIGURA 55	SEQUÊNCIAS 7 E 8 DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA MPPT.....	129
FIGURA 56	TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA, TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR.....	130
FIGURA 57	TENSÃO CC DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR E CORRENTES TRIFÁSICAS DO MIT.....	131
FIGURA 58	DETALHES DA TENSÃO BARRAMENTO CC DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR E CORRENTES TRIFÁSICAS.....	131
FIGURA 59	VARIAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR.....	132
FIGURA 60	ESQUEMA DE LIGAÇÃO DO EXPERIMENTO.....	135
FIGURA 61	ETAPA DE ARMAZENAMENTO.....	154
FIGURA 62	ETAPA DE TRANSFERÊNCIA.....	155
FIGURA 63	CORRENTES INSTANTÂNEA (A) E APROXIMADA (B) NA CHAVE.....	162
FIGURA 64	CORRENTE EFICAZ NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.....	164

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1	EFICIÊNCIA DAS CÉLULAS FOTOVOLTAICAS .....	30
TABELA 2	PRINCIPAIS GRANDEZAS DAS CÉLULAS FOTOVOLTAICAS.....	35
TABELA 3	AVALIAÇÃO DE MÉTODOS DE RASTREAMENTO DE MPP.....	39
TABELA 4	CARACTERÍSTICAS DAS TÉCNICAS MPPT .....	40
TABELA 5	COMPARAÇÃO DE MÉTODOS MPPT RELATIVO A RAPIDEZ, EFICIÊNCIA E RENDIMENTO.....	42
TABELA 6	ENERGIA GERADA POR DIVERSAS TÉCNICAS MPPT PARA ENTRADAS DE VALORES MÉDIOS MENSIS DE IRRADIAÇÃO E, COMPARADAS COM A GERAÇÃO IDEAL. ....	43
TABELA 7	AVALIAÇÃO QUALITATIVA DE CUSTOS DE DIVERSAS TÉCNICAS MPPT.....	43
TABELA 8	ONDULAÇÃO MÁXIMA.....	44
TABELA 9	POTÊNCIA MÉDIA .....	45
TABELA 10	EFICIÊNCIA (%) .....	45
TABELA 11	COMPARATIVO DE CONVERSORES.....	56
TABELA 12	ETAPAS DE ACIONAMENTO DAS CHAVES. ....	67
TABELA 13	VALORES DE TENSÃO NOS ELEMENTOS.....	67
TABELA 14	ESTADO DAS CHAVES X TENSÃO DE POLO. ....	75
TABELA 15	COMBINAÇÕES DAS CHAVES E TENSÕES DE SAÍDA.....	77
TABELA 16	ALGUNS PARAMETROS DO INVERSOR COMERCIAL.....	83
TABELA 17	PARÂMETROS DE PROJETO.....	113
TABELA 18	DADOS DE PLACA DO MÓDULO SOLAREX MSX77 DE 77,9 $W_p$ .....	119
TABELA 19	DADOS DO ARRANJO DO GFV – PAINEL 3X2 DE 6X77,9=467,4 $W_p$ .....	120
TABELA 20	VARIÁVEIS DO SECUNDÁRIO REFERIDAS AO PRIMÁRIO .....	159

## LISTA DE GRÁFICOS

GRÁFICO 1	(A) CURVA CARACTERÍSTICA I-V E P-V DE UMA CÉLULA, (B) CURVA I-V PARA DIFERENTES IRRADIÂNCIAS E TEMPERATURA CONSTANTE. ....	35
GRÁFICO 2	(A) CURVAS I-V PARA IRRADIAÇÕES INCIDENTES VARIADAS E TEMPERATURA DE 25°C. (B) CURVAS I-V PARA MESMA RADIAÇÃO E VARIADAS TEMPERATURAS. ....	37
GRÁFICO 3	CURVA I-V E MPP DE UM MÓDULO COM 36 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS. ....	38
GRÁFICO 4	ENERGIA GERADA PELA APLICAÇÃO DE TÉCNICAS DE MPPT X CUSTOS .....	44
GRÁFICO 5	CARACTERÍSTICA DA CURVA POTÊNCIA X TENSÃO DO GERADOR FOTOVOLTAICO.....	46
GRÁFICO 6	DP/DV X MPP.....	47
GRÁFICO 7	ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO DO PWM.....	62
GRÁFICO 8	CURVAS DE GANHO DE BOOST X RAZÃO CÍCLICA PARA DIFERENTES GANHOS DE TRANSFORMAÇÃO. ....	66
GRÁFICO 9	ESTRATÉGIA PWM E FORMA DE ONDA DAS TENSÕES NO INVERSOR. ....	80
GRÁFICO 10	RENDIMENTO DO SISTEMA – INVERSOR+ELETROBOMBA.....	81
GRÁFICO 11	CURVAS DE POTÊNCIA E CORRENTE – ARRANJO FOTOVOLTAICO 3X2.462W <sub>p</sub> .....	121
GRÁFICO 12	CURVAS DE TENSÃO DE ENTRADA E SAÍDA E CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR.....	122
GRÁFICO 13	CURVAS DE POTÊNCIA DE ENTRADA E RESULTADO DO MPPT .....	122
GRÁFICO 14	COMPARATIVO DE POTÊNCIAS GERADA E RASTREADA, NO TEMPO, PARA SITUAÇÕES DIFERENTES DE IRRADIAÇÃO E TEMPERATURA – SIMULAÇÃO. ....	126
GRÁFICO 15	POTÊNCIAS, TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA E, CONDIÇÃO DE CONTROLE – SIMULAÇÃO.....	126
GRÁFICO 16	TENSÃO DE SAÍDA, VELOCIDADE E CORRENTES TRIFÁSICAS NO MIT – SIMULAÇÃO.....	127
GRÁFICO 17	RAZÃO CÍCLICA DO CONVERSOR – EXPERIMENTO. ....	127
GRÁFICO 18	POTÊNCIAS DE ENTRADA E SAÍDA DO CONVERSOR.....	130
GRÁFICO 19	VARIAÇÃO DA REFERÊNCIA DE VELOCIDADE DA ENTRADA ANALÓGICA. ....	132

## SIMBOLOGIA

3F	Trifásico	$E_g$	Energia da Barreira de potencial
CA	Corrente Alternada	$n_p$	nº de células em paralelo
CC	Corrente Contínua	$f_i$	Fator de idealidade do diodo
CdTe	Telureto de Cadmio	$C_s$	Capacitor de saída
$C_{h1}$	Chave 1	$V_e$	Tensão de entrada
CIGS	Cobre, Índio, Gálio e Selênio	$C_e$	Capacitor de entrada
CIS	Cobre, Índio e Selênio	$L_e$	Indutor de entrada
CTR	Controlador	$n_s$	nº de células em série
$C_v$	Tensão Constante	$I_D$	Corrente de fuga do Diodo
D	Razão Cíclica	P	Potência
EB	Eletrobomba	$K_B$	Constante de Boltzmann
Ga	Radiação Ambiente	$I_{sr}$	Corrente de saturação
GAP	Barreira de Potencial	$V_s$	Tensão de Saída
GF	Gerador Fotovoltaico	$T_{cel}$	Temperatura da célula
$I_{ca}$	Corrente Alternada	$V_{ref}$	Tensão de Referência
$I_{cc}$	Corrente Contínua	FF	Fator de Forma
$I_{ch1}$	Corrente na chave 1	$I_{cs}$	Corrente no capacitor de saída
$I_{Le}$	Corrente no indutor de entrada	$V_{s1}$	Tensão de secundário 1
Inc-Cond	Condutância Incremental	e	Carga do Elétron
$I_{pv}$	Corrente Fotovoltaica	$V_{mp}$	Tensão de máxima potência
$I_s$	Corrente de saída	$L_{P1}$	Indutância do primário 1
MPP	Máximo Ponto de Potência	DSP	Processador Digital de Sinal
MPPT	Rastreamento do MPP	VSI	Inversor Fonte de Tensão
$N_p$	Nº de espiras do primário	$V_{p1}$	Tensão no primário 1
$N_s$	Nº de espiras do secundário	$w_e$	Energia de entrada
P&O	Perturbação e Observação	$I_p$	Corrente no resistor paralelo
$P_{mx}$	Potência máxima	n:n	Relação de espiras
PWM	Modulador por Largura de Pulso	$P_{nom}$	Potência nominal
$R_p$	Resistência Paralela	$P_{com}$	Potência comutada
$R_s$	Resistência Série	T	Período

W	Watts	D1	Diodo 1
$V_{Le}$	Tensão no indutor de entrada	f	Frequência
$T_a$	Temperatura Ambiente	$I_{cs}$	Corrente de curto-circuito
$T_{am}$	Tempo de Amostragem	$I_{mp}$	Corrente de máxima potência
$V_{ca}$	Tensão Alternada	$I_{rr}$	Radiação
$V_T$	Tensão do Tap Central	$T_{af}$	Transformador de alta Frequência
$V_{ce}$	Tensão do capacitor de entrada	$V_{emi}$	Tensão de entrada mínima
$w_s$	Energia de saída	$V_o$	Tensão de Saída (output)
$V_{cc}$	Tensão Contínua	$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto
$\mu$	Micro	$V_{fv}$	Tensão Fotovoltaica

## Resumo

### **Estudo e ensaio de acoplamento de gerador fotovoltaico com inversor comercial para o acionamento de motor de indução trifásico em bombeamento de água.**

Este trabalho objetiva estudar e ensaiar uma topologia de conversão que se adeque à utilização em sistemas isolados de geração fotovoltaica e, contemple o acionamento de motores de indução trifásicos com aplicação ao bombeamento de água, com ênfase no baixo custo aquisitivo, fácil manutenção e relativa eficiência energética e operacional. As características do projeto estudado e experimentado seguem critérios específicos como: segurança, economicidade, dimensões reduzidas, operacionalidade e eficiência satisfatória. O modelo consiste de um conversor controlado por microprocessador projetado para transferir a máxima potência gerada por um arranjo fotovoltaico para suprir um inversor industrial no acionamento de uma eletrobomba, também do tipo comercial, com um motor de indução trifásico, ambos de fácil disponibilidade no mercado local. Foram realizadas simulações e avaliações com a utilização de softwares matemáticos e de simulação de circuitos elétricos. Os circuitos elétricos de potência foram pesquisados e projetados para serem testados em laboratório, e os resultados registrados. Para a realização do experimento foram utilizados equipamentos e dispositivos tais como: emulador de gerador fotovoltaico E4360A - KEYSIGHT, conversor cc-cc elevador, tipo push-pull alimentado por corrente, microprocessador de 120 MHz (TIVA) da Texas Instruments além de circuitos condicionadores de medição e acionamento de chaves. O microprocessador realizará as tarefas de controle do ponto de máxima potência (MPP) do gerador e demais proteções do sistema (desligamento). O controle da tensão do barramento de saída será realizado pelo inversor comercial parametrizado com estratégias de controle tipo escalar, controlando a potência consumida pela carga. Os resultados do estudo e ensaio serão demonstrados e comentados.

**Descritores:** Fotovoltaico, Conversor CC-CC, Inversor Trifásico, Motor de indução, Bomba d'água.

## Abstract

**Experimentaion and study of electrical photovoltaic generator connection with commercial inverter driving three-phase induction motor for water pumping.**

This work aims to study and test a conversion topology that fits the use in isolated photovoltaic generation systems driving induction motors on water pumping applications, with emphasis on low cost, easy maintenance and relative energy and operation efficiency. The characteristic of the design specifications to be experienced follows specials criteria such as safety, economy, small size, operability and satisfactory efficiency. The model to be experienced consists of a microprocessor controlled converter for maximum power transference of a PV generator to an industrial inverter, which triggers a commercial electric pump coupled to a three-phase induction motor, both of easy availability in the local market. Simulations and evaluations were performed using math and electrical circuit simulation softwares. The power circuits were evaluated and designed to be tested in the laboratory, with its results registered and demonstrated. To perform the experiment the following equipment and devices were used: PV array emulator E4360A - KEYSIGHT, push-pull type dc-dc isolated converter powered by current, a Texas Instruments's (TIVA) 120 MHz processor, besides conditioned circuits of sensing and driving. The microprocessor will perform control tasks for generator maximum power points by converter switchings. The inverter will perform load power control for nominal voltage parameter. Results and technical considerations will be presented.

**Keywords:** Photovoltaic, MPPT, DC-DC Converter, Three-phase Inverter, induction Motor, Water Pump.

## **INTRODUÇÃO**

## **1 MOTIVAÇÃO**

Nos anos de 1997 a 2003, o Governo Federal através do Ministério das Minas e Energia (MME) instituiu o Programa de Desenvolvimento Energético em Estados e Municípios (PRODEEM). Este programa tinha por objetivo atender com energia elétrica produzida por geração fotovoltaica, diversas comunidades isoladas até então excluídas do suprimento da rede de energia elétrica convencional. Tais sistemas foram destinados a suprir tanto pequenas instalações prediais de caráter social, denominados Sistemas Energéticos como atender às demandas de água de comunidades isoladas com instalação Sistemas de Bombeamento Fotovoltaicos. O cenário projetado era de que até 2003 seriam implantados em torno de três mil sistemas fotovoltaicos, sendo a grande maioria deles, sistemas de bombeamento de água.

Estes sistemas de bombeamento, todos importados com tecnologia proprietária, eram compostos por painéis em arranjos série/paralelo de módulos fotovoltaicos, conversores estáticos e eletrobombas (EB) submersíveis com motores CC sem escovas, acoplados a bombas centrífugas multi estágios, tornando-se estes últimos os principais responsáveis pelo descrédito do programa devido a uma grande demanda por reparos e manutenções. Parte deste insucesso pode ser creditado ao modelo de gestão do programa que não exigiu a transferência de tecnologia dos fabricantes para as regiões onde seriam implantados os sistemas, restringindo-se à mera capacitação de técnicos de nível médio para executarem sua instalação e exercer manutenção simplória como pequenas medições e alguns ajustes em conexões. Também, não houve a preocupação em interagir com comunidades acadêmicas tecnológicas, leiam-se Universidades e Escolas Técnicas, com ações de monitoramento, estudo e pesquisa relacionada às tecnologias fotovoltaicas e ao desempenho de seus acessórios eletrônicos.

### **1.1 O PRODEEM NA PARAÍBA**

Em nosso Estado, no final dos anos 90, a CHESF, representando o Ministério das Minas e Energia (MME) firmou convênio com a Secretaria do Meio Ambiente, dos Recursos Hídricos e Minerais de nosso Estado, para a instalação de cerca de

160 sistemas de bombeamento e 20 sistemas energéticos (com baterias), distribuídos em sessenta (60) municípios, principalmente no Cariri, Seridó e Sertão.

Assim, de acordo com levantamentos realizados em nosso estado, o resultado destas deficiências foi suficiente para desacreditar o programa perante os assistidos, configurando um cenário caótico de abandono e esquecimento com quadros isolados de depredações, desinstalações não autorizadas e furtos de equipamentos. Em 2010, o MME em parceria com a Secretaria de Ciência, Tecnologia e Meio Ambiente do Estado da Paraíba - SECTMA realizou um diagnóstico da real situação do programa e comprovou o quadro acima descrito com dados estatísticos preocupantes: apenas pouco mais de 2,0% dos sistemas ainda estavam em funcionamento.

Tais fatos motivaram a realização de um trabalho que contemplasse o estudo e o ensaio de um modelo de conversor estático, destinado ao controle da geração de energia por painéis fotovoltaicos (Figura 1) e viabilizasse o uso de inversores de frequências no acionamento de motores de indução trifásicos, ambos comerciais, possibilitando a substituição àqueles instalados e inoperantes. Tal solução poderá reduzir tanto as ações de manutenção como os custos de reposição das unidades defeituosas.

Figura 1 Sistema de Bombeamento Fotovoltaico



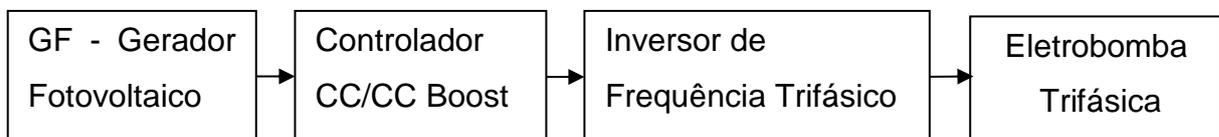
## 1.2 OBJETIVO

Como objetivo geral, estuda-se uma topologia que priorize a utilização de componentes comerciais de fácil aquisição, substituição e reparo, que possam substituir os modelos proprietários instalados, tornando-se uma solução emergencial para diversas comunidades beneficiadas pelo PRODEEM.

Como objetivo específico, têm-se estudos sobre métodos de rastreamento de pontos de máxima potência de geradores fotovoltaicos, topologias de conversores CC-CC isolados, modelos de controle, inversores e eletrobombas comerciais, objetivando a melhor adequação aos sistemas geradores fotovoltaicos instalados.

Para o presente trabalho, além dos aspectos topológicos serão considerados os aspectos econômico-sociais, a relação custo-benefício, os custos de aquisição e de manutenção. Para atender ao perfil da demanda de água das comunidades assistidas pelo programa PRODEEM, caracterizada por poços artesianos de até 50 metros de profundidade, baixa vazão (aproximada até mil litros por hora) e, levando em consideração aspectos tais como facilidade de aquisição e praticidade de manutenção, elegeu-se a topologia caracterizada pela Figura 2, composta por um conversor tipo boost isolado, motor de indução trifásico com rotor em gaiola e, inversor de frequência, ambos inversor e motor, do tipo comercial. Contudo, o desenvolvimento dos estudos indicará quais modificações poderão sofrer esta configuração, visando aperfeiçoar o desempenho e maximizar o rendimento.

Figura 2 Topologia Básica – GF+Ctr+Inversor+EB (CA).



## 1.3 JUSTIFICATIVA

O armazenamento de energia em sistemas de bombeamento se caracteriza pelo acúmulo de água em reservatórios, e torna-se indispensável garantir que toda energia disponível seja transformada em trabalho, com máxima eficiência e durante todo o tempo de exposição à radiação solar. Contudo, devido ao caráter precário

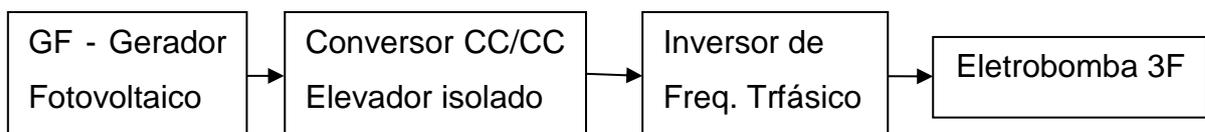
destas instalações e a dificuldade extrema de mão de obra qualificada para realizar manutenções e substituições; a simplicidade, o mínimo custo e a robustez são fatores relevantes e determinantes na relação “eficiência x custo” e consequente escolha topológica.

O uso da energia fotovoltaica no Brasil ainda é pouco explorado apesar dos esforços de programas governamentais tipo PRODEEM e outros de caráter social como o Programa “Luz para Todos” dos anos 2000. Investidas como estas que distribuíram mais de três mil sistemas fotovoltaicos, principalmente no Nordeste e Norte do país, sendo a maioria do tipo bombeamento de água, deveriam chamar mais a atenção dos centros tecnológicos de educação para pesquisas e projetos de desenvolvimento científico em energia renovável. Mundialmente, a experiência com geradores solares fotovoltaicos em bombeamento de água é exitosa e nos leva a questionar como chegamos ao cenário negativo inicialmente exposto.

Pode-se dizer que os maiores obstáculos à geração fotovoltaica são: a baixa eficiência de conversão das células solares e o alto custo de instalação. Portanto, tem fundamental importância o quanto se pode extrair em potência, dos geradores fotovoltaicos e assim, aumentar a eficiência do sistema e reduzir custos. Para tanto, é necessário que o sistema opere sempre sobre seu ponto de máxima potência e durante o maior tempo possível o que se torna difícil pelas características dos próprios painéis fotovoltaicos que dependem fortemente da temperatura e radiação solar incidente. (Snyman et al, 1993) (Enslin et al, 1997) (Oliveira et al, 2006).

As técnicas mais comumente usadas para garantir a operação no ponto de máxima potência, mesmo em ambientes com variações climáticas significativas e assim gerando mais energia com o mesmo arranjo de painéis são: Tensão Constante (CV), Perturbação e Observação (P&O) e Condutância Incremental (Inc-Cond). A diferença está na forma como o ponto de máxima potência é rastreado, com ganhos significativos na energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

Figura 3 Topologia Básica GF+Ctr+Inversor+EB(CA).

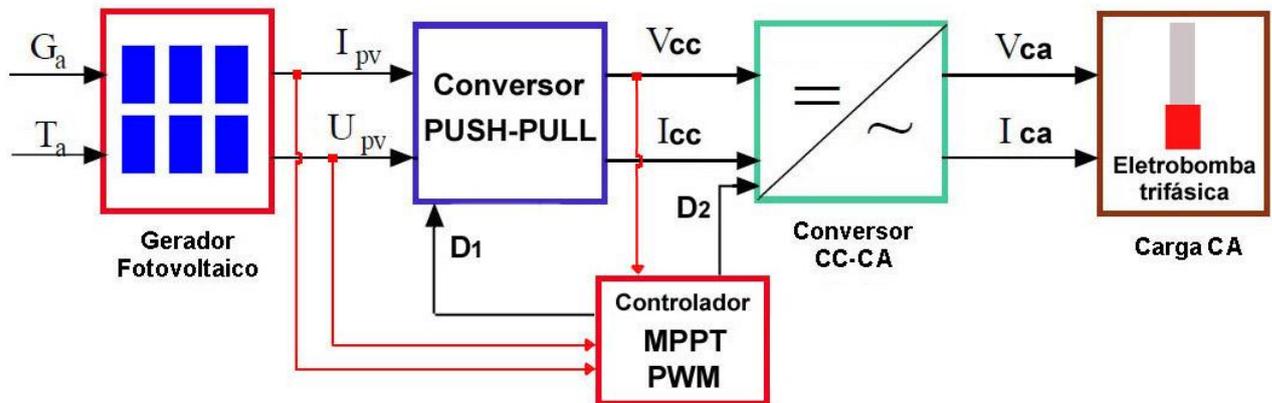


Vitorino (2008) utiliza a configuração da Figura 3, um conversor elevador, inversor, motor de indução trifásico e bomba centrífuga e define esta configuração como ótima para controlar as diversas variáveis do sistema e impor um ponto de operação desejado.

#### 1.4 ESTRUTURA UTILIZADA PARA ESTUDO

Para o presente projeto, a topologia escolhida será a caracterizada pela Figura 4, composta de um arranjo fotovoltaico padrão do PRODEEM, um conversor CC-CC isolado, tipo push-pull alimentado em corrente, um conversor CC-CA trifásico, 380V rms, um micro controlador e uma eletrobomba com motor trifásico. A potência do gerador fotovoltaico, de parâmetros contínuos é processada por um conversor elevador isolado que as adequa aos padrões de tensão de um inversor trifásico que alimenta um motor trifásico comercial.

Figura 4 Topologia básica escolhida para experimento.



A seleção da topologia estudada estabeleceu e considerou um conjunto de requisitos. Para se garantir a segurança do usuário será estabelecido um isolamento elétrico entre a entrada, em tensão e corrente contínua, e a saída que alimenta o inversor. Também, se deseja evitar um grande volume de componentes magnéticos, pois a eles estão associados massa elevada e custo. Ainda, deseja-se uma topologia capaz de operar alimentado tanto pela rede elétrica quanto pelo sistema gerador isolado.

Assim, para delimitar e atender os objetivos deste estudo fica estabelecido os seguintes requisitos:

- 1- Tensão de segurança na configuração do arranjo fotovoltaico.
  - Os sistemas de bombeamento fotovoltaicos têm seus geradores instalados no campo, ao alcance de pessoas e animais. Assim, a tensão máxima do arranjo deve seguir as normas de segurança de extra baixa tensão, com grandezas não maiores que 50V (ABNT) ou 60V (IEEE). Este requisito permite uma manutenção segura do gerador eliminando riscos de choques e de desligamentos do sistema.
- 2- Isolamento galvânico na topologia do conversor elevador de tensão.
  - Devido ao alto ganho no conversor CC-CC a ser utilizado, é desejado um isolamento galvânico entre as tensões de entrada e saída do conversor, incluídos também os componentes dos sistemas de medição e controle.
- 3- Pequeno volume e baixo custo do sistema.
  - Deseja-se reduzir volume e custo utilizando elementos que operam em altas frequências e limitando o número de semicondutores e principalmente de sensores, atenuando a ocorrência de ruídos.
- 4- Potência do sistema limitado às características das demandas de vazão e altura monométrica das instalações existentes nas regiões do semiárido nordestino.
  - Essas características estabelecem uma faixa de potência entre 300 e 750 W, com vazões pequenas e alturas manométricas variando entre 20 a 35 metros de profundidade.
- 5- Uso de inversor comercial e eletrobomba trifásica de baixo custo e de fácil manutenção.
  - Inversores comerciais de baixa potência (até 1 kW) já são facilmente adquiridos e possuem baixo custo de manutenção e substituição. O mesmo se apresenta em relação aos motores de indução trifásicos. Ainda, procura-se viabilizar o uso de conjuntos inversor-MIT utilizados nos sistemas convencionais como opção de substituição na ocorrência de eventuais defeitos. Assim, o controle do barramento CC será executado pela tecnologia embarcada no inversor comercial e não será objeto de estudos detalhados.
- 6- Simplicidade e eficiência.
  - A topologia do conversor e a estratégia de controle devem atender aos

requisitos de simplicidade e eficiência satisfatória, o que pode conflitar com alguma das premissas acima estabelecidas. Assim, um equilíbrio deve ser perseguido e maiores rendimentos devem orientar futuras pesquisas.

Em sequência ao exposto, este trabalho comportará os seguintes tópicos:

Revisão Bibliográfica

- . Capítulo 2 – Energia Fotovoltaica;
- . Capítulo 3 – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT);
- . Capítulo 4 – Conversores de Energia;
- . Capítulo 5 – Eletrobombas;

Desenvolvimento da proposta – Simulações e Experimentos

- . Capítulo 6 – Estratégias de Controle;
- . Capítulo 7 – Parâmetros e Projeto do Conversor;
- . Capítulo 8 – Resultados Simulados e Experimentais;

Conclusão e Referências

- . Capítulo 9 – Conclusões;
- . Capítulo 10 – Referências Bibliográficas.

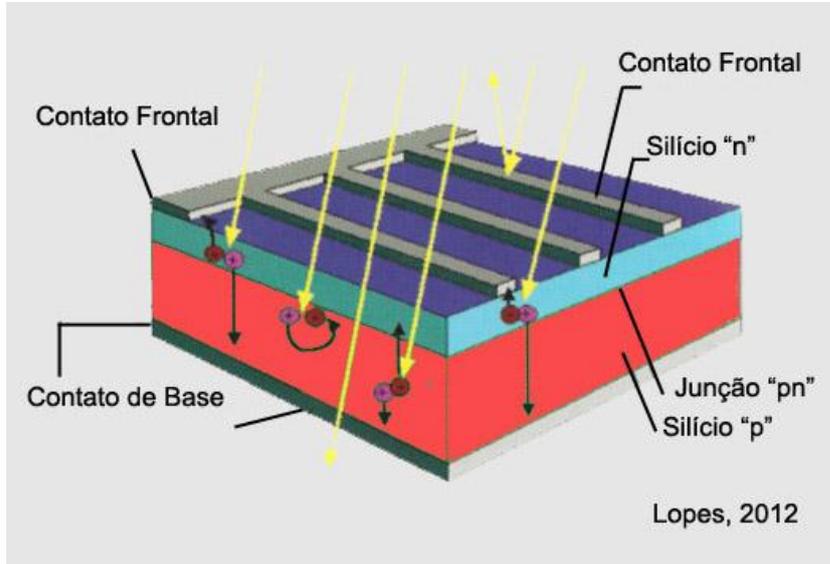
Ainda conterà um Apêndice com o código do MPPT simulado e experimentado, e três Anexos contendo modelagem, deduções, cálculos e dimensionamento dos elementos magnéticos do conversor PUSH-PULL.

## **REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

## 2 A ENERGIA FOTOVOLTAICA

A conversão direta da radiação solar em energia elétrica é realizada pela célula fotovoltaica através do efeito fotoelétrico. Ondas eletromagnéticas ao incidirem sobre determinados materiais podem produzir alterações em suas propriedades elétricas produzindo o aparecimento de tensões e correntes. Células solares são constituídas por um “sanduiche” de materiais semicondutores, com duas camadas uma do tipo P e outra do tipo N (Figura 5), que geram uma diferença de potencial entre si e, condicionados adequadamente, produzem corrente elétrica. Quando a radiação solar (fótons) atinge a célula com energia superior ao gap de energia do semicondutor, os elétrons dos átomos do material são deslocados para a banda de valência de condução, criando assim, pares elétron-lacunas que sob a influência do campo elétrico interno da junção produzem uma corrente elétrica proporcional à radiação incidente.

Figura 5 Corte transversal de uma célula fotovoltaica



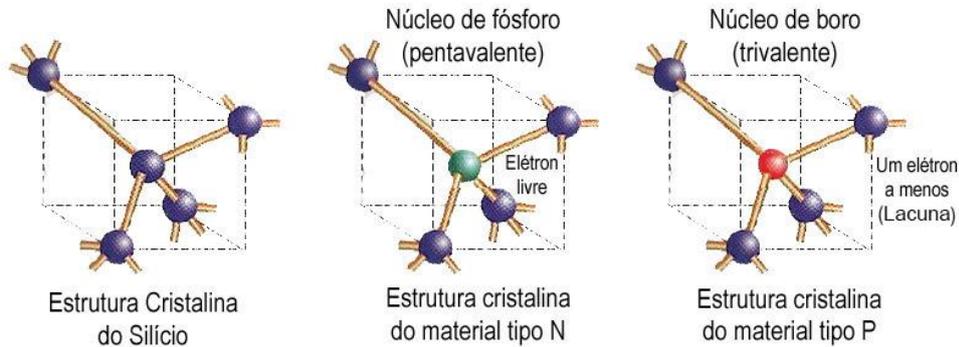
Atualmente, células fotovoltaicas quando expostas à radiação solar produzem, pela elevação do número de elétrons livres portadores de carga, uma tensão de aproximadamente 0,6V na junção P-N de sua estrutura. Define-se eficiência de uma célula, como a razão entre a radiação solar incidente sobre ela e a energia elétrica disponibilizada em seus terminais. Esta energia gerada depende do

tipo e da formação estrutural do semicondutor empregado.

Dos diversos semicondutores existentes na natureza o mais utilizado na produção das células fotovoltaicas é o silício (Figura 6). As propriedades dos materiais semicondutores podem ser alteradas pela adição de elementos específicos ou impurezas, que se combinam à sua estrutura cristalina e acentuam as propriedades elétricas contribuindo para uma maior conversão de energia. Este processo largamente utilizado pela indústria denomina-se dopagem (Villalva et al, 2012). Comumente, na parte frontal da célula que recebe a radiação solar, concentra-se material do tipo N de aproximadamente 0,2 a 0,5  $\mu\text{m}$  de espessura (Araújo, 1992, apud Gasparin, 2009). Esta região N pode ser potencializada adicionando-se à sua estrutura cristalina átomos com excesso de elétrons em sua camada de valência. No caso da dopagem do silício, por exemplo, utiliza-se um material penta valente como o fósforo, onde quatro dos cinco elétrons de sua camada de valência formam ligações covalentes com o silício ficando o quinto elétron, livre. Já na região P, a dopagem se realiza com o incremento de elementos que possuem ausência de elétrons na camada de valência, como o boro que é um elemento trivalente e realiza três ligações covalentes com os átomos do silício ficando a quarta ligação ausente, o que provoca uma lacuna para cada átomo introduzido (Figura 6). Assim pelo processo de dopagem, potencializa-se o campo elétrico entre estas camadas. A inserção de apenas uma fração de uma parte por milhão de átomos com cinco elétrons de valência (penta valentes) no Si aumentará em um milhão de vezes o número de elétrons livres, potencializando fortemente a condutividade do semicondutor. Fazendo o mesmo com a outra camada do semicondutor, agora com átomos trivalentes, tem-se o mesmo aumento na densidade de lacunas, tornando-as predominante e, conseqüentemente potencializada.

Diversos processos industriais de purificação e dopagem são necessários até se produzir o silício em lingotes (Figura 7), que devidamente fatiados e acondicionados geram uma célula cristalina, possuindo entre 200 e 300  $\mu\text{m}$  de espessura (Lasnier, 1990, apud Gasparin, 2009).

Figura 6 Estruturas cristalinas do silício, Fósforo e Boro.



Lopes, 2012

Figura 7 Lingote de silício monocristalino



Villalva et al, 2012

Lingote de Silício monocristalino  
Cortesia: Bosh Solar Energy AG.

## 2.1 A CÉLULA FOTOVOLTAICA

A célula é o menor elemento do sistema fotovoltaico, produzindo tipicamente potências elétricas da ordem de 1,5 W (correspondentes a uma tensão de 0,5 V e uma corrente de 3 A). Para obter potências maiores, as células são ligadas em série e/ou em paralelo, formando módulos (com potências da ordem de 50 a 250 Wp). Estes módulos também podem ser arranjados em ligações série-paralelo formando painéis com níveis de tensão e corrente variados. A utilização de arranjos do tipo matriz pode comprometer a máxima potência gerada pelo sistema. Fatores tais como diferenças construtivas, temperatura ou radiação solar, podem fazer com que a potência gerada pela matriz seja sempre inferior ao somatório das máximas

potências individualizada. Estas perdas denominadas de “module mismatch losses” são decorrentes de desigualdade entre os módulos do arranjo.

As principais células fotovoltaicas atualmente produzidas e comercializadas são praticamente dos três tipos a seguir. (Aniceto, 2010 e Lopes 2012):

- As células monocristalinas, pertencentes à primeira geração de células fotovoltaicas produzidas. Devido ao alto grau de pureza, seu rendimento é relativamente alto, em torno de 15 a 18%, podendo alcançar 23% em ensaios de laboratório. Têm elevado custo e complexa tecnologia de produção e sua fabricação demanda grande quantidade de energia.

- As células policristalinas são formadas por um aglomerado de pequenos cristais, com presença de impurezas em sua estrutura cristalina demandam menores investimentos na sua produção e conseqüente menor custo. O balanço de energia apresenta baixo rendimento de conversão, em torno de 11% a 13%, podendo atingir até 18% em ensaios de laboratório.

- As células de silício amorfo: São constituídas de uma forma não cristalina de silício, com presença de impurezas diversas porem com a vantagem de se moldar em diversos tipos de superfícies adquirindo algumas propriedades sendo a principal, a flexibilidade. São as mais baratas de produzir e as menos eficientes, com rendimento elétrico entre 5% a 8%, chegando a 13% em ensaios.

Tabela 1 Eficiência das células fotovoltaicas

Material da Célula	Eficiência em Laboratório	Eficiência da célula comercial	Eficiência dos módulos comerciais
Silício monocristalino	24,7%	18,0%	14,0%
Silício policristalino	19,8%	15,0%	13,0%
Silício cristalino filme fino	19,2%	9,5%	7,9%
Silício amorfo	13,0%	10,5%	7,5%
Silício micromorfo	12,0%	10,7%	9,1%
Célula solar híbrida	20,1%	17,3%	15,2%
CIS, CIGS	18,8%	14,0%	10,0%
Telureto de cádmio	16,4%	10,0%	9,0%
Dados: Fraunhofer ISE, Universidade de Stuttgart, 26th IEEE PVSC, UNSW. 2004			

Ainda, outros tipos menos comuns são produzidos para aplicações específicas que demandam melhores rendimentos tais como: o CIS (CIGS), que são células de filme fino produzidas com Disseleneto de Cobre Índio (Cu, In, Ga, Se<sub>2</sub>), têm rendimento aproximado de 13% e pouca participação no mercado; o Arsênio de Gálio (GaAs), constituindo-se na tecnologia com maior eficiência, com rendimento em torno de 28% porém, os custos de fabricação são proibitivos para aplicações comerciais, sendo destinadas a aplicações especiais como os satélites artificiais. Tem-se também, o Telureto de Cádmio (CdTe), nome dos materiais semicondutores formadores da junção P-N da célula que, apesar de serem de baixo custo têm alta toxicidade e baixa eficiência com conseqüente desinteresse do mercado.

A classificação dos principais tipos de células fotovoltaicas de acordo com suas eficiências é mostrada na Tabela 1 (Villalva et al, 2012).

## **2.2 O MODELO MATEMÁTICO DA CÉLULA FOTOVOLTAICA**

Os estudos de sistemas de geração fotovoltaica necessitam da construção de modelos matemáticos que bem representem suas características físicas e elétricas. Inúmeras são as publicações técnicas propondo diversos modelos com complexidades variadas. Os mais simples baseiam-se nos modelos de circuitos equivalentes que descrevem características globais do gerador, como tensão e corrente. Outros mais complexos representam características físicas de sua estrutura contendo informações detalhadas de seu comportamento.

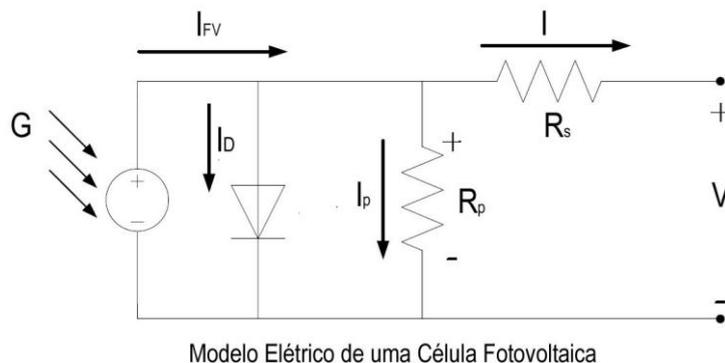
A estrutura da célula solar é semelhante a um diodo, portanto, sua característica assemelha-se à característica exponencial de um semicondutor. O modelo mais simples de uma célula fotovoltaica, denominado de “modelo de diodo”, foi desenvolvido por Townsend (1989) e por Duffie e Beckman (1991) (Martire et al, 2008). Ele é constituído por um diodo em paralelo com uma fonte de corrente e de uma ou duas resistências. Quando uma célula fotovoltaica é curto-circuitada, um fluxo de corrente é criado no circuito externo e quando está em aberto, a corrente é desviada internamente pela junção intrínseca p-n do diodo. As características deste diodo, portanto, definem as características de tensão de circuito aberto da célula.

Uma representação mais sofisticada, precisa e complexa pode ser conseguida introduzindo no modelo (González-Longatt, 2005) (Figura 8), algumas

dependências físicas reais tais como:

- A dependência da temperatura na corrente de saturação do diodo;
- A dependência da temperatura na corrente produzida pela célula fotovoltaica;
- A resistência série  $R_s$ , representando as perdas internas devido ao fluxo de corrente. Ela surge devido às soldas internas no substrato do material semicondutor e terminais externos de saída, particularmente na grade frontal, além da resistência do próprio material semicondutor;
- A resistência Shunt  $R_p$ , em paralelo com o diodo, correspondente à corrente de fuga provocada pela resistência  $R_p$  intrínseca da célula. Na maioria das vezes, devido ao seu elevado valor, o resistor  $R_p$  pode ser desconsiderado.
- O fator de qualidade  $n$  do diodo, ser um parâmetro variável.

Figura 8 Modelo elétrico da célula fotovoltaica.



Do Circuito equivalente deduzimos:

$$I = I_{FV} - I_D - I_P \quad (2.1)$$

Onde  $I_{FV}$  é a corrente gerada pelo efeito fotovoltaico,  $I_D$  é a corrente do diodo e  $I_P$  é a corrente de fuga pela resistência paralela.

As correntes  $I_D$  e  $I_P$  são dadas por:

$$I_D = I_{\text{Sat}} \times \left\{ \exp\left(\frac{V_d}{f_i \times T}\right) - 1 \right\} \quad (2.2)$$

$$I_p = \frac{V + (I \times R_s)}{R_p} \quad (2.3)$$

Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1), teremos:

$$I = I_{\text{FV}} - I_{\text{Sat}} \times \left\{ \exp\left[\frac{V + (I \times R_s)}{f_i \times T}\right] - 1 \right\} - \frac{V + (I \times R_s)}{R_p} \quad (2.4)$$

$$T = \frac{k_B \times T_{\text{cel}}}{e} \quad (2.5)$$

$V$  e  $I$  são a Tensão e corrente terminal da célula solar fotovoltaica, respectivamente;

$I_{\text{FV}}$  – Corrente Fotovoltaica;

$I_{\text{sat}}$  - Corrente de saturação do Diodo (reversa da célula);

$R_s$  - Resistência série da célula;

$R_p$  - Resistência paralela da célula;

$e$  - Carga do elétron;

$f_i$  - Fator de qualidade da junção p-n (fator de Idealidade do diodo);

$k_B$  - Constante de Boltzmann;

$T$  – Potencial Térmico;

$T_{\text{cel}}$  – Temperatura da Célula;

(Villalva, Gazoli, 2009),

Os Arranjos Fotovoltaicos, que são ligações série-paralelo de módulos, com  $n_p$  sendo o número de células fotovoltaicas em paralelo e  $n_s$  o número de células em série, podem se representados matematicamente por: (Aniceto 2010; Vitorino 2008).

$$I = n_p \times I_{FV} - n_p \times I_{Sat} \left\{ \exp \left( \frac{\left( \frac{V + I \times R_s}{n_s - n_p}{f_i \times T} \right)}{R_p} \right) - 1 \right\} - \frac{n_p \times V + I \times R_s}{R_p} \quad (2.6)$$

A corrente do gerador fotovoltaico  $I_{FV}$  e a corrente  $I_{Sat}$  são grandezas que dependem da temperatura e da radiação solar. Esta dependência é expressa pelas equações abaixo: (Seguel, 2009)

$$I_{FV} = \left[ I_{sc} + \alpha_T \times (T - T_r) \right] \times \frac{S}{1000} \quad (2.7)$$

$$I_{Sat} = I_{sr} \times \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 \times \exp \left[ \frac{q \times E_g}{f_i \times k} \times \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.8)$$

Onde  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito da célula na temperatura ( $25^\circ \text{C}$ ) e radiação ( $1000 \text{ W/m}^2$ ), padrões,  $\alpha_T$  é o coeficiente de temperatura e  $S$  é a radiação incidente em  $\text{W/m}^2$ ,  $T_r$  é uma temperatura de referência,  $I_{sr}$  é a corrente de saturação reversa na temperatura  $T_r$ , e  $E_g$  é a energia do band-gap do material da célula ( $1.12 \text{ eV}$  para Si).

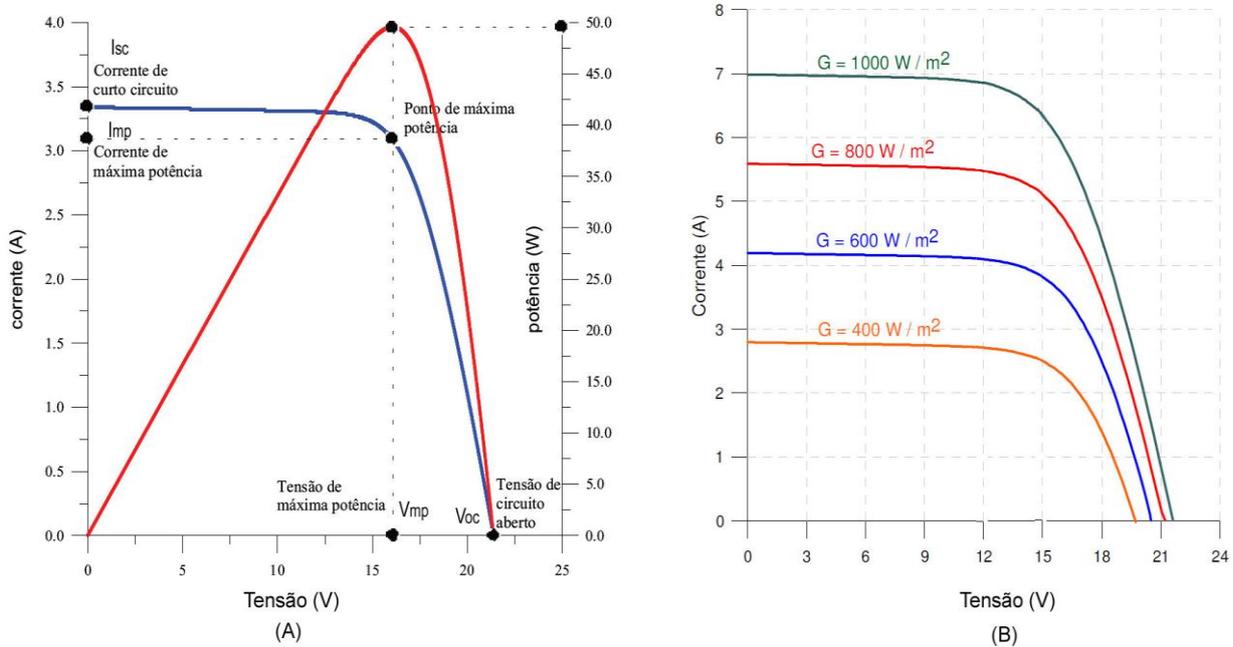
As equações (2.4), (2.6), (2.7) e (2.8), juntamente com os dados fornecidos pelos fabricantes, são utilizados em softwares matemáticos específicos que simulam as curvas características I-V de células, módulos e painéis fotovoltaicos, para diferentes situações ambientais.

### 2.3 CURVAS CARACTERÍSTICAS DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

A representação gráfica da saída de um painel fotovoltaico denomina-se curva de corrente e tensão (curva I-V). Como a corrente de saída se mantém praticamente constante ao longo da amplitude da tensão de funcionamento, pode-se considerar o painel fotovoltaico como uma fonte de corrente constante. A temperatura das células fotovoltaicas, a radiação solar e as características da carga ligada ao painel, determinam a corrente e a tensão em que o painel fotovoltaico

opera.

Gráfico 1 (a) Curva característica I-V e p-V de uma célula, (b) Curva I-V para diferentes irradiâncias e temperatura constante.



As curvas A e B do Gráfico 1, representam características elétricas de células fotovoltaicas. A Tabela 2 define as principais grandezas de uma célula.

Tabela 2 Principais grandezas das células fotovoltaicas.

Corrente de curto-circuito	$I_{cc}$	Corrente máxima gerada, com tensão nula e condições de radiação e temperatura específicas.
Tensão de circuito-aberto	$V_{ca}$	Tensão máxima gerada com corrente nula, e condições de radiação e temperatura específicas.
Máximo Ponto de Potência	MPP	Ponto da curva I-V em que o produto $I \times V$ é máximo, em condições climáticas específicas. Ponto é único para cada condição ambiental.
Tensão de máxima potência	$V_{mx}$	Valor de tensão no ponto de máxima potência.
Corrente de máxima potência	$I_{mx}$	Valor da corrente no ponto de máxima potência.

Temperatura normal de operação	NOC T	A temperatura padrão de 25°C normalmente referencia os parâmetros nominais.
Fator de forma	FF	Relação entre a potência no PMP e o produto $I_{cc} \times V_{ca}$ . Valores normalmente na faixa entre 70 e 80%.

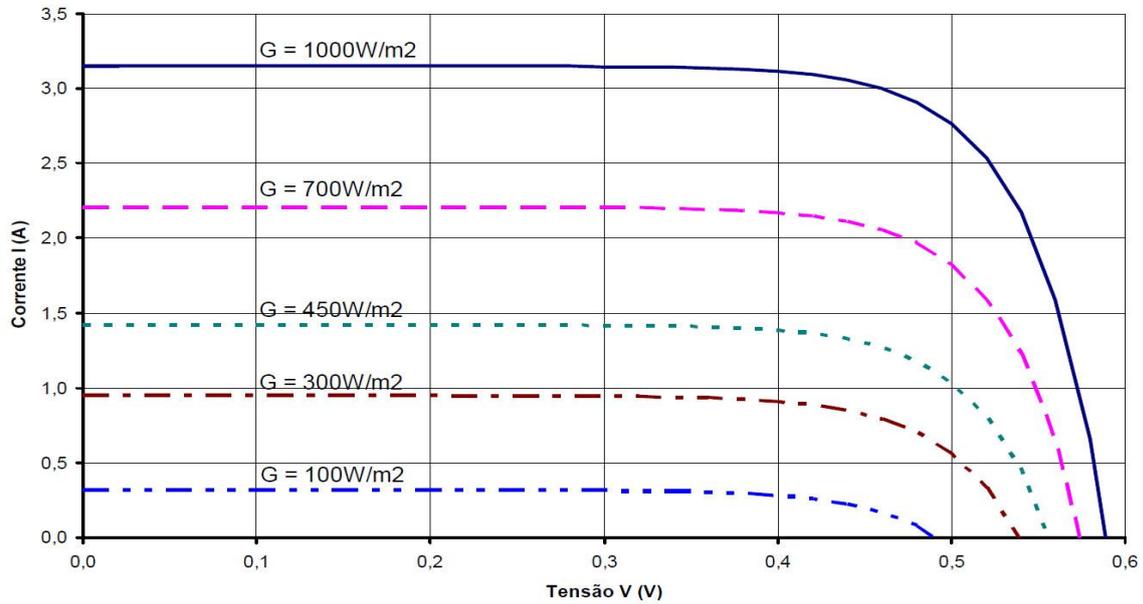
### 2.3.1 Variação da Intensidade da Radiação Solar:

A corrente de saída varia com a mudança da intensidade da radiação solar para qualquer valor de tensão. A tensão mantém-se praticamente constante, enquanto a corrente varia de forma diretamente proporcional à radiação. Os valores de corrente de curto-circuito  $I_{ccr}$ , tensão de circuito aberto  $V_{car}$ , corrente máxima  $I_{mxr}$ , tensão máxima  $V_{mxr}$  e potência máxima  $P_{mxr}$  são parâmetros fornecidos pelos fabricantes dos geradores fotovoltaicos. O índice  $r$ , na equação (2.7), indica que os valores registrados foram obtidos em condições específicas de radiação  $Gr = 1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura  $Tr = 298,16^\circ \text{ K}$ . Gráfico 2.

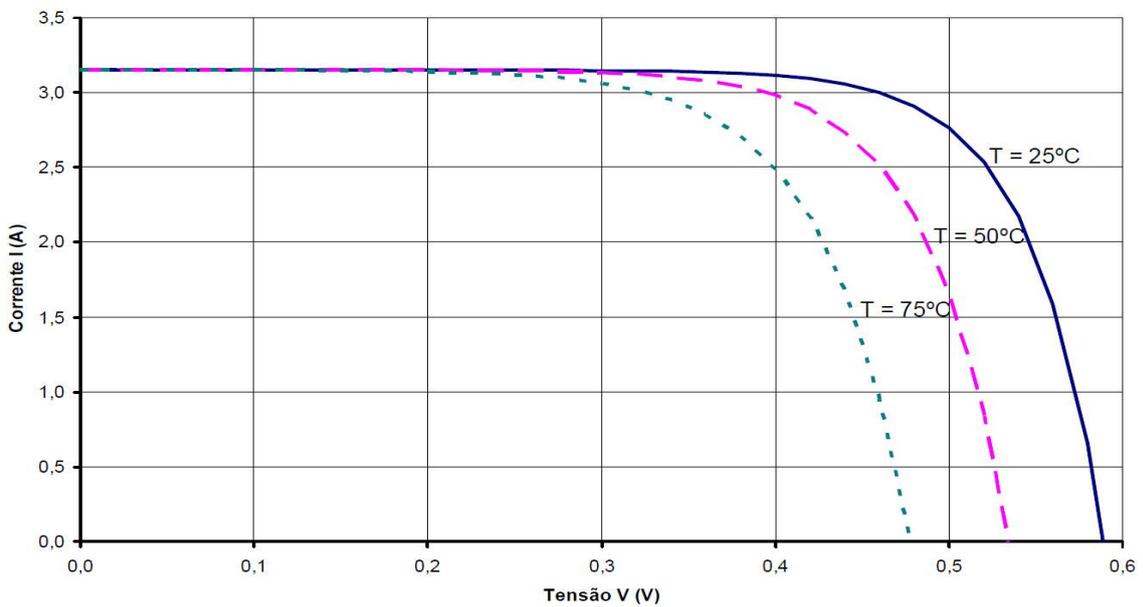
### 2.3.2 Variação da Temperatura:

A tensão nos terminais da célula fotovoltaica relaciona-se de forma diretamente proporcional à temperatura da mesma, equação (2.8), já a corrente, esta reage de forma inversa, porem em pequenos valores. Estas características são importantes para projetos de sistemas a serem implantados em regiões de alta temperatura ambiente. Para compensar esta redução utilizam-se arranjos de tensão elevada. (Gráfico 2).

Gráfico 2 (a) curvas I-V para irradiações incidentes variadas e temperatura de 25°C. (B) curvas I-V para mesma radiação e variadas temperaturas.



(a) - Curva IxV para diferentes níveis de radiações.

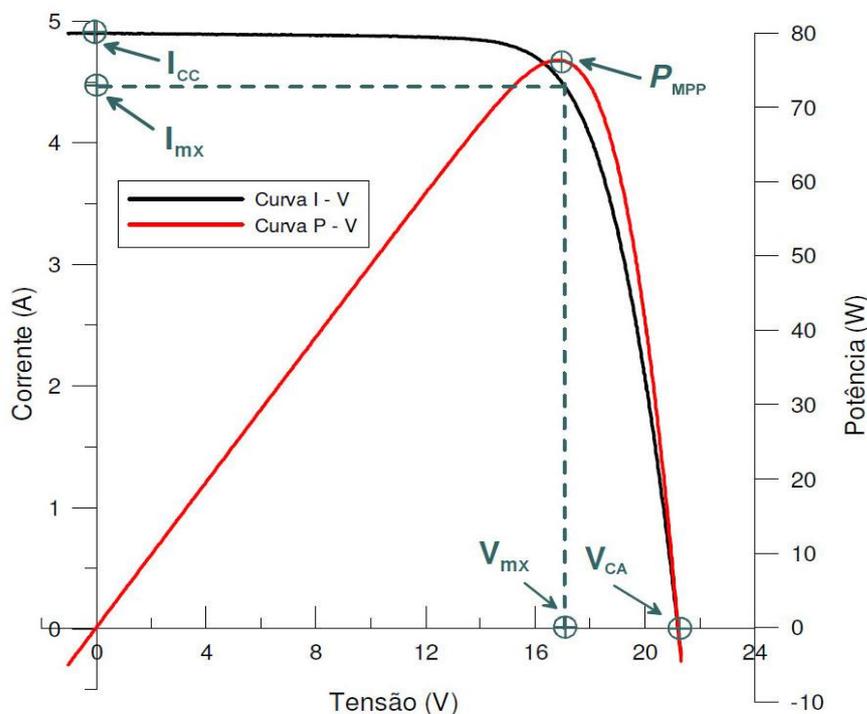


(b) - Curva IxV para diferentes Temperaturas.

### 3 PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPP) E SEU RASTREAMENTO

Os Sistemas de geração fotovoltaica, por serem ainda relativamente caros e de baixa eficiência, demandam modelos que melhorem e maximizem sua produção de energia e conseqüentemente a relação custo benefício. Devido às características físicas das células fotovoltaicas que, sujeito a influências ambientais, apresentam variações na conversão de energia, garantir e conseqüentemente disponibilizar a máxima transferência da potência gerada é algo a ser perseguido. Para tanto, faz-se necessário à introdução de técnicas apropriadas que aperfeiçoam o desempenho, maximizam a eficiência e minimizam os custos. A utilização de um controle contínuo deste Máximo Ponto de Potência (MPP) chamado de controle MPPT, "Maximum Power Point Tracking", possibilita a geração de uma quantidade maior de energia (Gráfico 3), com um mesmo número de células fotovoltaicas (módulo) para condições diversas de temperatura e de radiação solar.

Gráfico 3 Curva I-v e MPP de um módulo com 36 células fotovoltaicas.



Vários são os modelos e técnicas de busca deste ponto ótimo de operação e suas características dependem de fatores variados tais como complexidade, aplicação, quantidade de dispositivos e sensores, velocidade de convergência, eficiência, custos, hardware, entre outros. Estes métodos podem ser classificados conforme as variáveis de controle e/ou a estratégia utilizada. (Tabela 3, SALAS et al., 2006).

Tabela 3 Avaliação de métodos de rastreamento de MPP.

### MÉTODOS DE RASTREAMENTO DO PMP

CLASSIFICAÇÃO	MÉTODOS	DESVANTAGENS
Métodos indiretos: Baseado nos parâmetros armazenados em banco de dados e dados empíricos.	Ajuste de curva: Modelagem off-line das características não-lineares de um painel fotovoltaico.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• A resolução implica um difícil controle;</li> <li>• Requer conhecimento prévio dos parâmetros físicos.</li> </ul>
	Pesquisa de tabela: Armazenamento de valores do MPP em uma base de dados.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Grande memória;</li> <li>• Ajustado para um painel específico.</li> </ul>
	Gerador fotovoltaico de tensão de circuito aberto: A tensão de saída é linearmente proporcional a tensão de circuito-aberto.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Os ajustes são específicos para cada tecnologia e condições meteorológicas;</li> <li>• A potência real não é exata.</li> </ul>
	Gerador fotovoltaico de corrente de curto-circuito: A corrente de saída é linearmente proporcional a corrente de curto-circuito.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Os ajustes são específicos para cada tecnologia e condições meteorológicas;</li> <li>• A potência real não é exata.</li> </ul>
	Teste de tensão de circuito aberto da célula fotovoltaica: Monitoração da tensão de circuito aberto do gerador fotovoltaico.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Este teste supõe que as células sejam idênticas, o que nem sempre é verdade.</li> </ul>
Métodos de amostragem (Método direto): a tensão e/ou corrente do gerador fotovoltaico é medida para que a potência de saída seja sucessivamente comparada.	Diferenciação: Equações.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Os cálculos e medidas têm que ser efetuados rapidamente.</li> </ul>
	Realimentação de tensão e corrente: Ajuste do <i>duty cycle</i> do conversor DC/DC.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Não é possível adaptar-se às variações súbitas de irradiância e temperatura.</li> </ul>
	Perturbação e observação (P&O): Mede a perturbação para que seja determinada a mudança de direção no rastreamento do MPP.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Não é possível adaptar-se às variações súbitas de irradiância e temperatura.</li> </ul>
	Condutância incremental: Baseado no método da P&O, usa os valores de $I_{PV}/V_{PV}$ para determinar o sinal de $[d(P_{PV})/d(V_{PV})]$ .	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Circuito de controle complexo</li> <li>• Necessita dos sensores de tensão e corrente.</li> </ul>
	Capacitância parasita: Similar ao método da condutância incremental inclui a capacitância parasita.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Circuito de controle complexo.</li> </ul>
Métodos de modulação.	Amostragem de corrente: Mede somente a corrente do PV.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Método simples;</li> <li>• Implementado somente para conversores <i>buck</i>.</li> </ul>
	Oscilações forçadas: Uma pequena tensão (modulação) é somada a tensão de operação do gerador fotovoltaico.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Implementação complexa.</li> </ul>
Métodos de inteligência artificial.	Lógica <i>fuzzy</i> e redes neurais.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mede duas variáveis: tensão e corrente;</li> <li>• Implementação complexa.</li> </ul>

(adaptado de SALAS et al., 2006)

Em Chapman 2007, são enumerados e classificados em uma tabela pelo menos dezenove métodos distintos introduzidos na literatura o que se conclui que estas técnicas são muitas a despeito, de recentes trabalhos repetitivos com pequenas modificações e combinações. Com tantas técnicas MPPT disponíveis para os usuários de sistemas Fotovoltaicos (FV), torna-se árdua a tarefa de selecionar dentre tantas qual a técnica que melhor se adapta às necessidades de uma aplicação. Além dos conceitos já citados, são introduzidos outros mais específicos como o ajuste periódico (Periodic Tuning) e o processamento digital. Tabela 4.

Tabela 4 Características das técnicas MPPT

## PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DAS TÉCNICAS DE MPPT

MPPT Technique	PV Array Dependent?	True MPPT?	Analog or Digital?	Periodic Tuning?	Convergence Speed	Implementation Complexity	Sensed Parameters
Hill-climbing/P&O	No	Yes	Both	No	Varies	Low	Voltage, Current
IncCond	No	Yes	Digital	No	Varies	Medium	Voltage, Current
Fractional $V_{OC}$	Yes	No	Both	Yes	Medium	Low	Voltage
Fractional $I_{SC}$	Yes	No	Both	Yes	Medium	Medium	Current
Fuzzy Logic Control	Yes	Yes	Digital	Yes	Fast	High	Varies
Neural Network	Yes	Yes	Digital	Yes	Fast	High	Varies
RCC	No	Yes	Analog	No	Fast	Low	Voltage, Current
Current Sweep	Yes	Yes	Digital	Yes	Slow	High	Voltage, Current
DC Link Capacitor Droop Control	No	No	Both	No	Medium	Low	Voltage
Load $I$ or $V$ Maximization	No	No	Analog	No	Fast	Low	Voltage, Current
$dP/dV$ or $dP/dI$ Feedback Control	No	Yes	Digital	No	Fast	Medium	Voltage, Current
Array Reconfiguration	Yes	No	Digital	Yes	Slow	High	Voltage, Current
Linear Current Control	Yes	No	Digital	Yes	Fast	Medium	Irradiance
$I_{MPP}$ & $V_{MPP}$ Computation	Yes	Yes	Digital	Yes	N/A	Medium	Irradiance, Temperature
State-based MPPT	Yes	Yes	Both	Yes	Fast	High	Voltage, Current
OCC MPPT	Yes	No	Both	Yes	Fast	Medium	Current
BFV	Yes	No	Both	Yes	N/A	Low	None
LRCM	Yes	No	Digital	No	N/A	High	Voltage, Current
Slide Control	No	Yes	Digital	No	Fast	Medium	Voltage, Current

Hartmann (2007) propõe em seu trabalho a divisão dos diversos métodos em dois grupos sendo o primeiro denominado heurístico, sem base matemática específica para o rastreamento da máxima potência e, o segundo, composto por métodos onde os parâmetros do sistema tais como os dados do gerador, do conversor e da carga são conhecidos e utilizados para o rastreamento do MPP com maior velocidade.

Em modelos heurísticos avaliados (Huynh; Cho, 1996 e Koutroulis; Kalaitzakis et al, 2001, apud Hartmann, 2007), uma aproximação da variação da potência pela variação de tensão ( $dP/dV$ ) (3.1) é calculada e comparada com um valor anterior, gerando um sinal de erro que é aplicado a um controlador de um conversor de energia. Assim uma nova referência é gerada em cada passo, tendendo a zerar o erro em regime permanente. Outro modelo (Kim et al, 2001, apud Hartmann, 2007) utiliza-se da inequação (3.2) como teste condicional, incrementando ou reduzindo de um passo  $\Delta V$  constante, de acordo com o sinal resultante, uma tensão de referência que será utilizado para o controle de um conversor de energia. O passo  $\Delta V$  pode ser variável (Xiao et al, 2004), sendo modificado a cada interação por um valor empírico o que resulta maior velocidade de rastreamento. O tamanho do passo de perturbação afeta a velocidade do algoritmo e do erro de estado estacionário. Passos maiores conduzem respostas mais rápidas, contudo o erro de estado estacionário é maior. Se o passo é muito pequeno, reduzem-se perdas porem temos uma resposta mais lenta (Sobreira, 2011). Além disso, a taxa de amostragem (TAM) também tem influência sobre a eficiência do algoritmo (PEFTITSIS et al, 2008). É importante notar que a eficácia dos métodos de MPPT depende ainda do correto dimensionamento do controlador de tensão ou de corrente com tempos de assentamento e overshooting satisfatórios. Mesmo assim, dependendo da aplicação, o rastreamento pode necessitar várias interações e conseqüentemente, vários segundos para atingir o ponto de máxima potência.

$$\frac{dP_{[k]}}{dV_{[k]}} = \frac{P_{[k]} - P_{[k-1]}}{V_{[k]} - V_{[k-1]}} \quad (3.1)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d[IV]}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \Rightarrow \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (3.2)$$

O controle do MPPT tem como objetivo regular o funcionamento de um conversor no sentido de conseguir extrair do painel fotovoltaico, a cada instante, a maior potência possível. Em Agarwal (2009) e Aniceto (2010), comparações entre vários métodos de rastreamento são realizadas, sendo qualificados de acordo com a 0. São introduzidos conceitos comparativos como “Ondulação” e “Energia Perdida”.

Tabela 5 Comparação de métodos MPPT relativo a rapidez, eficiência e rendimento.

<i>Métodos</i>	<i>Implementação</i>	<i>Rapidez</i>	<i>Precisão</i>	<i>Ondulação</i>	<i>Energia perdida</i>
<i>Hill Climbing</i>	Simplex	Lento	Preciso	Baixo	Muito Elevada
<i>Condutância Incremental</i>	Complexo	Lento	Preciso	Baixo	Muito Elevada
<i>Tensão Constante</i>	Simplex	Rápido	Pouco Preciso	Alto	Elevada
<i>Hill Climbing Modificado</i>	Complexo	Rápido	Preciso	Muito Baixo	Elevada
<i>B</i>	Complexo	Muito Rápido	Preciso	Baixo	Baixa
<i>Oscilação do Sistema</i>	Simplex	Muito Rápido	Pouco Preciso	Alto	Baixa
<i>Correlação de Ondulação</i>	Complexo	Muito Rápido	Pouco Preciso	Muito Alto	Baixa

Em outro trabalho comparativo, R. Faranda et al, 2008, detalha o comportamento dos 10 algoritmos de MPPT mais comumente usados. Utilizando-se de ferramentas digitais e simulando variações na radiação solar, calcula-se a energia gerada em função da técnica de rastreamento, como mostra a Tabela 6, (geração maior em negrito e menor sublinhado) e compara-as com dados ditos ideais.

É importante evidenciar que, por enquanto, implementações analógicas simples ainda estão mais baratas que digitais (dependendo do algoritmo, o micro controlador e um programa são relativamente caros), e que o número de sensores necessários ao modelo afeta sobremaneira os custos finais. Ainda, deve-se evitar o uso de sensores de temperatura e de radiação solar que além de terem ao alto custo, apresentam dificuldades de aquisição e, por serem pouco utilizados, dificultam manutenções e/ou substituições.

Tabela 6 Energia gerada por diversas técnicas mppt para entradas de valores médios mensais de irradiação e, comparadas com a geração ideal.

Energia Gerada em função da Técnica de rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT) e a Irradiação Incidente.

Input	IDEAL [J]	CV [J]	SC [J]	OV [J]	P&Oa [J]	P&Ob [J]	P&Oc [J]	ICa [J]	ICb [J]	TG [J]	TP [J]
(a)	1711	<u>1359</u>	1539	1627	1695	1707	1490	<b>1708</b>	<b>1708</b>	1562	1681
(b)	1785	<u>1410</u>	1687	1700	1774	1781	1558	<b>1782</b>	<b>1782</b>	1643	1761
(c)	1481	<u>1192</u>	1337	1403	1465	1476	1301	<b>1478</b>	<b>1478</b>	1311	1424
(d)	1633	<u>1290</u>	1492	1552	1625	<b>1628</b>	1416	<b>1628</b>	<b>1628</b>	1476	1589
(e)	1785	<u>1403</u>	1659	1699	1769	1780	1543	<b>1782</b>	<b>1782</b>	1643	1762
(f)	1711	<u>1363</u>	1636	1630	1692	1697	1508	<b>1709</b>	<b>1709</b>	1563	1683
(g)	1633	<u>1298</u>	1351	1552	1617	1627	1432	<b>1630</b>	<b>1630</b>	1477	1593
(h)	1482	<u>1204</u>	1397	1409	1441	1431	1311	<b>1479</b>	<b>1479</b>	1314	1429
(i)	1711	<u>1360</u>	1519	1630	1701	<b>1708</b>	1491	<b>1708</b>	<b>1708</b>	1563	1682
(j)	540	459	427	479	524	<b>525</b>	515	469	503	<u>397</u>	444
(k)	1160	888	893	<u>872</u>	1126	<b>1150</b>	986	1116	1126	1078	1146
(l)	1558	<u>1248</u>	1388	1478	1542	1553	1370	<b>1555</b>	<b>1555</b>	1395	1510
Total	18189	14465	16324	17031	17971	18063	15921	18044	18088	16422	17704
%	100	79.5	89.7	93.6	98.8	99.3	87.5	99.2	99.4	90.3	97.3
Classification		10	8	6	4	2	9	3	1	7	5

2009\_MPPT techniques for PV Systems: energetic and cost comparison\_R. Faranda, S. Leva and V. Maugeri.

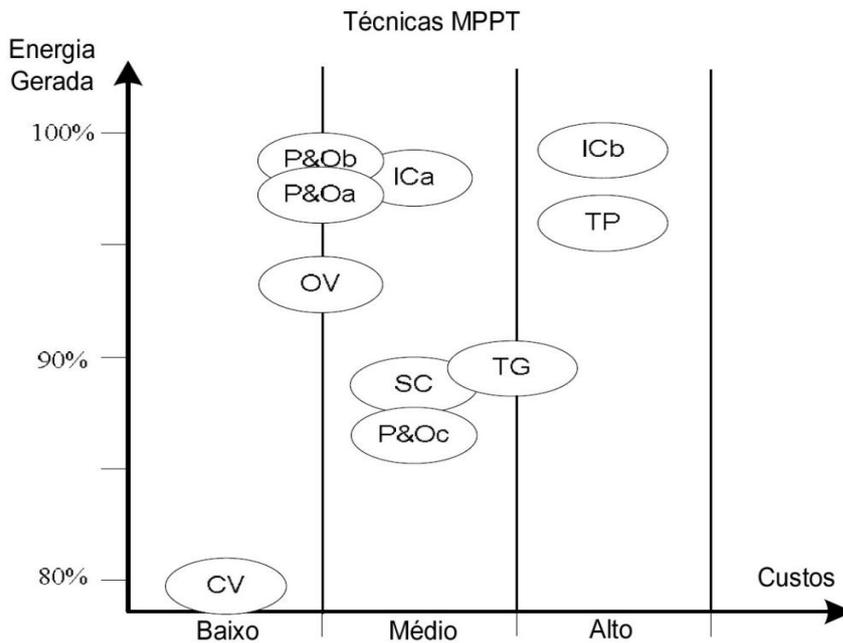
Após essas considerações, a Tabela 7, (R. Faranda et al, 2008), apresenta uma classificação simplificada que leva em consideração os custos de sensores, micro controlador e demais componentes adicionais de alimentação do modelo.

Tabela 7 Avaliação qualitativa de custos de diversas técnicas MPPT.

#### Avaliação de Custos

Técnica MPPT	Componente de Alimentação adicional	Sensor	Micro-controlador	Total
CV	ausente	baixo	ausente/baixo	baixo
SC	alto	médio	ausente/baixo	médio
OV	alto	baixo/médio	ausente/baixo	baixo/médio
P&Oa	ausente	médio	baixo	baixo/médio
P&Ob	ausente	médio	baixo	baixo/médio
P&Oc	ausente	médio	médio	médio
ICa	ausente	médio	médio	médio
ICb	ausente	alto	médio/alto	alto
TG	ausente	médio/alto	médio	médio/alto
TP	ausente	alto	médio/alto	alto

Gráfico 4 Energia gerada pela aplicação de técnicas de MPPT x Custos



No Gráfico 4, a energia gerada é relacionada com os custos de implementação do MPPT. (R. Faranda et al, 2009). Seguei 2009, avalia três técnicas mais comuns, (CV, P&O e Inc-Cond), em termos de Ondulações Máximas (Ripples) (Tabela 8), Potências Médias (Tabela 9), e Eficiências (Tabela 10) e, constata que a Técnica de Condutância Incremental (Inc-Cond) apresenta melhor rendimento em alta e média irradiância e, a P&O em baixa irradiância. A técnica P&O é simples e pode ser processada em micro controladores de baixo custo o que não ocorre com a técnica Inc-Cond, que por ser mais complexa, demanda maior processamento.

Tabela 8 Ondulação máxima.

	Radiação (W/m <sup>2</sup> ) / Temperatura (°C)		
Técnica	1000 / 58.75	700 / 48.62	300 / 35.12
CV	144.20 – 146.29	98.60 – 99.26	27.28 – 28.05
P&O	146.56 – 147.05	98.28 – 99.26	28.40 – 28.47
Inc-Cond	146.74 – 147.05	99.15 – 99.26	28.28 – 28.34

Tabela 9 Potência média

	Radiação (W/m <sup>2</sup> ) / Temperatura (°C)		
Técnica	1000 / 58.75	700 / 48.62	300 / 35.12
CV	145.433	99.124	27.693
P&O	146.970	99.177	28.463
Inc-Cond	147.032	99.238	28.316

Tabela 10 Eficiência (%)

	Radiação (W/m <sup>2</sup> ) / Temperatura (°C)		
Técnica	1000 / 58.75	700 / 48.62	300 / 35.12
CV	98.89	99.85	97.25
P&O	99.94	99.91	99.97
Inc-Cond	99.98	99.97	99.45

Sendo o rendimento e a temperatura da célula, calculados por:

$$\eta = \frac{P_{\text{saida}}}{P_{\text{disponível}}} \quad (3.3)$$

$$T_{\text{cel}} = T_{\text{amb}} + \left( \frac{\text{NOCT} - 20}{800} \right) S \quad (3.4)$$

As diversas descrições e comparações dos vários métodos e técnica de rastreamento do Ponto de Máxima Potência MPPT, as considerações estabelecidas dos parâmetros discutidos no objeto deste trabalho e a intenção do uso de um Processador Digital de Sinais (Microprocessador-DSP), leva a eleger como satisfatória a aplicação tanto da Técnica P&O como da Condutância Incremental.

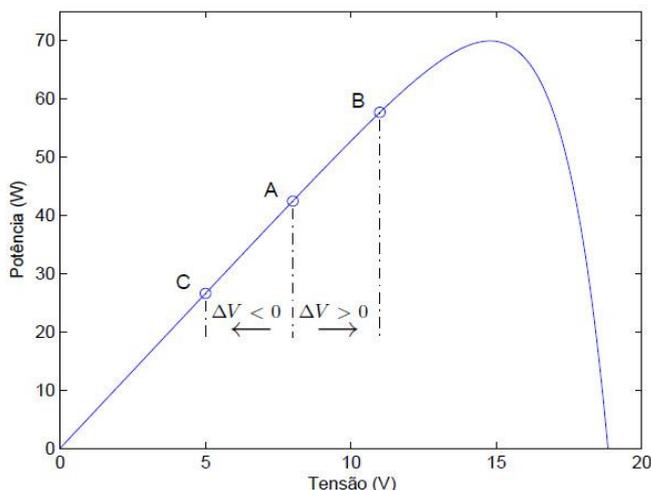
### 3.1 MÉTODOS DE RASTREAMENTO: P&O E CONDUTÂNCIA INCREMENTAL

As técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência mais usadas são a técnica Perturba e Observa (P&O) e a técnica de busca denominada Condutância Incremental (Inc-Cond).

#### 3.1.1 Perturba e Observa (P&O)

A técnica P&O rastreia a máxima potência através de medições continuadas dos valores instantâneos da Tensão ( $V_{efv}$ ) e da Corrente ( $I_{efv}$ ) do gerador fotovoltaico, calculando o valor da potência instantânea para um dado valor da variável de controle, no caso específico a razão cíclica ( $d$ ). Em um tempo definido, uma perturbação é realizada e incrementa-se ao valor de “ $d$ ” uma fração com regra preestabelecida, refazem-se os cálculos e uma comparação entre a nova potência instantânea e a potência anterior é realizada. Se, ocorreu mudança de valor, novas comparações entre tensões são obtidas, atual e anterior. Dependendo do resultado um novo incremento, para maior ou para menor, dependendo do sinal do valor encontrado é realizado e, novos cálculos e novas comparações são feitas. Assim identifica-se em que lado da curva o sistema está operando e persegue-se este valor até quando ocorrer uma inversão no valor da potência calculada. Esta técnica é fundamentada pela característica da curva de potência x tensão do gerador fotovoltaico (Gráfico 5). A sequência lógica dos cálculos e comparações é demonstrada no algoritmo da Figura 9.

Gráfico 5 Característica da curva Potência x Tensão do gerador fotovoltaico



### 3.1.2 Condutância Incremental (Inc-Cond)

A técnica de Condutância Incremental (Inc-Cond) baseia-se no fato de que a derivada de uma função em seu ponto máximo é igual à zero (3.5) e (3.6). Em qualquer situação de radiação solar, a variação da potência gerada em relação à variação de sua tensão, é positiva à esquerda do máximo ponto de potencia (MPP) (3.8) e negativo, à sua direita (3.7), ver abaixo Gráfico 6.

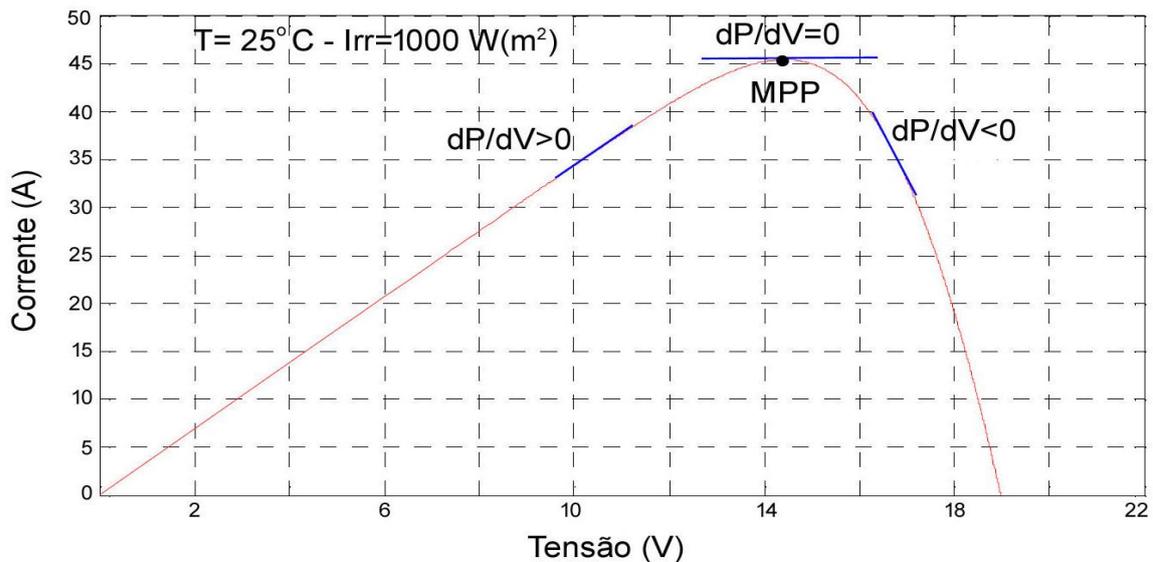
$$\frac{dp}{dv} = \frac{d(iv)}{dv} = i + v \frac{di}{dv} = 0 \quad (3.5)$$

$$\frac{\Delta i}{\Delta v} = -\frac{i}{v}, \text{ no MPP,} \quad (3.6)$$

$$\frac{\Delta i}{\Delta v} > -\frac{i}{v}, \text{ à direita do MPP.} \quad (3.7)$$

$$\frac{\Delta i}{\Delta v} < -\frac{i}{v}, \text{ à esquerda do MPP e,} \quad (3.8)$$

Gráfico 6 Dp/Dv x mpp



Portanto, o MPP pode ser alcançado comparando-se a condutância instantânea ( $I/V$ ) com a condutância incremental ( $\Delta I/\Delta V$ ) como mostrado no

fluxograma da Figura 10. Um valor  $V_{ref}$  de tensão de referência é calculado e o painel fotovoltaico é forçado a operar em seu entorno. No MPP,  $V_{ref}$  é igual à  $V_{pmx}$ . Uma vez que o MPP é alcançado, a operação do sistema é mantida neste ponto, a menos que uma mudança em  $\Delta I$  seja observada, indicando uma alteração das condições atmosféricas e assim um novo MPP. O algoritmo incrementa ou reduz o valor de  $V_{ref}$  para rastrear esse novo ponto. O tamanho do incremento determina a velocidade do rastreamento. Existem dois parâmetros a serem definidos: o período de amostragem ( $T_a$ ) e a perturbação ( $\Delta V$ ). Evita-se a escolha de perturbações muito pequenas que podem ser distorcidas por oscilações inerentes a não linearidades do conversor como também por ruídos nas medições provocados por sensores. A escolha do período de amostragem  $T_a$  deve levar em conta as limitações estabelecidas pela dinâmica do conversor, evitando assim instabilidade (Seguel, 2009).

### 3.2 ALGORITMOS DOS MÉTODOS MPPT

Em resumo, almejar a produção de energia com rendimentos de 15% e 30% maiores, introduzidos por técnicas apropriadas de rastreamento, é condição obrigatória no desenvolvimento de projetos de geração fotovoltaica. Para tanto devem ser considerados critérios mínimos tais como (Carvalho, 2012): rápida convergência na resposta dinâmica; erro ínfimo em regime permanente, estabilidade e robustez na presença de distúrbios e idêntica eficiência em níveis variados de potência. Os métodos selecionados para as simulações e o projeto, foram o “Perturba e Observa” (P&O, Figura 9) e “Condutância Incremental” (Inc-Cond, Figura 10) que, além de serem os mais utilizados, se adequam às condições de alta radiação de nossa região.

Portanto, rastrear o ponto de máxima potência de um gerador fotovoltaico pode ser considerado como um processo de otimização, pois a máxima energia disponível em determinado ambiente, proporcionada pelos níveis de irradiância e temperatura, será produzida pelo gerador.

Figura 9 Algoritmo do MPPT P&amp;O.

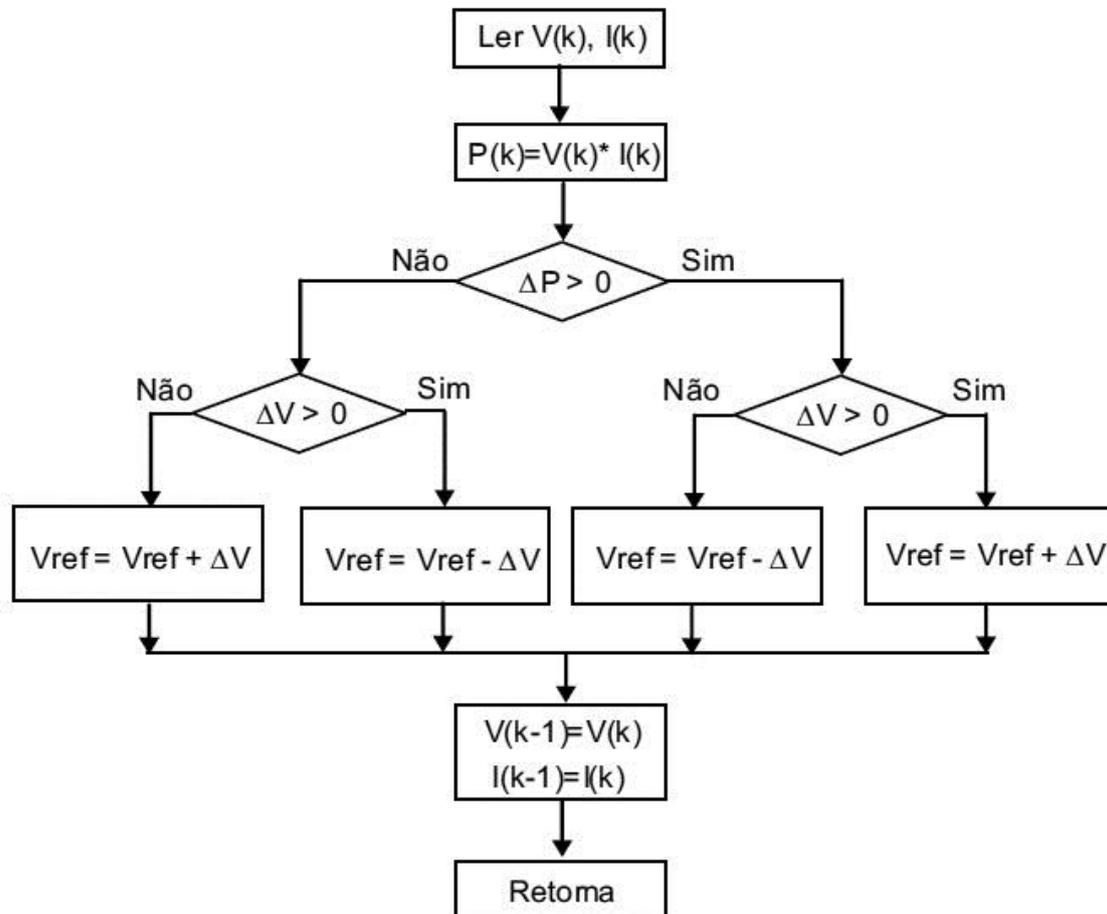
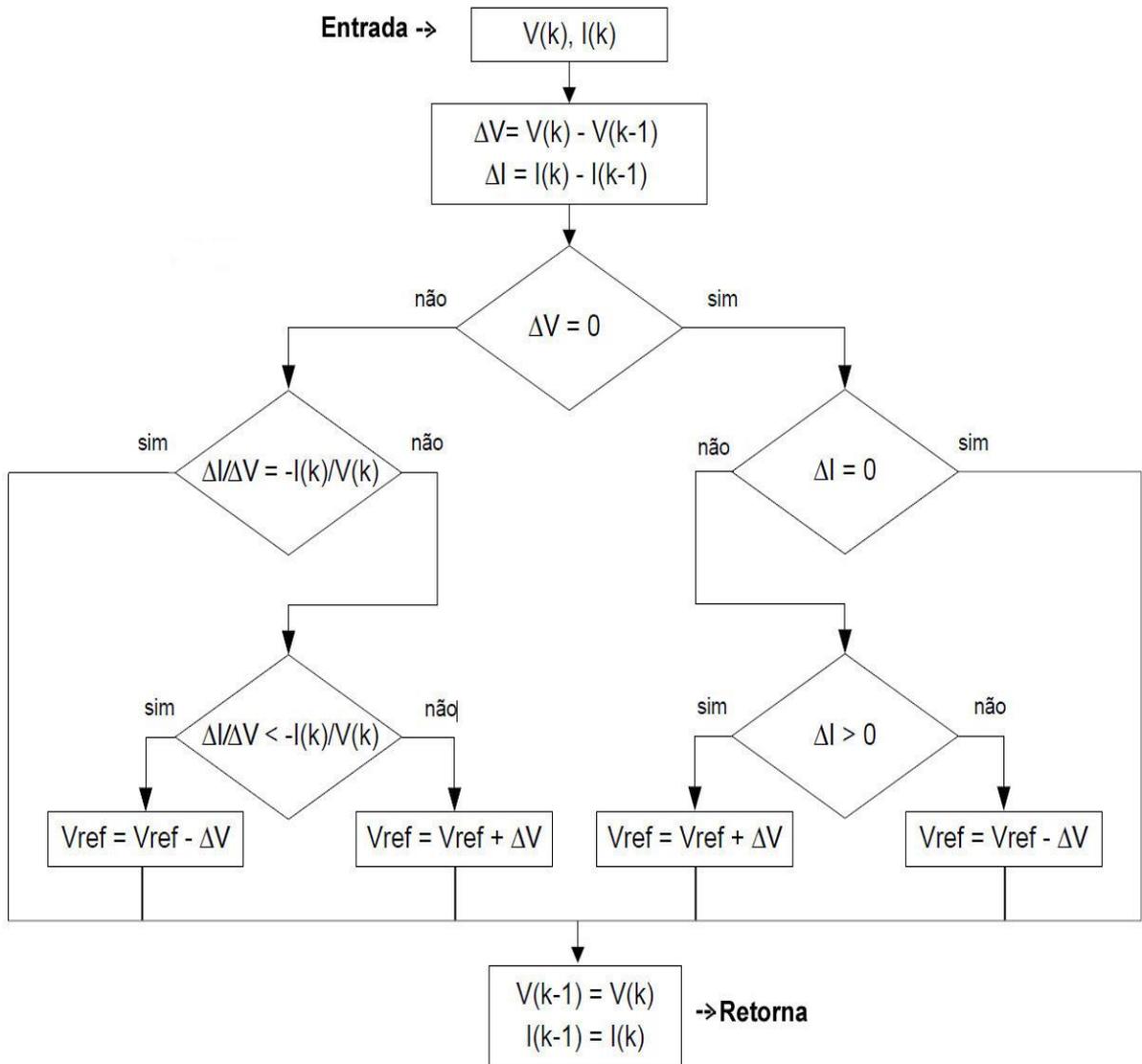


Figura 10 Algoritmo do MPPT Inc-Cond.



### 3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O MPPT

Apesar da existência de várias técnicas de busca pelo ponto ótimo de operação dos geradores fotovoltaicos como também outros tantos modelos que propõem otimizar estas técnicas, vê-se que os resultados são praticamente similares e os melhoramentos são questionáveis (Villalva, Gazoli e Rupert 2009). O ganho em desempenho é mínimo e, frequentemente, várias técnicas são sugeridas a serem processadas conjuntamente, como um hibridismo de algoritmos, devidamente controlados e definidos a operarem seguindo especificidades pré-estabelecidas. Alguns algoritmos têm melhores resultados operando em baixa potência, outros em alta potência. Também é observado melhor convergência na busca da melhor produção de energia quando operando em regiões com sombreamentos constantes que com rápidas e fortes exposições a irradiações.

O uso de microprocessadores de alto desempenho possibilita aplicações de diversos tipos de algoritmos para uma mesma unidade geradora ou até ainda com micro controle individualizado por módulos ou por strings. Ainda, não se pode esquecer, a necessidade de introduzir no modelo “controles de proteção” que devem atuar preservando tanto o gerador como a carga suprida.

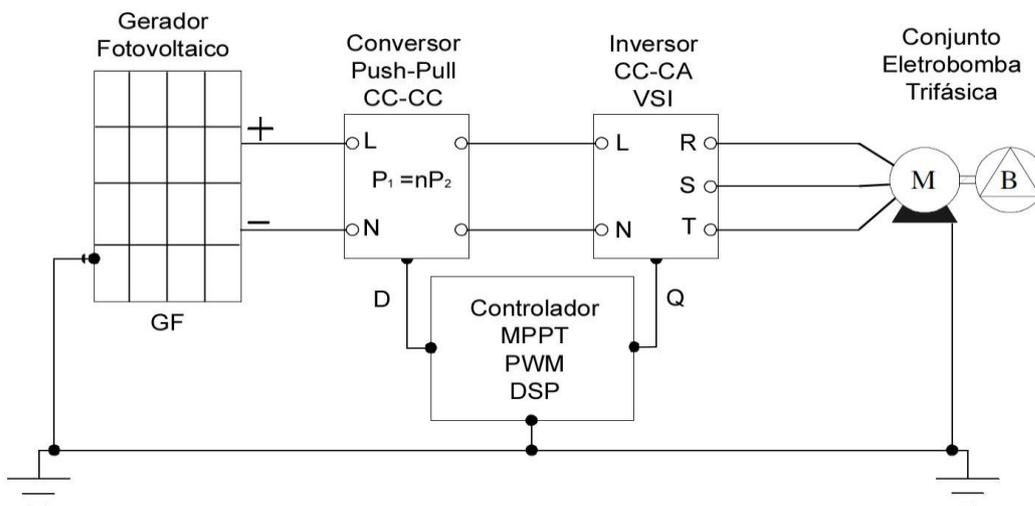
Nos capítulos 7 e 8, um modelo híbrido é apresentado e simulado com os algoritmos P&O e Inc-Cond mesclados na tarefa de rastrear o MPP. Ainda, uma proteção de sobre tensão é introduzida objetivando manter em padrões de segurança a tensão CC de saída que alimenta uma carga isolada. Os critérios para a alternância no método da busca do MPP é a potência gerada visto que a técnica Inc-Cond apresenta melhor rendimento em alta e média irradiância e a P&O em baixa irradiância (R. Faranda et al, 2009). Uma proteção de sobre tensão é introduzida e também é imposta para substituição do método de rastreamento tornando-se um controle da tensão do barramento CC (saída) (Hartmann 2007). Assim, no caso de uma elevação de tensão danosa aos equipamentos supridos, o algoritmo sai do MPPT e o microprocessador passa a controlar a tensão do barramento CC de saída em níveis predefinidos. O retorno ao MPPT é realizado por uma condição de tensão na saída do conversor representando diminuição de ganho, mas não interferindo no controle de potência pela carga.

#### 4 CONVERSORES DE ENERGIA

A evolução dos dispositivos semicondutores impulsionou fortemente o desenvolvimento da eletrônica de potência com o surgimento de configurações variadas de dispositivos conversores e controladores de potência em níveis mais altos de tensão e corrente, com eficiência e confiabilidade. Basicamente um circuito de eletrônica de potência destina-se a adequar os parâmetros nominais da carga, tensão, corrente e frequência, às características da fonte de alimentação, tornando-se uma interface entre a fonte e a carga (Hart, 2012) (Figura 11).

Por vezes, a energia é gerada sob a forma contínua (CC) por baterias, células fotovoltaicas, células de combustível, ou sob a forma alternada (AC) com frequência fixa ou variável, tais como a geração hidroelétrica, os aéro geradores, as turbinas a gás ou geradores a diesel ou óleo combustível. O sistema da rede elétrica convencional, por exemplo, usualmente gera, transmite e distribui aos consumidores, energia com frequência (50/60 Hz) e tensão (em faixas) fixas. Portanto, aplicar a tecnologia de conversão é adequar à forma de energia da fonte de suprimento, seja ela contínua (CC) ou alternada (CA), às necessidades da carga e controlar seus principais parâmetros como a tensão, a corrente e a frequência, com precisão e eficiência.

Figura 11 Diagrama de Conversão tipo GF+CC-CC+CC-CA+MIT.



Adaptado Brito, 2006.

Os conversores são classificados de acordo com a relação entre os parâmetros de entrada e saída. São eles do tipo CA-CC ditos retificadores (controlados ou não), CC-CA inversores, CC-CC reguladores de parâmetros contínuos e CA-CA reguladores de parâmetros alternados. Ainda podemos encontrar topologias que utilizam dois ou mais tipos de conversores, é o caso específico da configuração em estudo onde se utiliza um conversor CC-CC e um inversor CC-CA ambos controlados.

Atendendo aos requisitos do projeto proposto, analisam-se alguns conversores CC-CC elevadores e inversores industriais, CC-CA trifásicos, largamente utilizados e, de fácil aquisição e manutenção.

#### 4.1 CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC são sistemas compostos por semicondutores ativos formados por chaves eletrônicas de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente diodos, indutores e capacitores. Sua função principal é controlar o fluxo de potência da fonte de alimentação de entrada para outra fonte de saída ou carga. Normalmente, sua aplicação pressupõe o controle e a regulação das tensões contínuas de saída, quando alimentadas por fontes de tensão também contínuas, porém não reguladas. Sua eficiência de conversão se torna fator relevante, pois tanto a qualidade da conversão como as perdas associadas constituem fatores determinantes de custo e das exigências de mercado.

De forma geral, o conversor CC-CC utiliza a modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*, ou PWM) para acionar uma ou mais chaves, controlando a tensão média na carga. Essa tensão é filtrada por indutores e capacitores de maneira a torná-la o mais constante possível (ondulações reduzidas). Essa tensão de saída, dependente do tipo de topologia adotada, pode ser maior ou menor que a tensão CC na entrada do conversor o que depende da aplicação desejada.

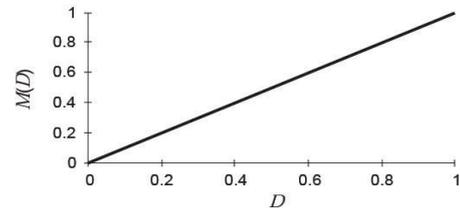
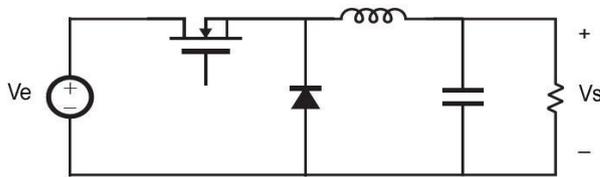
Os Conversores CC-CC são divididos em dois grupos:

- Conversores não isolados: step-down ou buck, step-up ou boost e step-up/down ou buck-boost, Cuk e Sepic (Figura 12).
- Conversores isolados: flyback, forward, push-pull, meia ponte e ponte completa. O conversor isolado tem esta denominação por possuir um transformador

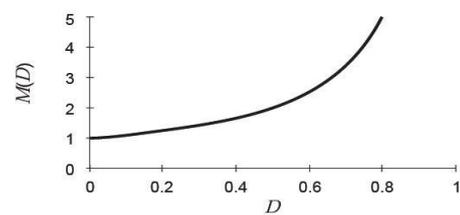
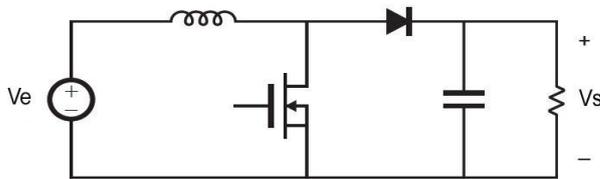
de alta frequência no seu circuito, isolando a saída da entrada (Figura 13).

Figura 12 Topologias básicas de conversores cc-cc não isolados.

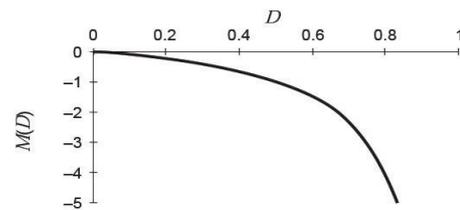
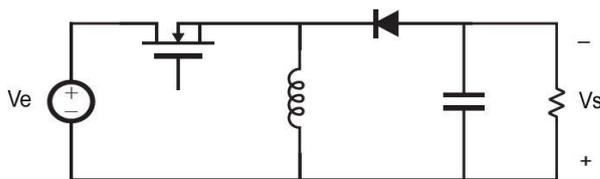
Conversor Buck



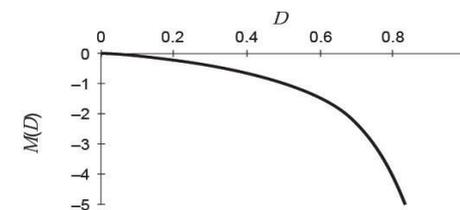
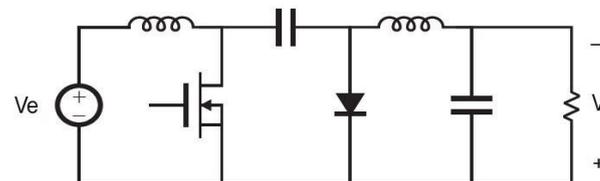
Conversor Boost



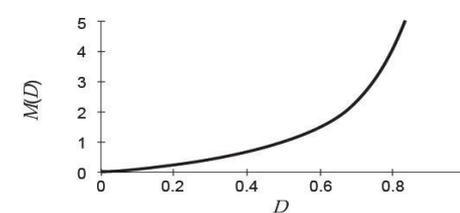
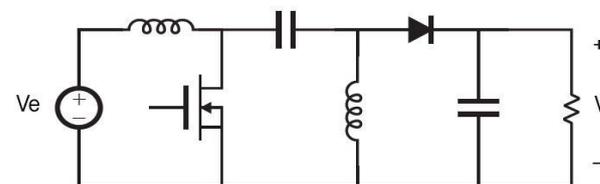
Conversor Buck-Boost



Conversor Kuc



SEPIC



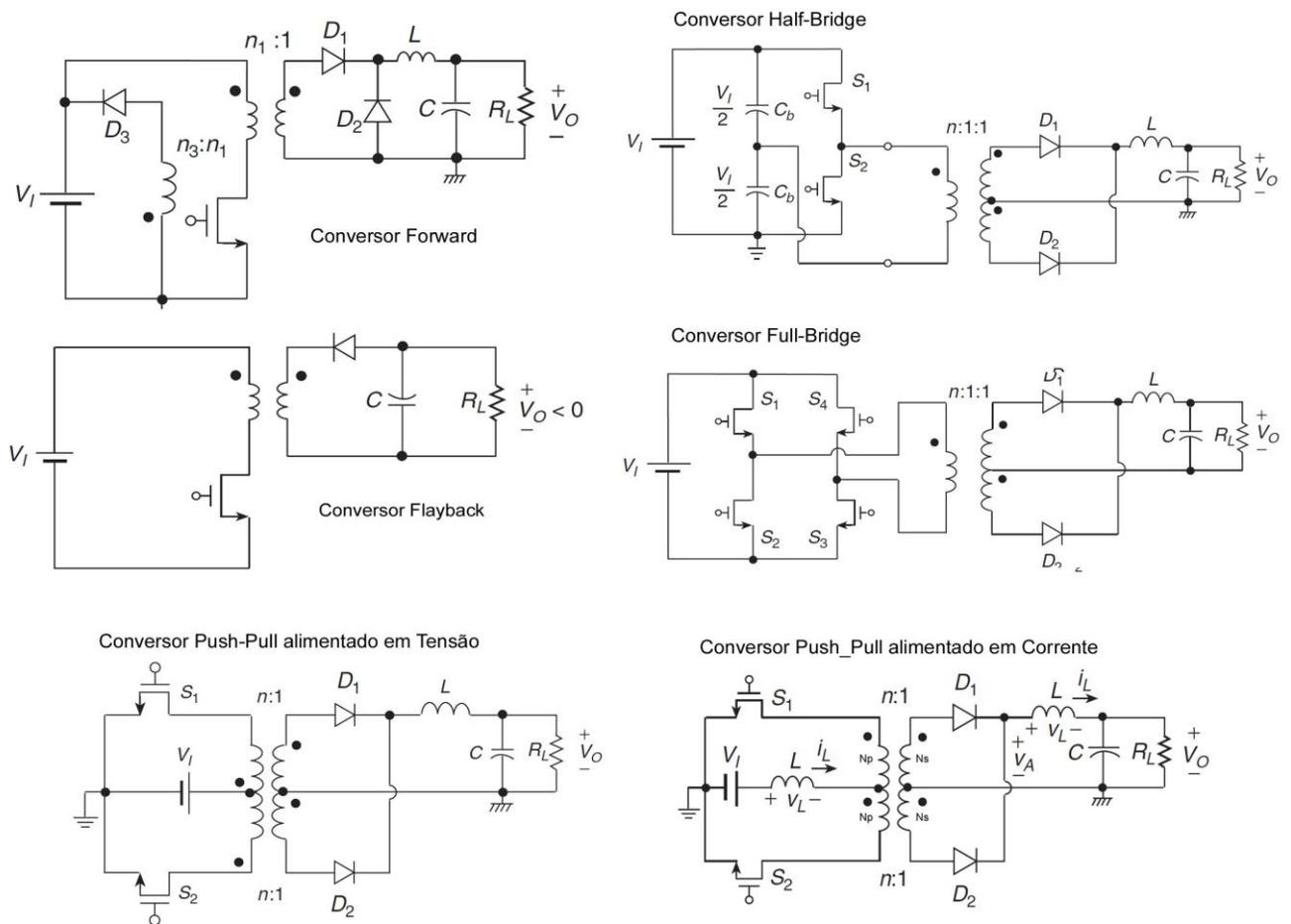
Conversores CC-CC básicos e suas taxas de conversão  $M(D)=V_s/V_e$

Existem cinco conversores CC-CC básicos e, a partir deles, surgem diversas outras topologias tais como os conversores CC-CC isolados galvanicamente por um transformador de alta frequência.

Devido à necessidade de elevar a tensão do gerador fotovoltaico para níveis

compatíveis com a tensão de alimentação de inversores comerciais, 380 Volts RMS, faz-se necessário uma tensão de barramento da ordem de 537 Volts CC, o que por questões de segurança, elege-se o aspecto isolador das tensões de geração e alimentação do inversor. Também, é necessário considerar aspectos outros como o volume, o número de sensores e a quantidade de componentes relacionando perdas, custos e acondicionamentos. Dentre as topologias elevadoras isoladas, as mais utilizadas são: Flyback; Forward; Push-pull; Half-bridge e Full-bridge (Figura 13).

Figura 13 Topologias de Conversores isolados



A escolha da topologia depende da aplicação em questão e alguns requisitos devem ser satisfeitos (Hartmann, 2007). Além das premissas definidas, deseja-se no projeto certa simplicidade no circuito de chaveamento, redução de estresse e

saturação em componentes e eficiência satisfatória. Atualmente as novas tecnologias digitais estão bem mais acessíveis e podem ser utilizadas nas estratégias de controle sem comprometimento de custos. Aspectos relativos à introdução de circuitos auxiliares de proteção, desligamentos e compensação também devem ser levados em conta.

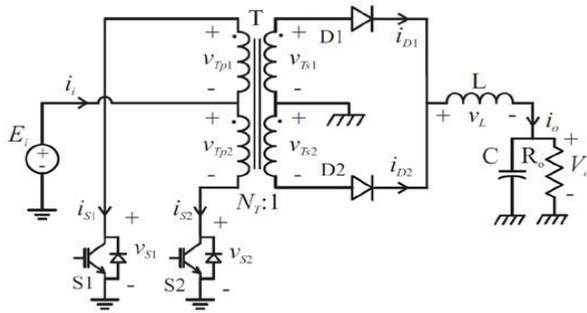
Diversos trabalhos analíticos foram publicados relacionando as principais diferenças entre topologias elevadoras de tensão. Em Peraca 2002, são analisados quatro conversores elevadores (step-up) com a introdução de um índice de avaliação estabelecido pela relação entre a potência comutada e a potência nominal (Tabela 11). Também, estabelece valores relativos ao número de elementos ativos, passivos e ao volume dos indutores.

Tabela 11 comparativo de conversores

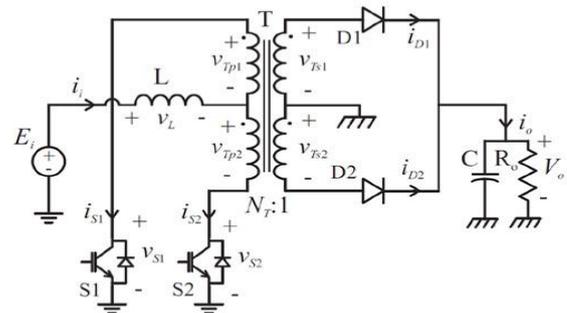
*Comparativo dos conversores.*

	<b>Boost</b>	<b>Boost em Cascata</b>	<b>Boost c\ ind. Acoplados</b>	<b>Push-Pull Alim. em Corrente</b>
Interruptores	1	2	1	2
Diodos	1	2	1	4
$AeAw_{par}$	0,95	1,56	0,9	0,25
$P_{com}/P_{nom}$	20	9	7.6	8
Transformador	Não	Não	Não	Sim
Filtro	Não	Não	Sim	Não

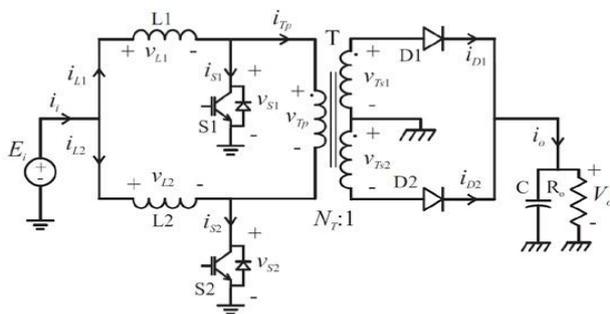
Figura 14 Variações do conversor push-pull.



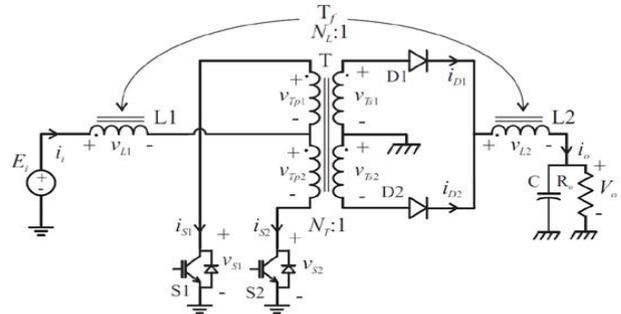
Conversor CC-CC push-pull alimentado em tensão.



Conversor CC-CC push-pull alimentado em corrente



Conversor CC-CC push-pull com duplo indutor de entrada



Conversor CC-CC push-pull flyback

Larico, 2011

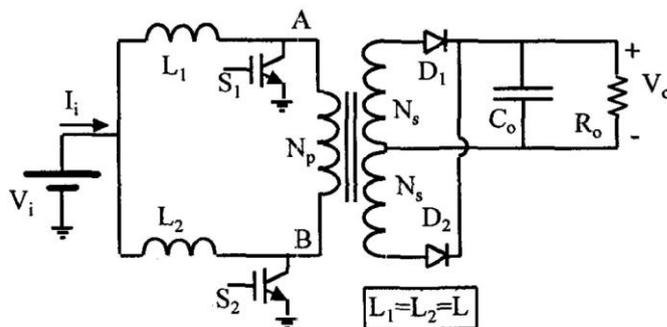
As topologias isoladas alimentadas por tensão apresentam sérias desvantagens. Estas normalmente consistem de um capacitor de entrada e de um filtro passa-baixa de saída ambos, destinados a mitigar ondulações de tensão. Conversores alimentados por tensão requerem tempo morto diferente de zero entre a ativação das chaves produzindo correntes de roda livre que devem ser anuladas, criando baixa impedância e levando à saturação do transformador. O desequilíbrio do fluxo é um dos principais problemas dos conversores alimentados por tensão o que demandam proteções especiais. A maioria dos problemas dos conversores alimentados por tensão pode ser atenuado inserindo o indutor no primário do transformador, fornecendo assim alta impedância com a diminuição tanto de transientes de corrente no chaveamento como os desequilíbrios de fluxo magnético. (D. Maiti, N. Mondal, S. K. Biswas 2010).

Algumas publicações analisam eficiências entre topologias baseadas no mesmo princípio porem com modificações em componentes e nas estratégias de

chaveamento. Larico (2011) avalia quantitativamente e qualitativamente (Figura 14) topologias de conversores Push-Pull, descrevendo suas vantagens e desvantagens, evidenciando principalmente aspectos como amplitude da tensão de bloqueio das chaves, possibilidade de saturação do transformador, esforços de corrente nos indutores, volume apropriado do indutor relativo a ondulações altas e faixa de operação da razão cíclica.

Entre outras topologias estudadas com propostas de efficientização, cita-se Hartmann (2007), que propõe efficientização pelo controle da saturação do núcleo do transformador através do controle das correntes nas chaves; imposição de limites na tensão do barramento CC pelo controle da carga e introdução de circuitos de proteção (grampeadores) atenuadores de picos de tensão nos semicondutores. Peraca (2002) propõe o aproveitamento do fluxo magnético retido no transformador redirecionando sua energia para o indutor de entrada. Outros melhoramentos, bem anteriores, são propostos e avaliados como em Barbi et al, 1996, onde uma topologia Push-Pull alimentado em corrente introduz um segundo indutor, sendo cada um deles alimentando um braço de chave conectado ao primário do transformador de alta frequência (Figura 15).

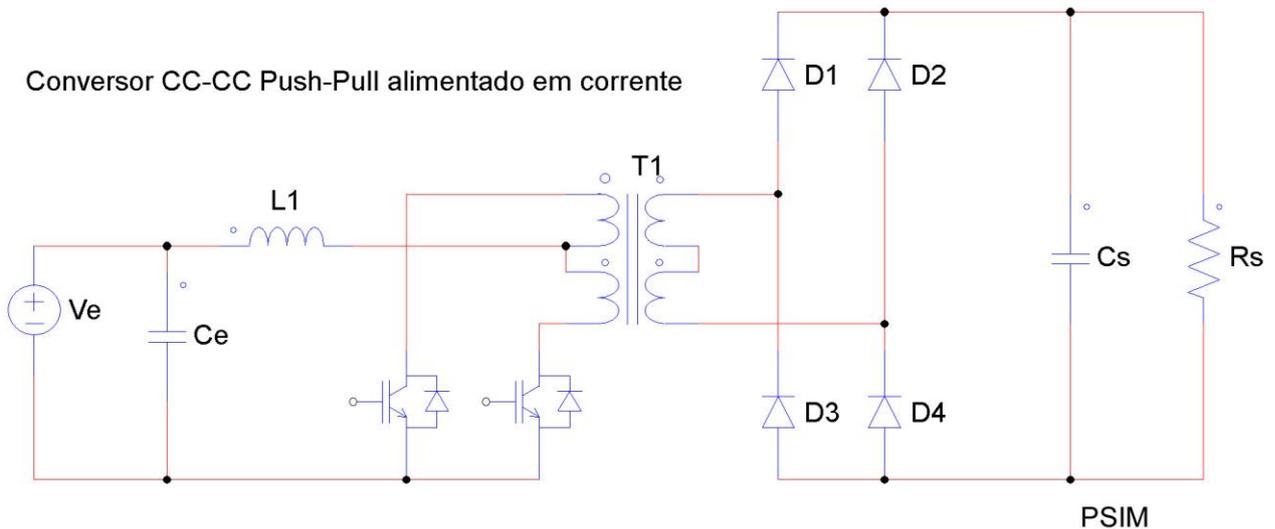
Figura 15 Push-Pull com duplo indutor.



Portanto, seguindo as características do modelo pretendido, os requisitos desejados e utilizando-se das informações apresentadas nos trabalhos analisados, a topologia do conversor push-pull alimentado em corrente apresenta qualidades satisfatórias para a aplicação desejada evidenciando a tensão de segurança no arranjo gerador e o ganho de tensão com isolamento galvânico. Assim, o conversor adotado no projeto de simulação e posterior montagem contempla a topologia Push-

Pull alimentado em corrente. Esquema elétrico do conversor na Figura 16.

Figura 16 Esquema elétrico do conversor Push-Pull no software de simulação de circuitos (PSIM-Demo).



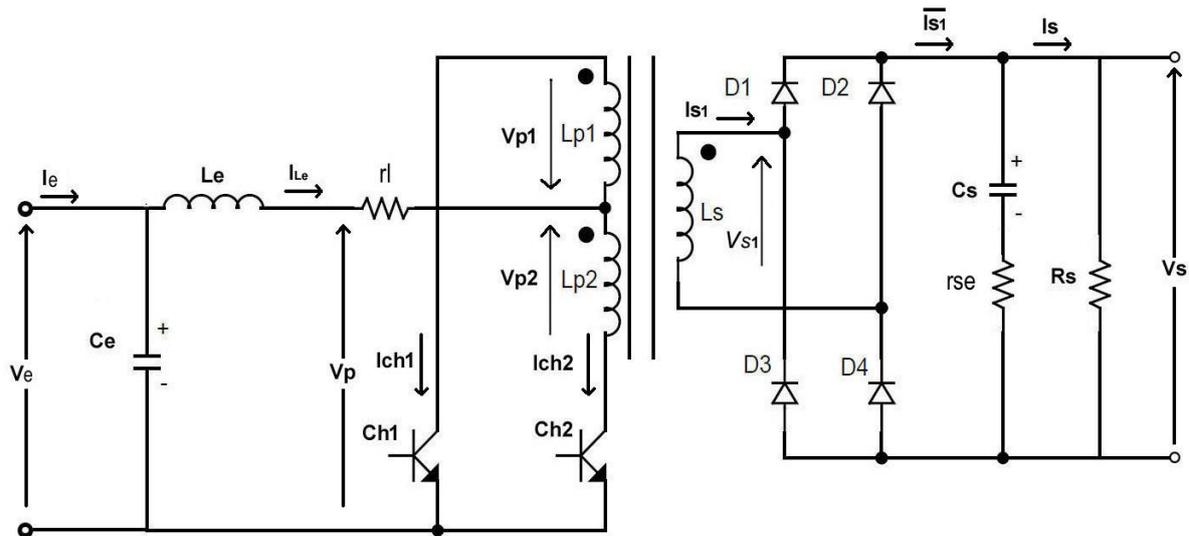
#### 4.1.1 Conversor Push-Pull Alimentado Por Corrente.

Os arranjos dos GFV em estudo disponibilizam baixos níveis de tensão relativos àqueles necessários para a utilização de inversores trifásicos comerciais. Geralmente esses arranjos disponibilizam tensões de alimentação de aproximadamente, 30 a 120 volts, o que é insuficiente para alimentar os inversores desejados, que demandam tensões de alimentação de 220 e 380 volts RMS, ou seja, um barramento CC, no caso maior, em torno de 537 Volts. Assim, para atingir os níveis de tensão necessários e ainda, atender requisitos de segurança, eficiência e reduzido volume, optou-se por utilizar um conversor elevador com isolamento galvânica e alimentado por corrente, o conversor CC-CC tipo Push-Pull operando no modo de condução contínua, MCC, (Hartmann 2007 e Vitorino 2008).

As principais vantagens desta topologia são o elevado ganho de tensão, o pequeno número de componentes, a simplicidade dos circuitos de disparo com as chaves sujeitas a baixos níveis de corrente diminuindo a sobrecarga sobre elas. A referência de terra é comum para o conversor e o sistema de controle proporcionando a não necessidade de isolamento dos sensores e circuitos acionadores. Evidencia-se ainda, o volume reduzido pelo uso de um transformador

de alta frequência e a possibilidade de remoção da energia no indutor de entrada no caso de eventuais desligamentos. Como desvantagem deste conversor, cita-se a possibilidade de saturação do núcleo do transformador com aumento das perdas e redução do rendimento.

Figura 17 Variáveis do Conversor Push-Pull Alimentado por Corrente.



Procedimentos apropriados visando minimizar desvantagens podem e devem ser introduzidos tais como um sistema de controle apropriado de redução de saturação do núcleo (Hartmann, 2007) e a introdução de circuitos “snubbers” para controlar e proteger as chaves de picos de tensão transitórios (“spikes”) por demais prejudiciais.

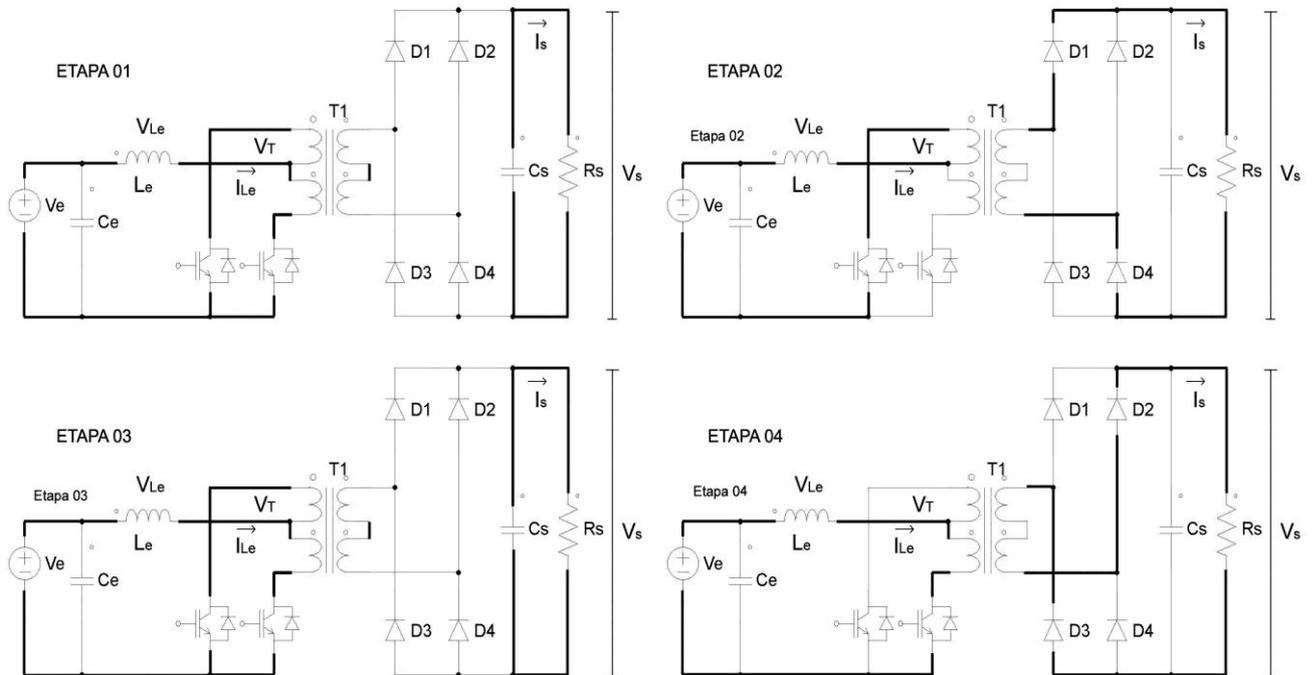
#### 4.1.2 Princípio de Funcionamento

Considere o circuito mostrado na Figura 17, onde:  $I_e$  é a corrente fornecida na entrada do conversor,  $V_e$  é a tensão no capacitor de entrada,  $I_L$  é a corrente no indutor de entrada,  $V_T$  é a tensão no tap central do primário do transformador,  $I_{ch1}$  e  $I_{ch2}$  são as correntes através das chaves,  $I_{s1}$  é a corrente no secundário do transformador,  $V_s$  é a tensão sobre o capacitor de saída e  $I_s$  é a corrente de saída.

As etapas de operação do Conversor em modo de condução contínua são

ilustradas na Figura 18.

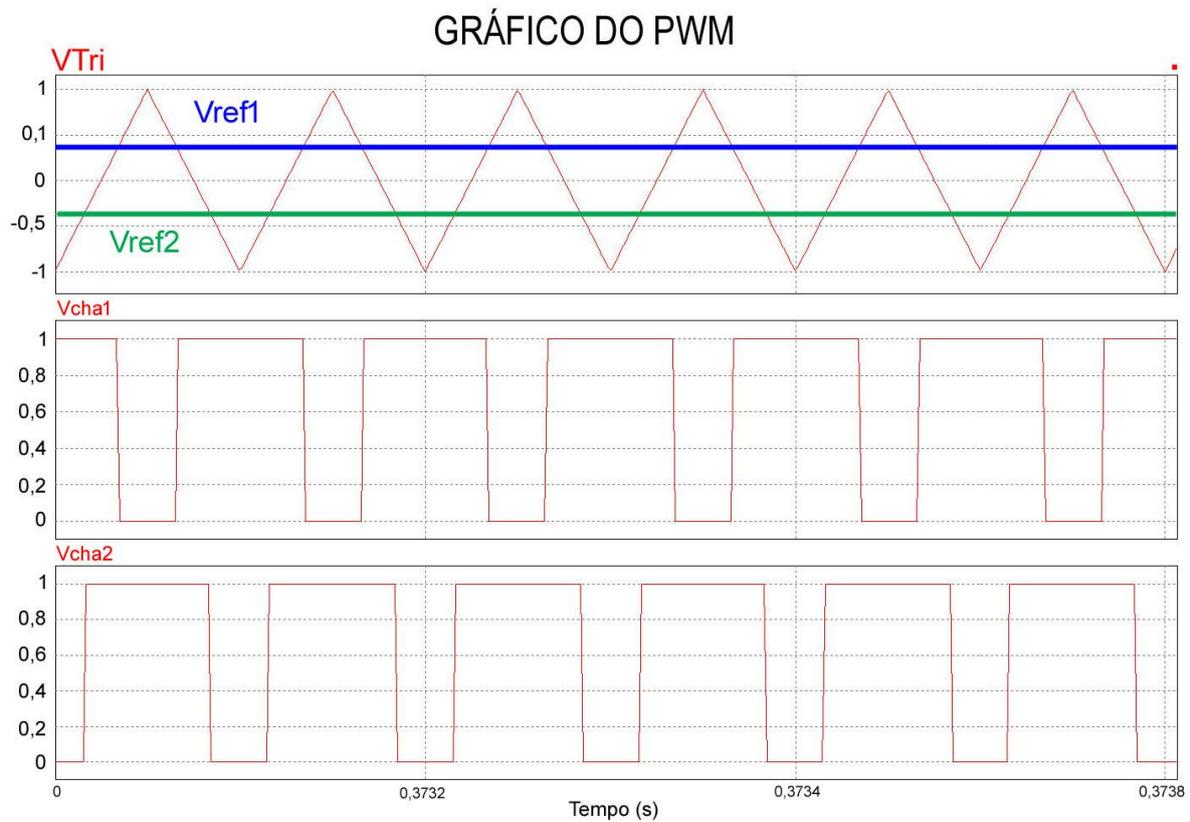
Figura 18 Etapas 1 e 3 - armazenamento de energia, Etapas 2 e 4 –Transferência de energia.



Neste conversor elevador isolado, as duas chaves  $S_{ch1}$  e  $S_{ch2}$  não podem bloquear ao mesmo tempo, pois elevaria a tensão nas chaves demasiadamente.

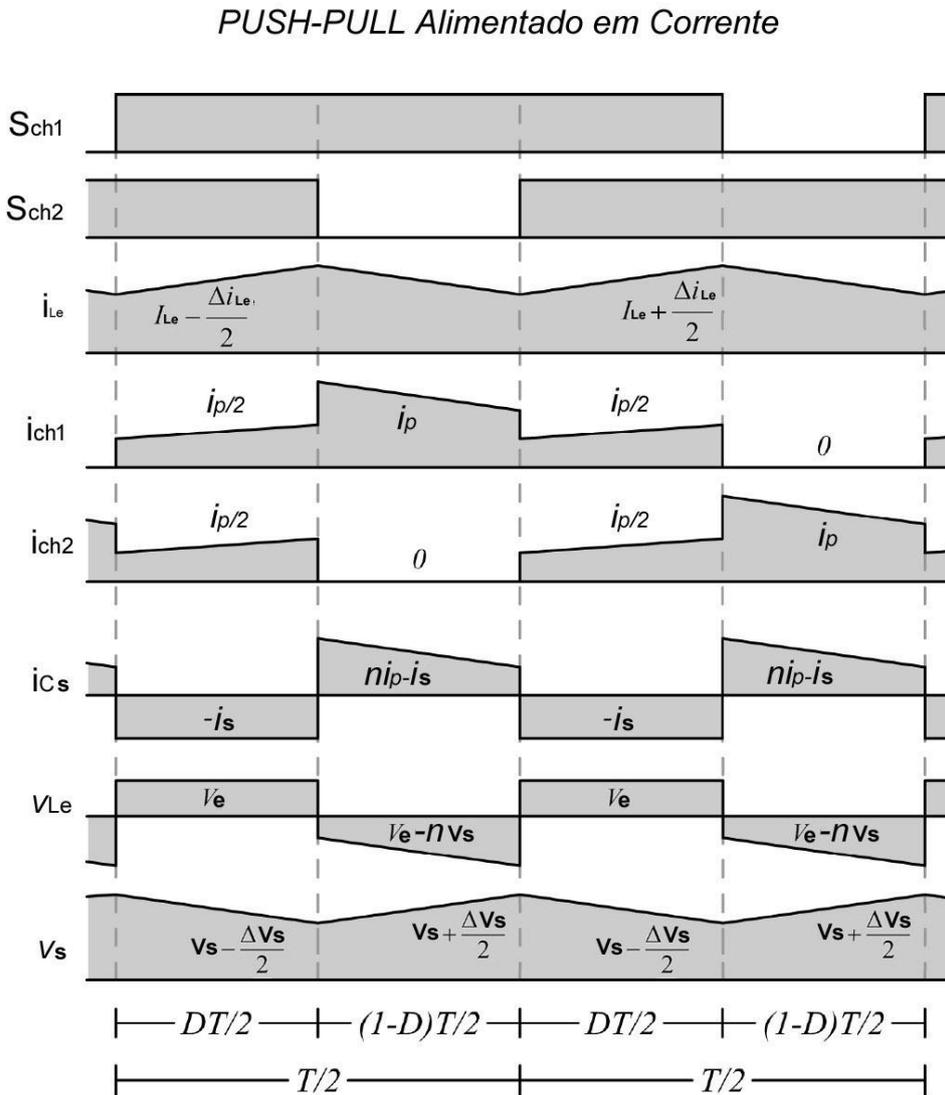
A operação do conversor obedece a uma sequência predefinida dos estados de condução das suas chaves, sequência esta estabelecida pela lógica apresentada no Gráfico 7, que gera três combinações diferentes de condução e corte. Definimos como ciclo de trabalho “d” do conversor, a relação entre os tempos de condução das chaves e o período total do chaveamento sendo esta razão usada para controlar sua operação. Para garantir a lógica apresentada, o ciclo “d” corresponde a uma porcentagem do tempo em que a chave estará fechada e terá valores entre 0 e 1 para um semi-ciclo da onda portadora do chaveamento.

Gráfico 7 Estratégia de chaveamento do pwm



Enquanto as chaves  $S_{ch1}$  e  $S_{ch2}$  estão fechadas (Figura 18) (etapas 1 e 3), o gerador fotovoltaico transfere energia para o indutor  $L_e$ , e o inversor é alimentado pela energia armazenada no capacitor de entrada  $C_e$  – Etapa de Armazenamento de Energia. Quando tanto a chave  $S_{ch1}$  ou  $S_{ch2}$  está aberta, (Figura 18) (Etapas 2 e 4), tanto o gerador fotovoltaico quanto o indutor transferem energia através do transformador de alta frequência  $T_1$  para o barramento, ou capacitor de saída  $C_s$  – Etapa de Transferência de Energia. A etapa 3, idêntica à etapa 1, é introduzida didaticamente para evidenciar a mudança no disparo das chaves.

Figura 19 Formas de onda em regime permanente (Hartmann, 2008).



A corrente no indutor, ilustrada na Figura 19, flui continuamente, o que mostra a característica de condução contínua. A corrente no gerador  $I_{fv}$  é a própria corrente do indutor, logo também é contínua. A tensão de saída  $V_s$  é praticamente constante. Percebe-se pelo mesmo gráfico, que a tensão máxima sobre os interruptores é igual a 2 vezes a tensão de saída refletida para o primário ( $2nV_s$ ). As correntes nos interruptores  $S_{ch1}$  e  $S_{ch2}$  possuem valor médio equivalente à metade da corrente no indutor. As correntes médias nos diodos representam a metade da corrente de carga. A relação de transformação ( $n = N_p/N_s$ ) escolhida deve garantir que a tensão de saída referida ao primário, seja maior que a tensão de entrada.

Analisando o circuito da Topologia do Push-Pull alimentado por corrente e em modo de condução contínua, obtém-se a seguintes equações básicas que descrevem o conversor.

Relação de transformação:

$$V_{p1} = -V_{p2} = n \times V_s \quad (4.1)$$

$$n \times I_{ch1} - n \times I_{ch2} - I_s = 0 \quad (4.2)$$

Dinâmica do indutor e dos capacitores:

$$i_{ce} = C_e \frac{dv_e}{dt} \Rightarrow \frac{dv_e}{dt} = \frac{i_{ce}}{C_e} = \frac{(i_e - i_{Le})}{C_e} \quad (4.3)$$

$$v_{Le} = L_e \frac{di_{Le}}{dt} \Rightarrow \frac{di_{Le}}{dt} = \frac{v_{Le}}{L_e} = \frac{(v_e - v_{Tc})}{L_e} = \frac{(v_e - nv_s)}{L_e} \quad (4.4)$$

$$i_{cs} = C_s \frac{dv_s}{dt} \Rightarrow \frac{dv_s}{dt} = \frac{i_{cs}}{C_s} = \frac{|i_{s1}| - i_s}{C_s} \quad (4.5)$$

Equação das malhas do circuito do primário:

$$v_{p1} + v_{ch1} = v_{p2} + v_{ch2} \quad (4.6)$$

$$v_e - v_{Le} - v_{p1} - v_{ch1} = v_e - v_{Le} - v_{p2} - v_{ch2} \quad (4.7)$$

Equação do nó positivo da saída:

$$|i_{s1}| - i_{cs} - i_s = 0 \quad (4.8)$$

Equação para o nó central do primário do transformador:

$$i_{Le} = i_{ch1} + i_{ch2} \quad (4.9)$$

Nestas equações, a relação de espiras do transformador é definida como  $n=N_p/N_s$ , a razão entre o número de espiras do primário  $N_p$  e do secundário  $N_s$ . Este parâmetro pode ser determinado a partir da tensão sobre o indutor  $L_e$ . Em regime permanente o valor médio  $I_{Le}$  da corrente do indutor não se altera entre dois ciclos consecutivos, ou seja,  $I_{Le}(t) = I_{Le}(t-T)$ . A partir de (4.10) tem-se que a tensão média  $V_{Le}$  sobre o indutor  $L_e$  é nula. A expressão para  $V_{Le}$  é dada:

$$V_{Le} = \frac{2 \times V_e(D) \frac{T}{2} + 2 \times \left[ V_e - V_s \times \left( \frac{N_p}{N_s} \right) \right] (1-D) \frac{T}{2}}{T} = 0 \quad (4.10)$$

Isolando-se  $V_s$ , tem-se:

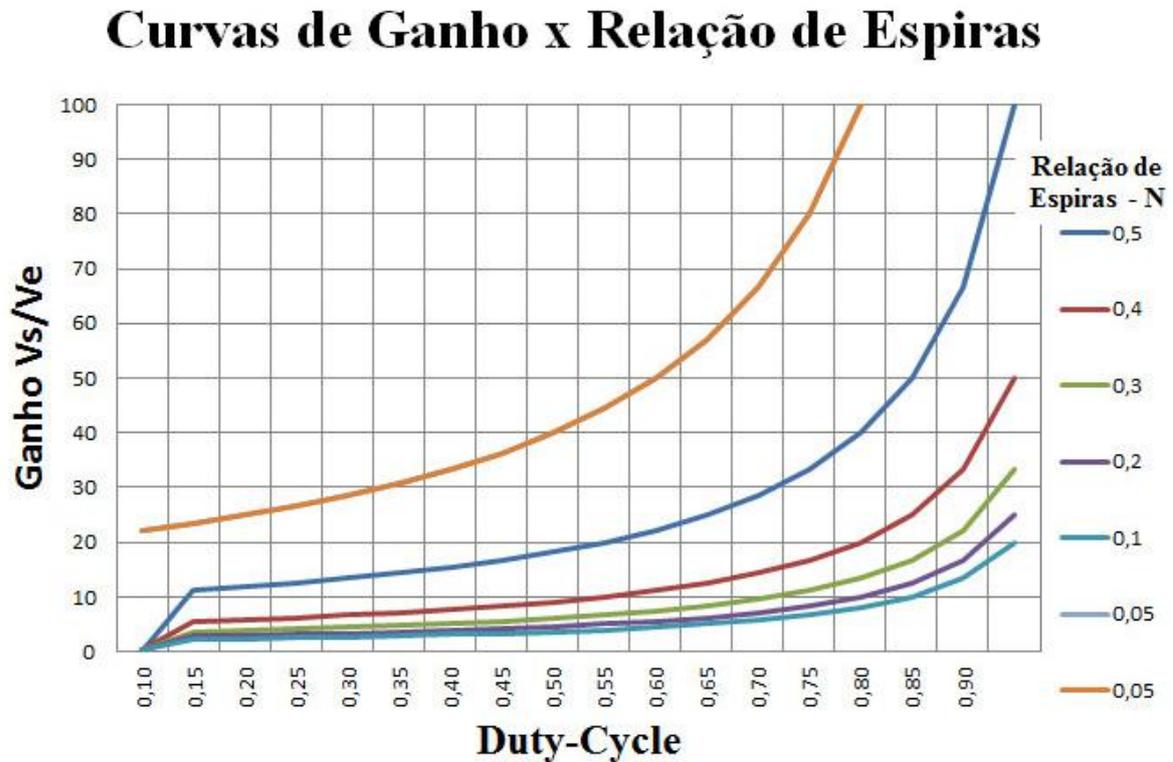
$$V_s = \frac{V_e}{(1-D)} \times \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (4.11)$$

Outra topologia estudada utiliza um transformador com derivação central no secundário e uma retificação em meia ponte e uma estratégia de chaveamento com razão cíclica entre 0,5 e 1. (Pedroso, 2010).

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{\left( \frac{N_p}{N_s} \right) \times (1-D)} = \frac{1}{n \times (1-D)} = \frac{1}{n} \times \frac{1}{(1-D)} \quad (4.12)$$

Da equação (4.12), traçam-se curvas de ganho para diversas relações de espiras, em relação à razão cíclica (Gráfico 8).

Gráfico 8 Curvas de Ganho de Boost x razão cíclica para diferentes ganhos de transformação.



Para comprovar a característica de transferência, utiliza-se o balanço de energia do conversor. Considerando uma conversão sem perdas teremos as expressões que relacionam as energias de entrada ( $W_e$ ) e saída ( $W_s$ ):

$$w_e = w_s \quad (4.13)$$

$$w_e = v_e \times i_{Le} \times T \quad (4.14)$$

$$w_s = v_s \times i_s \times T \quad (4.15)$$

Pode-se definir a corrente média de saída  $I_s$  como (Mohan 2003):

$$I_s = I_{Le} \times n \times (1-D) \quad (4.16)$$

Assim, substituindo-se as expressões (4.13), (4.14) e (4.15) em (4.16), e reorganizando-se as variáveis, obtém-se:

$$V_e I_{Le} = V_s I_s \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_{Le}}{I_s} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_{Le}}{I_{Le} \times n \times (1-D)} \quad (4.17)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{n} \times \frac{1}{(1-D)} \quad (4.18)$$

Quadro demonstrativo (Tabela 12) das etapas de acionamento das chaves do circuito do Push-Pull alimentado em corrente e em modo de condução contínua. (Peraca, 2008).

Tabela 12 Etapas de acionamento das chaves.

Etapas de Chaveamento						
Estado: Ligado L - Desligado D						
Etapas	Sch1	Sch2	D1	D2	D3	D4
Etapa 01	L	L	D	D	D	D
Etapa 02	L	D	D	L	L	D
Etapa 03	L	L	D	D	D	D
Etapa 04	D	L	L	D	D	L

Tabela 13 Valores de tensão nos elementos.

Valores de Tensão nos Elementos do Conversor							
Etapas	$V_{Le}$	$V_{p1}$	$V_{p2}$	$V_{ch1}$	$V_{ch2}$	$V_{d1}, V_{d4}$	$V_{d2}, V_{d3}$
Etapa 01	$V_e$	0	0	0	0	$V_s/2$	$V_s/2$
Etapa 02	$V_e - nV_s$	$-nV_s$	$-nV_s$	0	$2nV_s$	$V_s$	0
Etapa 03	$V_e$	0	0	0	0	$V_s/2$	$V_s/2$
Etapa 04	$V_e - nV_s$	$-nV_s$	$-nV_s$	$2nV_s$	0	0	$V_s$

A Tabela 13 demonstra os valores das tensões nas etapas de acionamento das chaves do circuito em modo de condução contínua (MCC). (Peraca, 2008).

As variações de corrente no indutor ( $I_{Le}$ ) e tensão na carga ( $V_s$ ) podem ser determinadas analisando-se uma etapa de armazenamento, de duração  $D \times T/2$ . Nesta, a tensão no indutor  $L_e$  é a tensão de entrada  $V_e$ , logo a variação da corrente de entrada pode ser definida como:

$$V_{Le} = L \frac{di_e}{dt} \Rightarrow \frac{\Delta I_e}{\Delta T} = \frac{L_e}{V_{Le}} \Rightarrow \Delta I_e = \frac{V_e \times D \times T}{2 \times L_e} = \frac{V_e \times D}{2 \times f \times L_e} \quad (4.19)$$

Analogamente, na etapa de armazenamento a corrente através do capacitor  $C_s$  é a corrente de saída  $I_s$ , logo a ondulação da tensão de saída pode ser escrita como:

$$I_{cs} = I_s = C_s \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \Rightarrow \Delta V_s = \frac{I_s \times \Delta T}{C_s} = \frac{I_s \times D \times T}{2 \times C_s} \quad (4.20)$$

Podemos relacionar as variações de tensão de saída e corrente de entrada, isolando  $D$  em (4.18) e substituindo em (4.19) e (4.20). Observa-se a influência de  $D$  indiretamente e teremos:

$$\Delta I_e = \frac{V_e \times T}{2 \times L_e} \left( 1 - \frac{V_e}{n \times V_s} \right) \quad (4.21)$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s \times T}{2 \times C_s} \left( 1 - \frac{V_e}{n \times V_s} \right) \quad (4.22)$$

Os níveis estabelecidos das ondulações de tensão e corrente definem os valores dos elementos de entrada, capacitor  $C_e$  e indutor  $L_e$ , e do capacitor de saída  $C_s$ , assim, para o pior caso teremos:

$$C_e = \frac{\Delta I_e \times T}{16 \times \Delta V_e} = \frac{\Delta I_e}{16 \times f \times \Delta V_e} \quad (4.23)$$

$$C_s = \frac{n \times T \times P_{mx}}{8 \times V_{emi} \times \Delta V_s} = \frac{n \times P_{mx}}{8 \times f \times V_{emi} \times \Delta V_s} \quad (4.24)$$

$$L_e = \frac{n \times T \times V_{smx}}{8 \times \Delta I_e} = \frac{n \times V_{smx}}{8 \times f \times \Delta I_e} \quad (4.25)$$

## 4.2 CONVERSORES CC-CA – INVERSORES

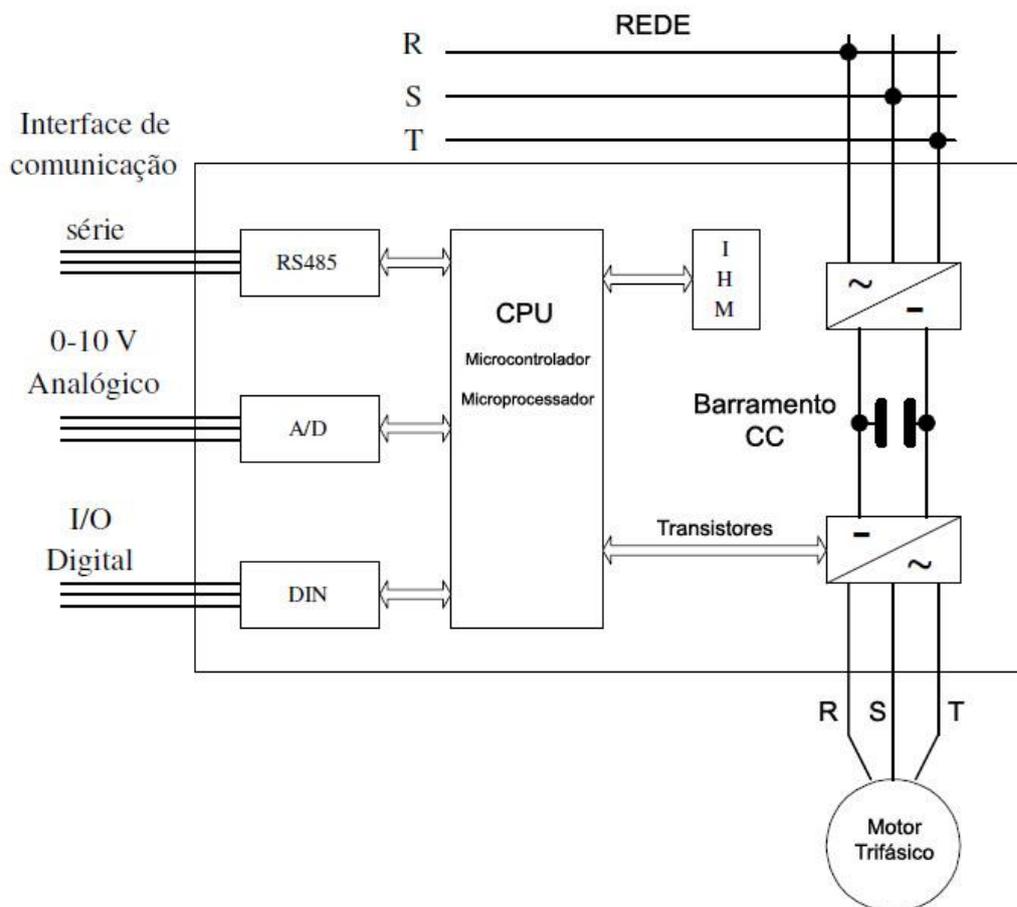
O Conversor CC-AC, comumente chamado de inversor, é um equipamento eletrônico que permite obter potência com tensão e frequência variáveis (AZCÁRRAGA, 1998). Um dos principais usos para inversores é o controle da velocidade de motores de indução trifásicos. Através do uso de um inversor proporciona-se o controle da energia consumida pelo motor, pois a potência é proporcional à velocidade de rotação, isto é, reduzindo-se a rotação diminui-se na mesma proporção ou até menos a potência requerida. O controle da velocidade de motores de indução, principalmente os trifásicos, tornou-se uma alternativa técnico-econômica bastante atrativa, pois, a variação da velocidade nas aplicações industriais é fator fundamental nos diversos processos produtivos e, para isto, se faz necessário o controle de diversas variáveis físicas inerentes a esta cadeia produtiva tais como a fluidez e a pressurização e, inserindo-se aí, os sistemas de bombeamento. A variação de velocidade em sistemas de bombeamento não só produz economia de energia e, algumas vantagens, podem ser observadas em relação a outros métodos de controle em especial aqueles comandados por válvulas. Tais vantagens são listadas abaixo: (SANTOS et al., 2001):

- ajuste da característica da bomba com a característica do sistema com ganho de eficiência;
- redução da corrente de partida dos motores;
- maior proteção às redes de energia e menor esforço em tubulações pela mitigação de picos de corrente alcançada por partidas e paradas suaves dos bombeamentos;
- eliminação de válvulas de estrangulamento;
- eliminação do desequilíbrio interno de pressão com aumento da vida útil da bomba;
- uso de motores de indução trifásicos de menor custo de manutenção e reparação;
- método simples de realimentação para sinais de controle externo, tais como: 0-10 V ou 4-20 mA, provenientes de transmissores de pressão, vazão, nível, ou de telemetria.

#### 4.2.1 Inversores Comerciais

A despeito de tecnologias proprietárias, o diagrama de blocos ilustrado na Figura 20, descreve resumidamente grande parte dos inversores encontrados atualmente no mercado.

Figura 20 Diagrama de blocos de um inversor de frequência



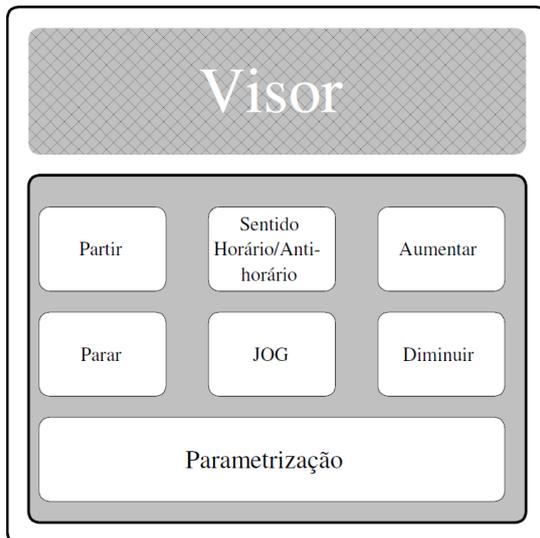
De acordo com o diagrama acima, o inversor comercial pode ser resumido em quatro etapas: (Capelli, 2002).

1. CPU: formada por um microprocessador ou um micro controlador, onde se processa digitalmente as lógicas de chaveamento e controle. Todas as informações (parâmetros e dados do sistema) estão armazenadas em um bloco de memória integrada ao dispositivo digital. (Capelli, 2002).

2. IHM: dispositivo que visualiza, sinaliza e configura todas as etapas de operação do conversor. É a interface de comunicação disponível para executar a

parametrização do conversor de acordo com a aplicação desejada. Figura 21.

Figura 21 IHM – Interface Homem-Máquina.



3. Interface: entradas analógicas ou digitais, disponíveis para receber ou enviar sinais de comando ao conversor.

4. Etapa de potência: circuito retificador alimentando um barramento CC que supre o circuito de saída do inversor. A função retificadora de tensão permite ao dispositivo o acoplado direto a uma fonte de corrente contínua, como por exemplo, um gerador fotovoltaico.

Os Inversores comerciais possuem internamente um controlador que, através de uma programação específica, permite operar adequadamente as peculiaridades de um sistema de bombeamento. E, sendo o inversor um equipamento projetado para aplicações supridas pela rede elétrica convencional e não para fontes de energia variáveis com o tempo, como no caso dos geradores fotovoltaicos, se tornam necessários estudos sobre sua eficiência operacional e confiabilidade. (Brito, 2010)

O controlador proporcional integral derivativo (PID) incorporado ao circuito destes conversores permite realizar a tarefa de variar automaticamente, proporcionalmente aos níveis de radiação, a forma de onda de alimentação do motor. Assim, se a potencia disponível do gerador fotovoltaico, para um determinado nível de radiação, não for suficiente para manter a motor funcionando em sua frequência nominal (50 ou 60 Hz), o conversor altera, com valores permissíveis, as

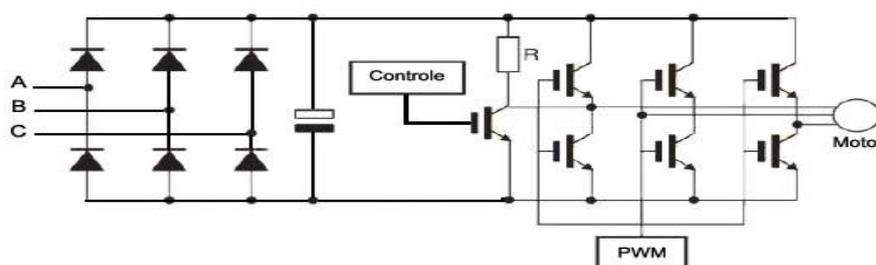
variáveis  $V$  e  $f$  mantendo porém a relação constante (controle escalar), imprimindo o torque necessário à sua operação, contudo, diminuindo o volume de água bombeado em relação ao seu ponto de operação nominal.

#### 4.2.2 Classificação dos Conversores CC-CA

Conversores estáticos podem ser classificados de acordo com a forma como a energia é processada. Processos de conversão que utilizam as tensões como referência são executados por conversores denominados Conversores de Fonte de Tensão (VSC - voltage source converter), atribuindo ao barramento CC características de uma fonte de tensão. Se essas variáveis forem as correntes, o conversor é denominado de Conversor Fonte de Corrente (CSC - current source converter), e o barramento CC adquire características de uma fonte de corrente. Um terceiro tipo de conversor denominado Conversor "Z", ZSC (z-source converter) (Peng, 2003 apud Vitorino, 2010), possui ambas as características anteriores tanto de fonte de tensão como de fonte de corrente. Assim, uma conversão CC-CA, recebe o nome de VSI (voltage source inverter). Já uma conversão CA-CC-CA, onde dois processamentos são realizados, a retificação e a inversão, com um barramento CC comum aos dois, recebe o nome de conversor VSR-VSI (Voltage Source Rectifier - Voltage Source Inverter).

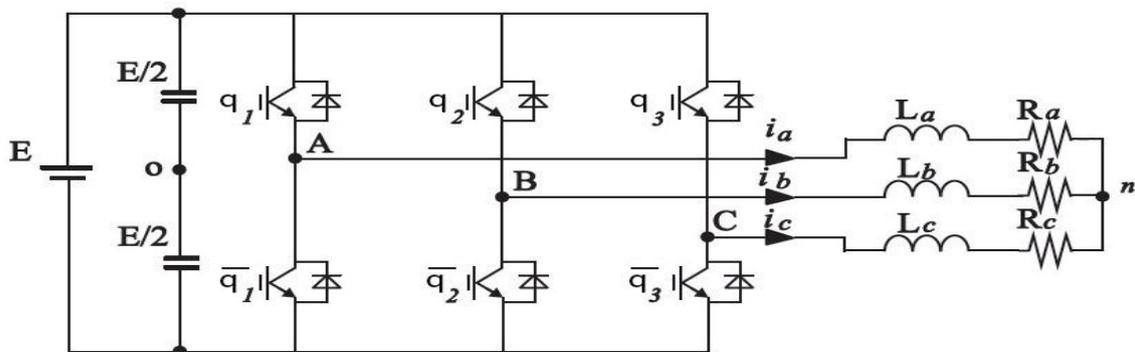
Os atuais inversores comerciais utilizam a estrutura de conversão CA-CC-CA e se classificam de acordo com sua topologia, em três partes: retificação, controle e inversão. Na Figura 22 é apresentado o diagrama de blocos de um inversor do tipo PWM, esta topologia é a mais utilizada nos inversores de frequência comerciais. (Capelli, 2002)

Figura 22 Diagrama conversor Comercial – RETIFICADOR - Barramento CC - CONVERSOR CC-CA - MIT (Motor de Indução Trifásico).



A primeira etapa do circuito é formada por uma ponte retificadora (onda completa) trifásica, e um filtro formado por dois capacitores. Assim, têm-se tensões contínuas simétricas com referência à terra,  $+V/2$  (positiva) e  $-V/2$  (negativa), formando o “barramento CC”. O barramento CC alimenta a terceira etapa, constituída de seis transistores (chaves) e que, através de uma lógica de controle (segunda etapa), “liga e desliga” os transistores de modo a alternarem o sentido da corrente que alimenta a carga. A Figura 23 mostra a topologia mais usada por inversores.

Figura 23 Inversor trifásico de dois níveis.



Caracterizada por um simples funcionamento, esta topologia é a mais utilizada pela indústria e possui forma de onda retangular (onda quadrada) na saída. Cada meio período tem-se uma alternância na polaridade dos terminais de saída de cada braço, ora conectados à fonte CC em tensão positiva e ora em tensão negativa. A imposição de uma defasagem de 120 graus na sequência de chaveamento de cada braço estabelece um comportamento trifásico semelhante ao sistema trifásico da rede convencional.

A partir da Tabela 14, pode-se estabelecer uma relação entre o estado das chaves de um braço do inversor com os valores da sua tensão de polo. Assim tem-se (Barros, 2011).

Tabela 14 Estado das Chaves x Tensão de Polo.

Estagio	Estado da Chave ECq	CHq1	CHq2	Vs0
1	01	Fechado	Aberto	-Ve/2
2	10	Aberto	Fechado	+Ve/2

O circuito do inversor de dois níveis estabelece as seguintes relações:

- Para tensões de polo  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$ ,  $v_{c0}$  e tensão de modo comum  $V_{n0}$  tem-se:

Tensões de Fase:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{a0} - v_{n0} \\ v_{bn} &= v_{b0} - v_{n0} \\ v_{cn} &= v_{c0} - v_{n0} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Tensões de Linha:

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{a0} - v_{b0} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} &= v_{b0} - v_{c0} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} &= v_{c0} - v_{a0} = v_{cn} - v_{an} \end{aligned} \quad (4.27)$$

- Para cargas trifásicas conectadas em estrela tem-se para as correntes de linha:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{v_{an}}{Z_a} = v_{an} \times Y_a \\ i_b &= \frac{v_{bn}}{Z_b} = v_{bn} \times Y_b \\ i_c &= \frac{v_{cn}}{Z_c} = v_{cn} \times Y_c \end{aligned} \quad (4.28)$$

Onde  $Z_n$  é a Impedância e  $Y_n$  a Condutância para as fases  $n=a, b$  e  $c$ .

Pela lei das correntes de Kirchhoff aplicada ao nó  $n$ , e substituído os valores

de 4.26 e 4.27 em 4.28, tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.29)$$

$$v_{an} \times Y_a + v_{bn} \times Y_b + v_{cn} \times Y_c = 0 \quad (4.30)$$

$$v_{a0} \times Y_a + v_{b0} \times Y_b + v_{c0} \times Y_c - v_{n0} \times (Y_a + Y_b + Y_c) = 0 \quad (4.31)$$

Considerando a carga como equilibrada,  $Y_a = Y_b = Y_c = Y$ , tem-se:

$$v_{0n} = \frac{v_{a0} \times v_{b0} \times v_{c0}}{3} \quad (4.32)$$

O estado das chaves (aberto=0 / fechado=1) e a tensão de entrada (barramento CC) definem os valores das tensões de polo.

$$v_{m0} = (2 \times CH_m - 1) \frac{E}{2} \quad (4.33)$$

Para  $m=a, b$  e  $c$ ,  $CH_m$  é o estado da chave e  $v_{m0}$  a tensão de polo, ambas no braço  $m$ .

Rearranjando as equações e relacionando as variáveis tensão de linha, tensão de fase, tensão de polo e estado das chaves tem-se:

Relação Tensão de Linha Estado das Chaves:

$$\begin{pmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} EC_a \\ EC_b \\ EC_c \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

Relação Tensão de Fase e Tensão de Polo:

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

Relação Tensão de Fase e Estado das Chaves:

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \times \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} CH_a \\ CH_b \\ CH_c \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

Relação Tensão de Fase e Tensão de Linha:

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

A Tabela 15 quantifica as Tensões de Polo, Fase e Linha para as diferentes combinações dos estados de condução das chaves. Vê-se que as Tensões de Polo apresentam dois níveis, as Tensões de Fase três e as Tensões de Linha cinco.

Tabela 15 Combinações das chaves e Tensões de Saída.

Vetores	Estados	$V_{a0}$	$V_{b0}$	$V_{c0}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$
0	000	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0
1	100	+E/2	-E/2	-E/2	E	0	-E	2E/3	-E/3	-E/3
2	110	+E/2	+E/2	-E/2	0	E	-E	E/3	E/3	-2E/3
3	010	-E/2	+E/2	-E/2	-E	E	0	-E/3	2E/3	-E/3
4	011	-E/2	+E/2	+E/2	-E	0	E	-2E/3	E/3	E/3
5	001	-E/2	-E/2	+E/2	0	-E	E	-E/3	-E/3	2E/3
6	101	+E/2	-E/2	+E/2	E	-E	0	E/3	-2E/3	E/3
7	111	+E/2	+E/2	+E/2	0	0	0	0	0	0

Varias topologias são empregadas para conversores de frequência tendo como usuais as topologias em ponte completa, em meia ponte e push-pull.

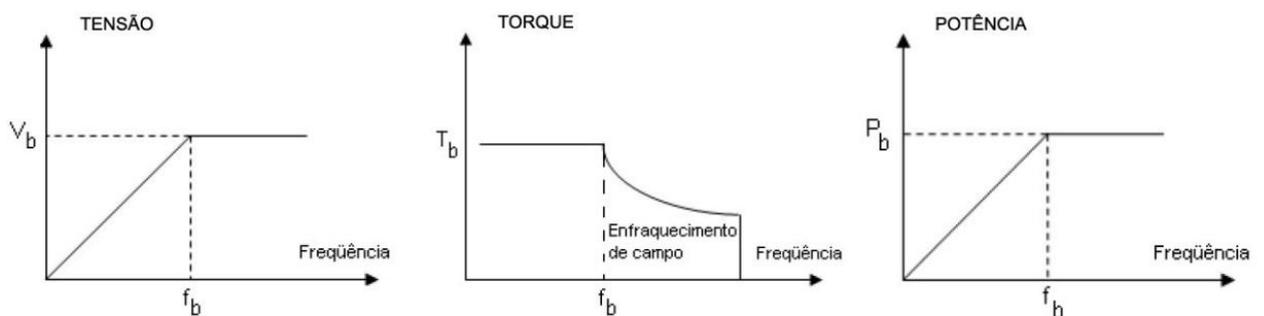
O princípio de funcionamento do inversor de tensão está diretamente relacionado à estratégia de modulação utilizada que é o processo de mudança de

estado dos componentes eletrônicos em um conversor. Diversas são as estratégias de modulação propostas, entre as quais se citam: a modulação por pulso único, modulação por largura de pulsos (PWM do inglês Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso), por largura de pulsos otimizada (PWM otimizada) e por largura de pulso senoidal (SPWM). O tipo de modulação adotada para comandar os interruptores é diretamente responsável pelo controle da amplitude e da forma de onda da tensão de saída.

Operações em frequência fixa e com conteúdo harmônico deslocado para altas frequências são pontos de destaque na utilização da modulação SPWM. O uso de frequência fixa delimita as faixas de frequência dos projetos de componentes magnéticos e ainda, concentram em altas frequências os conteúdos harmônicos o que provoca uma diminuição em dimensão, peso e custo nos componentes de filtros.

Em um inversor comercial, a relação  $V/f$  tem variação linear até a frequência nominal do motor. Para frequências maiores, a tensão permanece constante, em seu valor nominal e máximo, ocorrendo apenas variação da frequência. Nesta condição de frequência maior que a frequência nominal tem-se um decréscimo do fluxo e conseqüente diminuição do torque. Chama-se região de enfraquecimento de campo. Assim, o torque mantém-se constante até a frequência nominal e acima desta decresce continuamente. Sendo a potência diretamente proporcional à velocidade e ao torque do motor, tem-se um crescimento linear desta potência útil até a frequência nominal e permanece constante para valores maiores da frequência. A Figura 24 demonstra estas características.(WEG, Artigos Tecnicos 2010).

Figura 24 Relações tensão, torque e potência x frequência



O estudo apresentado faz uso destas características e experimenta o

comportamento de um inversor comercial na condições a seguir: Inversor parametrizado em valores nominais da carga, sendo controlado pelo compensador pid de seu circuito interno e com setpoint de tensão.

### 4.3 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Motores de indução acionados por inversores PWM, sofrem a ação de tensões harmônicas (componentes de frequência acima da frequência fundamental). O tipo de modulação empregada, o valor da frequência de chaveamento utilizada e certas especificidades do controle podem aumentar perdas, elevar a temperatura de operação, aumentar vibrações e ruídos e, conseqüentemente provocar queda no rendimento. O Gráfico 9 ilustra a estratégia PWM mais usada e as formas de onda das tensões ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{ab}$ ) do inversor trifásico.

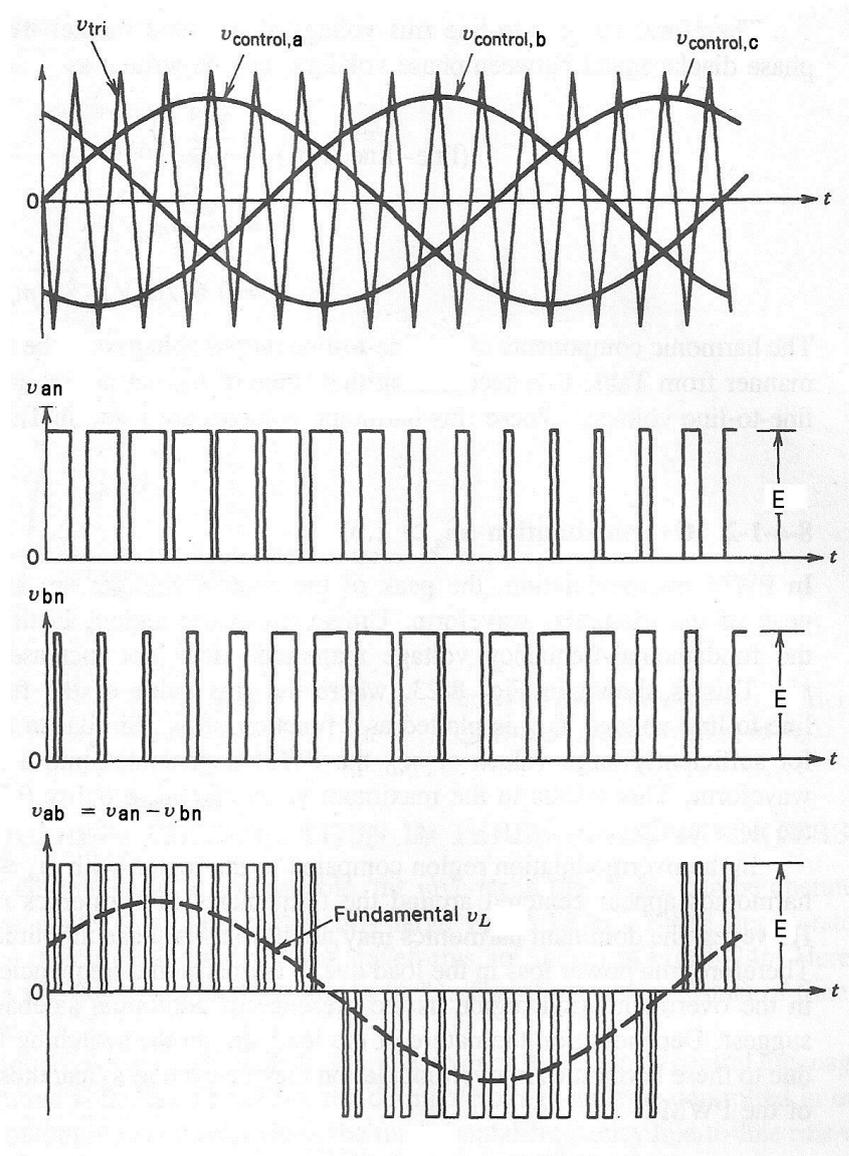
O inversor operando na zona linear com índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) menor ou igual a 1, a amplitude da componente fundamental da tensão de saída por braço de chaves,  $V_{an}$ , varia linearmente com  $m_a$  e é determinado pela equação 4.38. Portanto, seu valor RMS, devido ao defasamento de  $120^\circ$  entre as tensões de saída de cada braço de chaves, pode ser dado pela equação 4.39.

$$V_{an} = m_a \times \frac{E}{2} \quad (4.38)$$

$$V_{LRMS} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times V_{an} = \frac{\sqrt{3}}{2 \times \sqrt{2}} \times m_a \times E = 0.612 \times m_a \times E \quad (4.39)$$

Basicamente, para reduzir os harmônicos gerados por um inversor de frequência PWM, pode-se: utilizar topografias com maior número de níveis, instalar filtros passivos de saída, elevar a frequência de chaveamento e otimizar a modulação PWM.

Gráfico 9 Estratégias PWM e forma de onda das Tensões no Inversor.



Pela evolução da potência útil no motor alimentado por inversores pode-se avaliar o efeito da variação de velocidade sobre o rendimento, na sua frequência de operação. Considerando que as perdas ôhmicas (Joule) têm o maior peso no total das perdas do motor (perdas Joule + perdas magnéticas), o rendimento do motor para pequenas potências deve cair, mantida a constância da relação  $V/f$  (baixas tensões com baixas frequências) e, como as perdas Joule dependem da corrente ao quadrado, estas se mantêm com mínima variação, para uma carga de torque constante, provocando pouca alteração no total. As equações a seguir exemplificam este comportamento. Define-se o rendimento como:

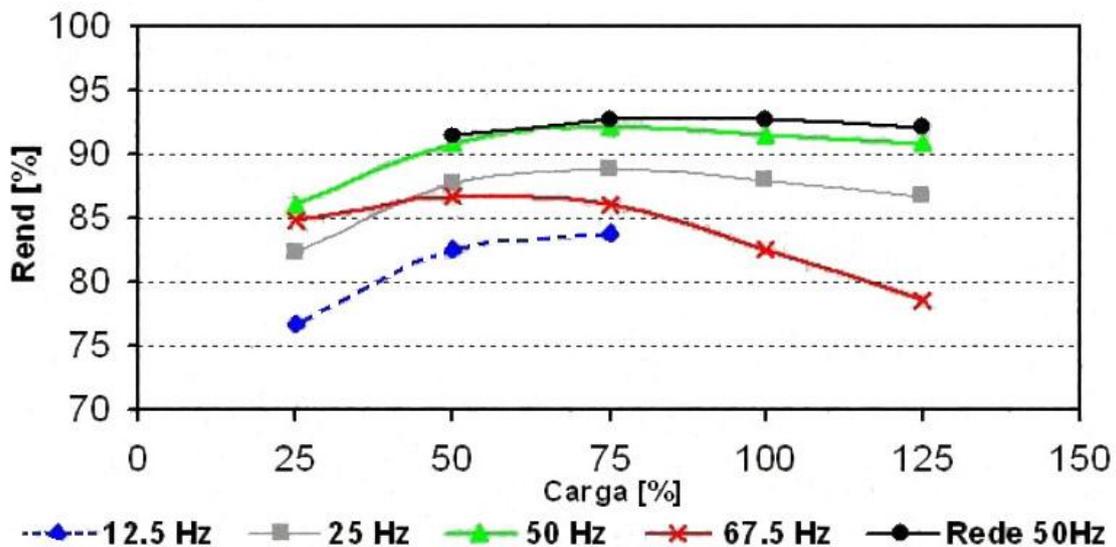
$$P_{60Hz} = P_u \quad (4.40)$$

$$P_{30Hz} = \frac{P_u}{\frac{60}{30}} = 0,5 \times P_u \quad (4.41)$$

$$\eta_{\%} = \frac{P_u}{P_e} = \frac{P_u}{P_u + \sum Perdas} \quad (4.42)$$

Utilizando o método direto (potência na entrada e na saída), medidos experimentalmente, tem-se a curva “rendimento x carga” para motores convencionais (WEG, Artigos Técnicos 2010). Gráfico 10.

Gráfico 10 Rendimento do Sistema – Inversor+eletrobomba.

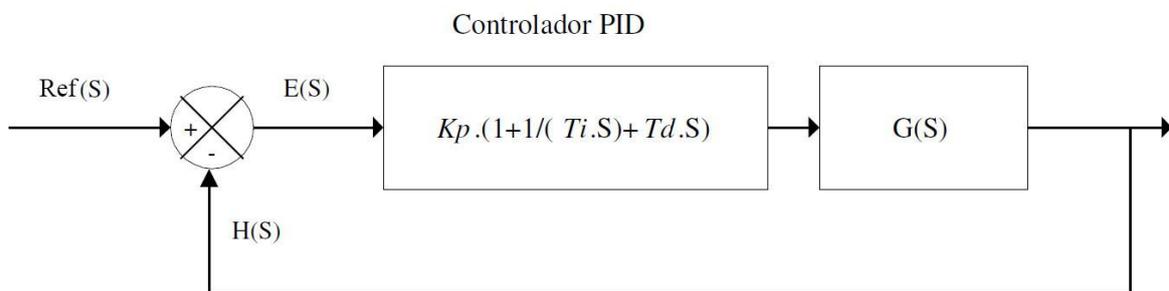


#### 4.4 PARAMETRIZAÇÃO DO INVERSOR

Os métodos de parametrização dependem dos modelos e fabricantes estando disponível em manuais de operação de cada produto. Em resumo, este procedimento consiste em estabelecer a operação do inversor em malha fechada, isto é, define-se uma referência e, através da realimentação de valores medidos da variável a ser controlada, intervir na variável de controle para alcançar um valor

desejado utilizando-se de um controlador PID (Figura 25). O controlador atua sobre o erro do sistema (diferença entre os valores de set-point e medidos), buscando zerar este erro pela variação da relação tensão x frequência de operação do inversor. A sintonia dos parâmetros do controlador limita-se a ajustes em constantes de ações proporcional, integral e derivativa, com valores definidos empiricamente com o sistema operando em malha aberta. Estes não se alteram significativamente quando se muda a moto bomba ou o gerador fotovoltaico (Brito, 2006).

Figura 25 Diagrama de bloco do controlador pid.



No diagrama de blocos da Figura 25, Ref(s) é uma referência, E(s) é o erro, H(s) a realimentação, Kp, Ti e Td são os ganhos Proporcional, Integrativo e Derivativo e, G(s) a função de transferência da Planta.

Para o modelo em estudo, a variável a ser controlada será a tensão do barramento CC e, a corrente da carga em operação nominal, é a variável definida para a atuação do controlador PID. Como a característica da carga em estudo, no caso uma eletrobomba, tem um conjugado resistente (equação 5.6) que é proporcional ao quadrado da velocidade do rotor do motor de indução trifásico, interferir nos parâmetros que alteram esta velocidade é a condição estabelecida pelo controle. Assim, uma eventual variação na potência do gerador provoca alterações na tensão do barramento do inversor e assim uma intervenção na corrente da carga é necessária. Para isso, altera-se a velocidade do motor pela intervenção na frequência da sua tensão de alimentação o que é feito pelo inversor através do controlador PID que ao seguir uma referência estabelecida corrige o valor da tensão medida. O parâmetro do inversor comercial referente a esta ação de controle deve ser selecionado para a opção reverso. (Brito, 2006).

Em sequência, deve-se selecionar o tipo de controle a ser executado: escalar ou vetorial. Alguns inversores possibilitam a parametrização do controle escalar do tipo quadrático, específico para aplicações com bombas centrífugas. Ainda, ajustes nos tempos da rampa de aceleração e desaceleração se fazem necessários em valores mínimos possíveis. Para finalizar a parametrização, a sintonia do controlador PID deve ser realizada para cada um de seus parâmetros ( $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ ). Os vários métodos de sintonia dos parâmetros de um controlador PID, apesar de importantes, não são objeto deste estudo e podem ser encontrados em diversas literaturas de controle clássico ou de controle mais avançado. Alguns inversores comerciais possuem uma função de autosintonia (autotuning) que, quando configurado para operar com o controle vetorial pode, através de procedimento específico, identificar e definir os ganhos do controlador PID.

A Tabela 16 apresenta alguns parâmetros estabelecidos para a realização do acoplamento e do controle escalar no inversor comercial modelo CFW08 da WEG.

Tabela 16 Alguns Parametros do inversor comercial

Item	Parâmetro	Descrição
1	P000 = 5	Senha de acesso parâmetro
2	P204=5	Carrega todos os valores de fábrica
3	P202	Controle vetorial 2 (ou 1 p/ coordenada linear)
4	P399	Rendimento do motor
5	P400	Tensão nominal V
6	P401	A Corrente nominal A
7	P402	Rotação do motor (dados de placa) RPM
8	P403	Frequência nominal Hz
9	P404	Potência correspondente em CV (tabela no manual)
10	P133	Frequência mínima - ativar o modo escalar
11	P100	Velocidade de aceleração do motor (tempo seg)
12	P101	Velocidade de desaceleração do motor (tempo seg)
13	P220	Controlar modo local e/ou remoto 0,1,2
14	P221	Controlar por IHM ou por entradas digitais ou analógicas
15	P230	Manipulação remota via borne
16	P234/5	Ganho e atraso na entrada analógica

## 5 ELETROBOMBAS

Neste trabalho denominam-se eletrobombas os conjuntos formados por motores trifásicos acoplados a bombas hidráulicas. Os modelos de Sistemas de Bombeamento Fotovoltaicos utilizados pelo PRODEEM consistiam de conjuntos de eletrobombas submersas alimentadas por geradores fotovoltaicos. Os motores desses conjuntos eram de corrente contínua de ímã permanente “brushless” e estavam acoplados a bombas hidráulicas de deslocamento positivo e em alguns casos, de bombas centrífugas helicoidais multe estágios. O modelo selecionado a ser experimentado na realização deste trabalho constitui-se, além do gerador fotovoltaico, de um inversor comercial que alimenta uma eletrobomba comercial tanto do tipo de deslocamento positivo e do tipo centrífuga, acionadas por motores de indução trifásicos, assíncronos (rotor gaiola de esquilo).

### 5.1 BOMBAS HIDRÁULICAS

A tecnologia de bombeamento fotovoltaico detém, reconhecidamente, alta confiabilidade, o que significa baixa probabilidade de apresentar problemas técnicos. A qualidade de uma tecnologia pode ser medida em função de sua confiabilidade técnica, ou seja, a capacidade de uma unidade funcional desempenhar tarefas, sem falhas ou avarias, em condições específicas e dentro de determinado período e, com índices quantitativos e qualitativos satisfatórios. (Bonnefoi, 1990; Logiacco, 1997; apud Brito, 2006). Uma boa continuidade do serviço requer além da utilização de equipamentos robustos, uma boa e ágil estrutura gerencial de serviços básicos de assistência técnica. Assim, torna-se importante dispensar especial atenção ao processo de dimensionamento/seleção do grupo motor elétrico - bomba hidráulica e levar em conta, além de suas características operacionais, opções outras que mitiguem custos elevados com transporte e mão-de-obra quando da necessidade de realizar reparos no campo.

As bombas hidráulicas são dispositivos utilizados para converter energia mecânica em energia hidráulica. A conversão se dá inicialmente com a ação de sucção realizada na tubulação de entrada (sucção) onde a pressão cai abaixo da pressão atmosférica e empurra o fluido para dentro da bomba. Em seguida, a ação

mecânica, força o líquido para a tubulação de saída (recalque). As bombas podem ser dimensionadas para fornecerem vazão até um determinado valor máximo da pressão.

## 5.2 CLASSIFICAÇÃO

As bombas hidráulicas são comumente classificadas pela maneira como é realizada a transformação do trabalho mecânico em energia hidráulica, e pelo modo como essa transferência é feita ao fluido, aumentando sua velocidade e (ou) sua pressão. Desta forma são classificadas principalmente em:

- Bombas de deslocamento positivo ou volumétricas
- Turbo bombas ou hidrodinâmicas, ou rotodinâmicas ou bombas de fluxo.

### 5.2.1 Bombas de Deslocamento Positivo

As bombas de deslocamento positivo impelem uma quantidade definida de líquido a cada golpe ou volta do dispositivo. Um volume de fluido é preso numa câmara, e pela ação de um pistão ou de peças rotativas é impulsionado para fora. O escoamento pode ser intermitente ou contínuo. São usadas para bombeamento contra altas pressões e requerem vazões de saída quase constantes. O deslocamento teórico de uma bomba é função do tamanho de suas câmaras. Entretanto, o deslocamento real é menor em função de folgas que geram vazamentos internos e da pressão de trabalho (altura manométrica). A relação entre o deslocamento real e teórico fornece o rendimento volumétrico da bomba.

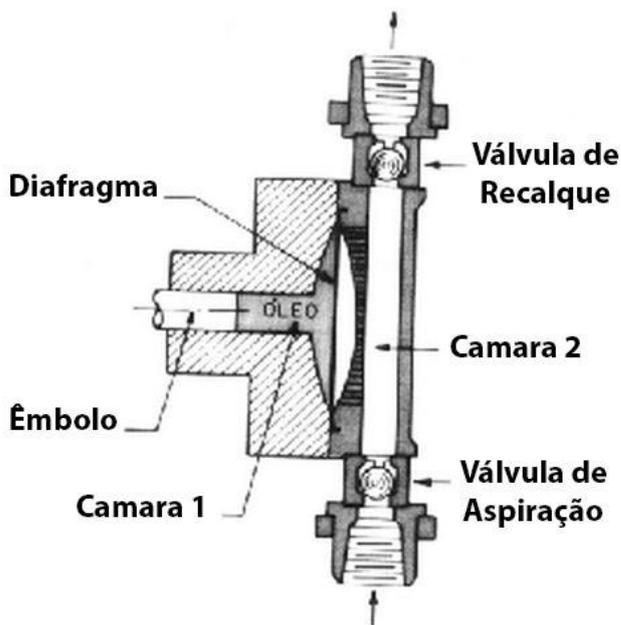
A vazão de uma bomba, portanto, pode ser modificada ao se modificar seu deslocamento ou sua rotação. Alterar a rotação da bomba implica alterar a rotação do motor elétrico. Ainda, ao se alterar o tamanho de suas câmaras modifica-se sua vazão. Aquelas que permitem alterações no volume da câmara são do tipo deslocamento variável, enquanto, as outras são de deslocamento fixo.

As Bombas de Deslocamento Positivo podem ser divididas em Bombas Rotativas - helicoidal, de palhetas, de rosca, de pistões radiais e de pistões axiais - e em Bombas Alternativas, que se constituem de um êmbolo com biela manivela acoplado ou diafragma (Figura 26).

A vazão nas bombas Alternativas depende do volume varrido pelo pistão no

cilindro e do número de golpes do pistão. A bomba de diafragma depende do movimento de um diafragma para conseguir o deslocamento do fluido e caracteriza-se por vazão pulsante. Já nas Rotativas, um rotor provoca uma pressão reduzida do lado da entrada e, pelo efeito da pressão externa ocorre a admissão do líquido. O movimento do rotor retém o fluido entre suas cavidades e carcaça e, após um determinado giro, ocorre o lançamento do fluido para a descarga da bomba.

Figura 26 Bomba de Deslocamento Positivo



### 5.2.2 Turbo bombas, Hidrodinâmicas, Rotodinâmicas ou Bombas de Fluxo.

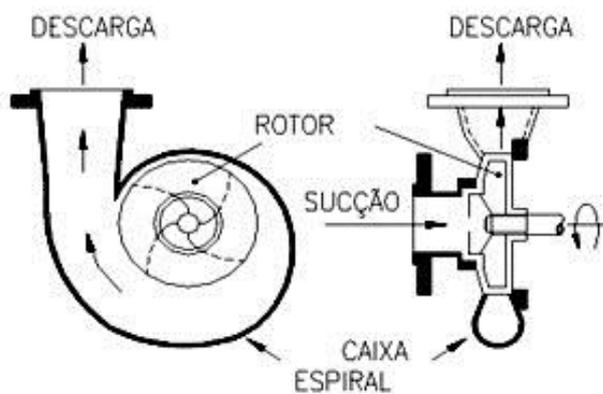
A principal característica é a existência de um bloco rotatório dotado de pás, chamado rotor, que transfere movimento à massa líquida, transformando energia mecânica em energia cinética - Figura 27. Um vácuo é criado em consequência possibilita a pressão atmosférica a forçar mais água para dentro da carcaça através da abertura de entrada. O movimento continuado do rotor mantém este processo até quanto for possível a alimentação de água. O rotor pode ter giro horizontal ou vertical e podem ser do tipo fechado, mais eficientes, ou do tipo aberto e semiaberto, que depende das características dos líquidos deslocados ou ainda, do tamanho da bomba. As turbo bombas podem conter diferentes números de estágios, dispostos

em pilhas para obter aumento de pressão, ou seja, quanto maior o número de estágios maior será a altura manométrica de operação.

As turbo bombas também são classificadas de acordo com a posição relativa do fluido e do eixo de rotação do rotor em: centrífugas puras (radiais), axiais (ou propulsoras ou helicoidais) e diagonal (fluxo misto).

Também podem ser caracterizadas de acordo com a velocidade de rotação específica que relaciona as grandezas: vazão, altura manométrica e a rotação.

Figura 27 Bomba Centrífuga.



### 5.3 APLICAÇÕES

Para aplicações de grande potencia, as bombas utilizadas são as centrífugas multiestágios e de deslocamento positivo helicoidais. As bombas centrífugas são indicadas para grandes vazões e menores alturas manométricas, pois para alturas manométricas elevadas esse tipo de bomba apresenta redução da eficiência. Já para grandes alturas manométricas e menores vazões, são mais indicadas as bombas de deslocamento positivo, principalmente do tipo helicoidal. Com relação às bombas de pequena potencia (até 400 W), as mais utilizadas são as de deslocamento positivo de diafragma ou, ainda, bombas centrífugas mono ou de poucos estágios. (Federizzi, 2003).

## 5.4 CONSIDERAÇÕES

Os sistema de bombeamento de água utilizando motores de indução torna-se uma aternativa mais atraente por estes serem mais robustos, livres de manutenção, confiáveis e mais barato que motores de corrente contínua (CC). Têm como desvantagens, a complexidade e os custos dos dispositivos de acionamento e controle que, gradativamente, vêm sendo minimizadas com a evolução da tecnologia de semicondutores, tornando a relação custo/rendimento mais atrativa e competitiva (Akbaba, 2007).

Hamidata, 2007 et al, simula, atraves de modelos matemáticos dois sistemas de bombeamento de diferentes tecnologia e fabricação. Uma comparação é feita entre uma topologia constituída por um motor CA trifásico e uma bomba centrífuga (BC\_CA) e, outra com um motor CC e uma bomba de deslocamento positivo (DP-CC). Os resultados apontam para um melhor desempenho de DP-CC em comparação a BC\_CA relativo a eficiência e perdas, contudo não leva em consideração as eficiências das bombas.

Martire et al, 2008, analisa motores de indução trifásicos com velocidade variável acoplados a bombas centrífugas e destaca a falta de informações (dos fabricantes) das curvas de performance para diferentes velocidades daquelas ditas nominais isto é, frequência da rede e um par de polos.

Estando a bomba em sua velocidade nominal, três curvas relacionam a potência hidráulica, a eficiência e a altura manométrica com a vazão. O comportamento da bomba num sistema em que a velocidade de rotação é variável é descrito por um conjunto de equações e para tanto, utilizam-se as leis clássicas, só válidas em condições de eficiência constante, que relacionam a velocidade do rotor, a altura manométrica, a vazão e a potência elétrica:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (5.1)$$

$$\frac{H_1}{H_2} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (5.2)$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^3 \quad (5.3)$$

A

Algumas pesquisas afirmam que a eficiência das bombas centrífugas melhora com o incremento na sua velocidade porém isto só se aplica com relevância nas bombas de baixa velocidade, como as usadas em sistemas fotovoltaicos. Autores (Barske, 1960; Ippen, 1946 apud Martire et al, 2008) relataram pequenos aumentos em rendimento, da ordem de 1%, para variações de velocidade de 1240 para 1880 rpm.

Novas estratégias no controle de velocidade de motores de indução foram propostas visando melhorar este desempenho e assim, modelos de controle de fluxo magnético e de conjugado, ou seja, das correntes do estator e rotor, chamados de vetoriais, foram desenvolvidos e consolidados. Vitorino, 2008, agrupa estas estratégias em duas categorias: o controle por escorregamento e o controle em quadratura. Normalmente o controle do fluxo rotórico e conseqüentemente das correntes estatóricas, têm seus controladores de corrente baseados num modelo de primeira ordem e estabelece uma relação entre a tensão estatórica e uma perturbação variável.

Uma máquina de indução operando com baixa carga apresenta excessiva perda de potência que pode ser reduzida. Algumas das formas de aperfeiçoar a eficiência da máquina de indução são: o controle do fator de potência, o controle de busca (Abrahamsen et al., 1998 apud Vitorino 2008) e o controle com correntes iguais que busca igualar as correntes decompostas  $I_{sd}$  e  $I_{sq}$  para se alcançar a máxima eficiência. Estas técnicas visam reduzir as perdas de energia na máquina, tanto as perdas no cobre como no material magnético.

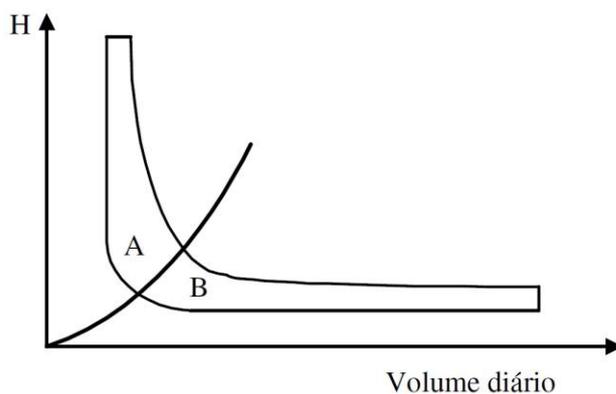
Em Brito, 2006, é evidenciado que, para iniciar seu ciclo de bombeamento, uma eletrobomba helicoidal demanda menor potência que uma eletrobomba centrífuga porém, a eletrobomba centrífuga apresenta maior capacidade de vazão instantânea que a helicoidal. Para alturas manométricas crescentes, a curva de capacidade instantânea da eletrobomba centrífuga também cresce aumentando a potência necessária para esta iniciar seu ciclo de bombeamento. Contudo o valor instantâneo de vazão, quando esta opera em seu ponto nominal, também reduz. Na eletrobomba helicoidal, este efeito é minimizado e com operação em alturas manométricas elevadas necessita-se de mais potência para atingir o ponto de

potência nominal.

Estes resultados atestam as recomendações da literatura sobre o uso de eletrobombas centrífugas em aplicações onde se necessita grande volume diário de água bombeada e baixa altura manométrica total e, eletrobombas helicoidais para situações contrárias. Os projetos com eletrobombas levam em consideração um ábaco fornecido pelos fabricantes.

A Figura 28 apresenta uma região de fronteira onde o uso de ambas as eletrobombas seria recomendado, helicoidal ou centrífuga. Contudo, em sistemas fotovoltaicos, um alto índice de nebulosidade estabelece como mais apropriado o uso da moto bomba helicoidal por demandar menor potência para iniciar seu ciclo de bombeamento.

Figura 28 Curvas indicativas de utilização de eletrobombas de deslocamento positivo (A) e centrífugas (B).



## 5.5 POTÊNCIA HIDRÁULICA E ELÉTRICA

A especificação técnica do grupo eletrobomba é determinada por sua potência hidráulica, a qual é definida em função da demanda de água e da altura manométrica total. A potência elétrica do sistema é dada pela razão entre a potência hidráulica mais as perdas por fricção e a eficiência do mecanismo motor/bomba, conforme as equações 5.4 e 5.5 reproduzidas abaixo.

$$P_h = 2,725 \times Q \times H_t \quad (5.4)$$

Onde:  $P_h$ =Potência hidráulica (W);  $Q$ =Vazão (m<sup>3</sup>/h) e  $H_t$ — Altura manométrica total (m).

$$P_e = \frac{P_h}{E_{mb}} \quad (5.5)$$

Onde  $P_e$ = Potência elétrica (W),  $E_{mb}$ =Eficiência de acoplamento do conjunto motor-bomba.

A bomba acoplada ao eixo do motor proporciona um conjugado mecânico que é proporcional ao quadrado da velocidade do eixo rotórico do motor, equação (5.6) (Akbaba e Akbaba, 2001).

$$C_m = k_p \times \omega_m^2 + k_f \times \omega_m \quad (5.6)$$

Onde:  $C_m$  é o conjugado mecânico realizado pela bomba (Nm);  $k_p$  é a constante de torque (Nm/(rad/s));  $\omega_m$  é a velocidade angular do eixo do motor (rad/s) e  $k_f$  é o coeficiente de fricção (Nm/(rad/s)<sup>2</sup>).

Para determinar a potência produzida pela bomba, é utilizada a equação 5.7:

$$P_b = P_p \times Q \quad (5.7)$$

Onde  $P_b$  é a potência gerada pela bomba em watts;  $P_p$  é pressão na bomba em Pascal; e  $Q$  é a vazão em m<sup>3</sup>/s.

## 5.6 MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Os motores de indução assíncronos, de corrente alternada, caracterizados principalmente pela robustez, simplicidade construtiva e baixo preço de aquisição relativo a outros tipos de motores, possuem características que se tornam bastantes atrativas ao uso de dispositivos de acionamento estático para o controle de velocidade. Porém outras características tornam sua análise complexa, pois requerem estudos de sistemas não lineares e multivariáveis. (Vitorino, 2008).

Máquinas de indução assíncronas são dimensionadas e fabricadas para operarem com valores fixos de tensão e frequência, atingindo com isso ótima eficiência, em torno de 75%, quando operando com tensão, frequência e carga nominais (Vitorino, 2010). Com a máquina operando com carga constante, pode-se variar a tensão e frequência do estator desde que a relação  $V/f$  permaneça a mesma. Uma diminuição na potência útil reduz as perdas no ferro e no cobre do estator, porém aumenta as perdas no cobre do rotor. A manipulação das variáveis fluxo e conjugado eletromagnético é exercida por estratégias de controle que atuam modificando essas grandezas.

O conjugado eletromagnético de uma máquina de indução pode ser escrito aproximadamente pela seguinte relação:

$$C_e = k \times I_m \times I_r \quad (5.8)$$

Onde  $k$  é uma constante,  $I_m$  é a corrente de magnetização e  $I_r$  é a corrente do rotor.

De acordo com a equação (5.8), um determinado conjugado mecânico pode ser produzido pelo produto de infinitas combinações de  $I_m$  e  $I_r$ , estabelecendo assim, diferentes valores para o conjugado eletromagnético. Estas combinações definem uma relação entre a corrente de magnetização e a corrente do rotor que, em determinados pontos de operação geram perdas totais mínimas. Em sistemas com predominância de pequenas cargas, existe um excesso de magnetização do motor e, um grande  $I_m$  com um pequeno  $I_r$ . As perdas totais do motor podem ser reduzidas, controla-se  $I_m$  e isso estabelece uma grandeza para  $I_r$ . A redução da corrente de magnetização pode ser feita variando-se o fluxo do motor melhorando assim sua eficiência.

Acionamentos de máquinas de indução Volts/Hertz, baseados em modelos de regime permanente, apresentam fraco desempenho dinâmico, contudo, são satisfatórios para o presente trabalho cujo objetivo prioriza além do ponto de vista operacional, os custos, as facilidades de manutenção nas localidades de aplicação e a possibilidade de usar o conjunto inversor-eletrobomba com alimentação convencional.

### 5.6.1 Execução do Controle pelo Inversor

Normalmente, os Inversores são dotados de dois métodos de controle que podem ser utilizados para o acionamento de diferentes tipos de motores de indução trifásicos e cargas específicas. Tem-se:

1. Controle escalar – V/f: é normalmente utilizado em aplicações tanto a torque constante como variável. Manter a relação V/f constante mantém o fluxo aproximadamente constante. É aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade. O controle escalar possibilita o controle da velocidade de rotação do motor, de 0 a 100 % do torque nominal, com uma precisão de até 0,5 % da rotação nominal para sistemas sem variação de carga, e de 3 % a 5 % com variação de carga. Estas características, somadas ao seu custo, relativo a outros mais sofisticados, fazem com que o inversor de frequência escalar seja largamente utilizado em sistemas que não requerem alto desempenho. Para melhorar o desempenho do motor em baixas velocidades, funções especiais são incorporadas com o objetivo de manter a capacidade de torque do motor. A WEG, em seu manual sobre inversores, evidencia duas destas funções: a compensação de escorregamento (atenuação da variação da velocidade em função da carga) e o boost de tensão (compensação do efeito da queda de tensão na resistência estática com o aumento da relação V/f).

2. Controle vetorial: é utilizado em aplicações a torque constante e proporcionam um controle com alto desempenho dinâmico, respostas rápidas e alta precisão de regulação de torque e velocidade para uma faixa extensa de condições de operação. O controle decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e outro que produz o torque, regulando separadamente o torque e o fluxo. Sua utilização necessita que se conheça ou calcule alguns parâmetros específicos do motor tais como: resistência estática, resistência rotórica, indutância estática, indutância rotórica, indutância de magnetização e outros.

O controle vetorial pode ser realizado em malha aberta (“sensorless”) ou em malha fechada (com realimentação). Estes dois tipos de controle têm como principais diferenças a maneira como tratam as variáveis de controle e variáveis controladas sendo que, para o controle escalar a abordagem é relacionada com as

amplitudes das grandezas elétricas instantâneas (fluxos, correntes e tensões), referidas ao estator, e com equações de regime permanente. Já o controle vetorial trata estas grandezas elétricas instantâneas como vetores, e as equações baseando-se nas equações espaciais dinâmicas da máquina, com as grandezas referidas ao fluxo enlaçado pelo rotor, ou seja, o motor de indução é visto pelo controle vetorial como um motor de corrente contínua, havendo regulação independente para torque e fluxo.

A possibilidade de utilização destes dispositivos para acionamento de cargas que necessitam de torque constante e/ou variável viabiliza o uso de ambos os tipos de bombas existentes no mercado: as de deslocamento positivo (torque constante) e as centrífugas (torque variável).

Em um motor de indução, a sua rotação, sua frequência de alimentação, a quantidade de polos e o escorregamento mensurado, se relacionam pela seguinte equação:

$$n = \frac{120 \times f_1}{p} \times (1 - s) \quad (5.9)$$

Onde:

- n : velocidade de rotação mecânica (rpm);
- $f_1$  : frequência fundamental da tensão de alimentação (Hz);
- p : número de polos;
- s : escorregamento.

Pela equação 5.9, tem-se a possibilidade de modificar a velocidade atuando em três parâmetros: a frequência, o número de polos e o escorregamento.

O uso de conversores CC-CA no controle de velocidade de motores de indução tem se mostrado atualmente, um método bastante eficiente. Estes transformam a tensão da rede, de amplitude e frequência constantes, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis. Ao variar a frequência da tensão de alimentação, tensão estatórica, modifica-se a velocidade do campo girante e conseqüentemente a velocidade mecânica de rotação da máquina.

O torque produzido pelo motor de indução é representado pela equação:

$$T = k_1 \times \phi_m \times I_R \quad (5.10)$$

Desprezada a queda de tensão na resistência e na reatância dos enrolamentos estatóricos, Tem-se:

$$\phi_m = k_2 \times \frac{V_1}{f_1} \quad (5.11)$$

Onde:

- T : torque ou conjugado disponível na ponta de eixo (N.m)
- $\phi_m$  : fluxo de magnetização (Wb)
- $I_R$  : corrente rotórica (A) - depende da carga.
- $V_1$  : tensão estatórica (V)
- $k_1$  e  $k_2$  : constantes que dependem dos parâmetros construtivos da máquina.

Considerando uma corrente constante na carga, a variação proporcional da amplitude e da frequência da tensão de alimentação mantem o fluxo constante e conseqüentemente, o torque. Tem-se assim, um ajuste contínuo do conjugado e da velocidade relativo à carga mecânica. Portanto, mantendo-se constante o escorregamento do motor, sob velocidades diversas, para uma mesma carga consegue-se minimizar as perdas.

Os sistemas de bombeamento fotovoltaicos dispensam o uso de acumuladores (baterias), pois toda energia produzida pelo gerador fotovoltaico será armazenado na forma de energia potencial gravitacional pelo armazenamento de água em reservatório estabelecido acima do nível da bomba. Devido à diversidade de pontos ótimos de operação dos dispositivos constitutivos dos sistemas de bombeamento fotovoltaico, vê-se que não é uma tarefa fácil otimizar a sua operacionalidade conjunta. Assim, a estratégia selecionada para a pesquisa estabelece o conceito de otimização individualizada, ou seja: O gerador fornecendo o máximo de energia processada e a carga consumindo o máximo de energia disponibilizada. Portanto, para um balaço de energia favorável, a seguinte premissa deve ser obedecida: a potência requerida pela eletrobomba deve ser maior ou no máximo igual à potência gerada pelo sistema fotovoltaico. Evita-se assim, desperdício da energia gerada.

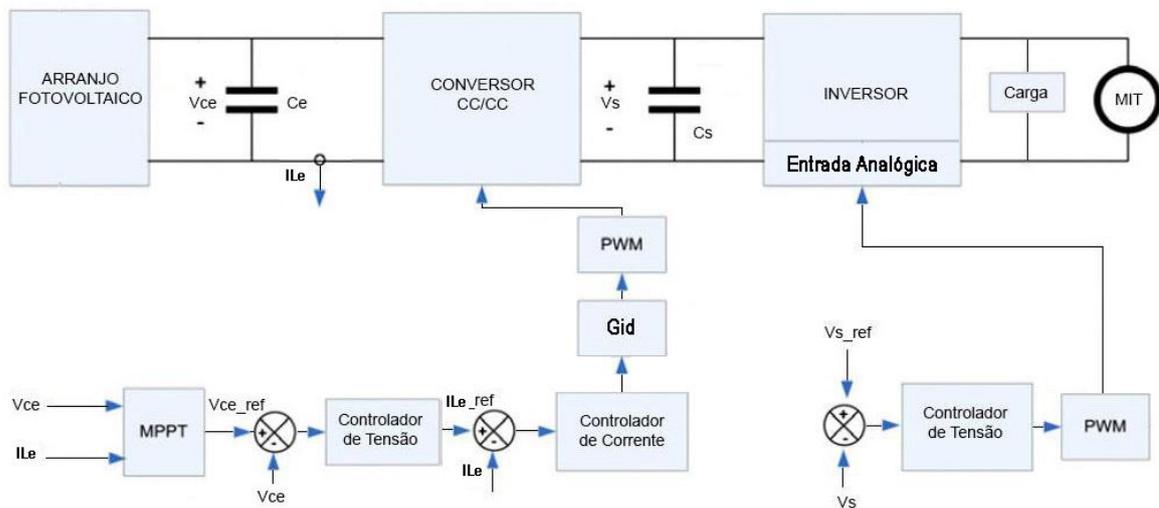
**O CONTROLE**

## 6 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Os sistemas fotovoltaicos isolados podem ser caracterizados de duas maneiras: os que utilizam acumuladores e aqueles diretamente acoplados à carga. As características dos acumuladores associadas às especificidades da carga, dos parâmetros operacionais e requisitos de conservação de energia, são atributos que estabelecem a condição do controle a ser adotada.

A metodologia empregada na realização de projetos para controladores de conversores CC-CC utiliza modelagens de sistemas pelos métodos do Valor Médio e de Pequenos Sinais, que são representados por uma combinação de Equações de Estado (Anexo 1). Estes métodos geram funções de transferências específicas para as variáveis selecionadas de controle e aquelas a controlar. (Pedroso, 2010; Biswas et al, 2010).

Figura 29 Diagrama de Bloco de Controle em Cascata com malhas de Controle de Tensão e Corrente do conversor e interação com inversor. (adaptado Pedroso, 2010)



No diagrama da Figura 29, dependendo das variáveis e em condições de regime permanente, a função de transferência  $Gid(s)$  expressa na equação 6.2, representa relações entre variações da corrente ( $I_{Le}$ ), tensão de entrada ( $V_{ce}$ ) e razão cíclica ( $d$ ). Completando o sistema e objetivando mitigar distúrbios, é introduzindo uma configuração em cascata, com compensadores proporcional-integrais (PI's), tanto para malha de tensão como para a malha de corrente. Ainda observam-se as funções de transferência do PWM ( $1/V_p$ ) e dos sensores de tensão

e corrente.

A equação 6.1, representada pela função de transferência  $G_{di}(s)$ , é utilizada para controlar a corrente no indutor de entrada do conversor e é aplicada no controle do MPP na malha interna de corrente no controle em cascata (Peraca - 2002).

Já a equação 6.2 representa o modelo da função de transferência  $G_{vi}(s)$  aplicada no controle da tensão de saída ( $V_s$ ) do conversor pela variação de sua razão cíclica ( $d$ ) (ver equação 6.14). Ela é utilizada quando se quer controlar a tensão de saída do conversor numa situação de potência excedente ou em uma situação de sobretensão.

Nestas funções de transferência, a resistência interna do capacitor de saída é desprezada e  $R$  é a resistência da carga.

$$G_{di}(s) = \frac{\tilde{i}_{Le}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V'_s}{L_e} \times \frac{s + \frac{2}{R'_s \times C'_s}}{s^2 + \frac{1}{R'_s \times C'_s} \times s + \frac{D'^2}{L_e \times C'_s}} \quad (6.1)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{s \times \frac{-I_{Le}}{C_s} + \frac{V_s}{L_e \times C_s} \times (1-D)}{s^2 + \frac{s}{R_s \times C_s} + \frac{(1-D)^2}{L_e \times C_s}} \quad (6.2)$$

## 6.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA À SIMULAÇÃO E AO EXPERIMENTO

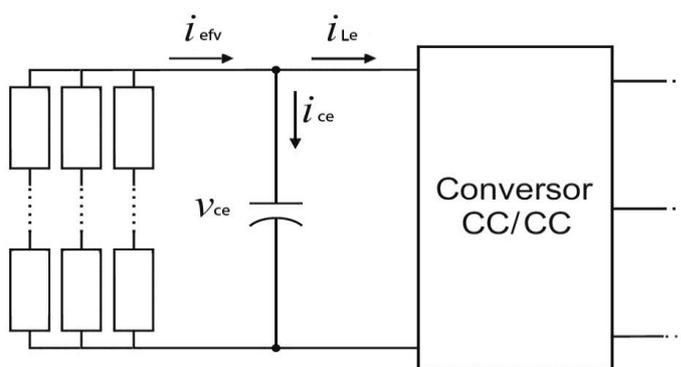
A estratégia de controle a ser aplicada ao modelo baseia-se na máxima transferência de potência da geração para o barramento CC (capacitor de saída) que alimenta o inversor e este supre a carga. Tem-se uma malha de controle do lado CC da geração, que estabelece um ponto de operação definido pelo algoritmo de rastreamento de máxima potência e, na saída, o controle da tensão CC no capacitor  $C_s$ , realizado por um inversor parametrizado para controlar a velocidade de um

motor de indução trifásico com carga variável, garantindo que esta potência disponibilizada seja totalmente consumida. Esta proposta de controle será simulada e experimentada e, utilizará como variáveis de entrada a tensão e a corrente do gerador fotovoltaico e como variável de saída, a tensão no capacitor (barramento CC) conectado ao inversor. O controle da potência de entrada será executado pela ação do PWM do conversor push-pull que comandará a transferência da potência disponível gerada. No lado da carga, será estabelecida uma referência de tensão CC de operação do barramento (capacitor) de saída que será mantida e estabelecida por procedimentos de parametrização do inversor tais como: PID interno do inversor, tipologia escalar (V/f) e/ou vetorial, atuação direta no PWM, e condicionamento de entradas analógica e/ou digital estabelecida para tal fim.

Para um melhor aproveitamento de energia e uma melhor eficiência do sistema, a máxima potência gerada pelo arranjo fotovoltaico deve ser no máximo igual à potência demandada pela carga. Assim, de acordo com o perfil da curva característica de geração fotovoltaica diária, tem-se uma potência gerada mínima nos horários extremos da curva que se eleva continuamente até atingir um ponto máximo estabelecido por uma faixa central que é definida pelas condições climáticas diárias locais.

O esquema elétrico da Figura 30 e a equação 6.3, exemplificam o modelo e a estratégia de controle usada por Azevedo (2007):

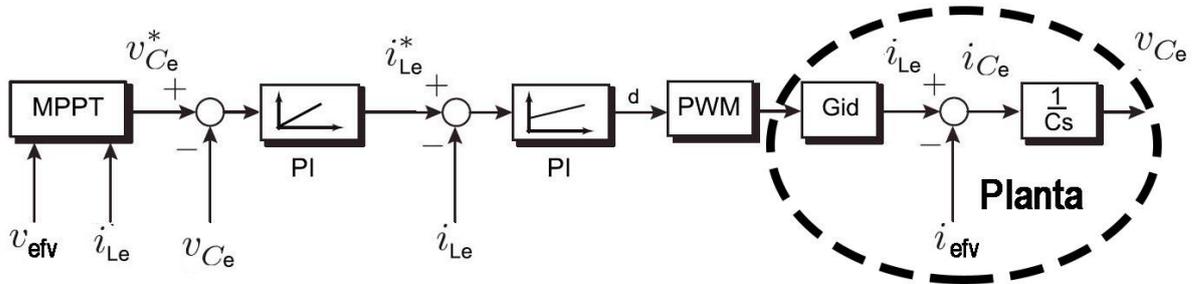
Figura 30 Diagrama elétrico do barramento CC de entrada.



Pelo diagrama da Figura 31, tem-se que a corrente do arranjo fotovoltaico é igual à soma das correntes do capacitor e da corrente de entrada  $i_{Le}$  do conversor CC/CC e, esta pode controlar a tensão no capacitor  $V_{Ce}$ .

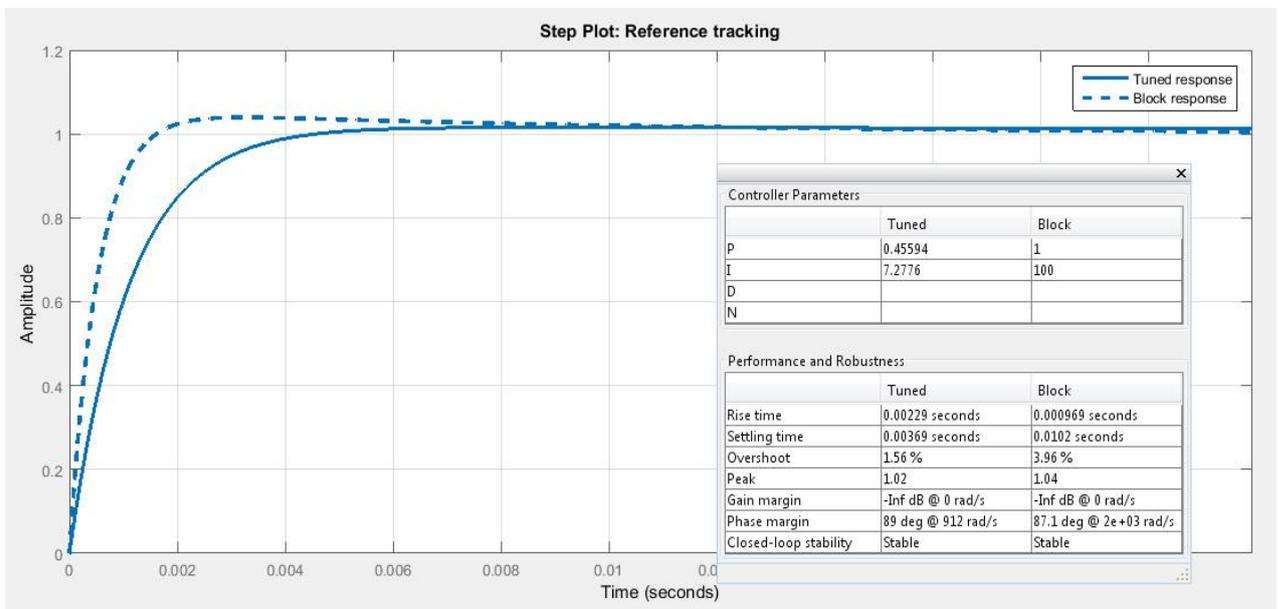
$$I_{Le} = I_{efv} + I_{Ce} \tag{6.3}$$

Figura 31 Diagrama de Blocos de Controle em Cascata utilizada.



Pelo diagrama do controle da Figura 31, em regime, a corrente do arranjo é considerada igual à corrente do conversor (indutor) e a corrente no capacitor é uma perturbação que é compensada no controle PI em cascata. A corrente medida é a corrente no conversor e esta é utilizada no algoritmo do MPPT. Assim, a função de transferência do controle da malha de corrente, Figura 32 é dada pela equação 6.4:

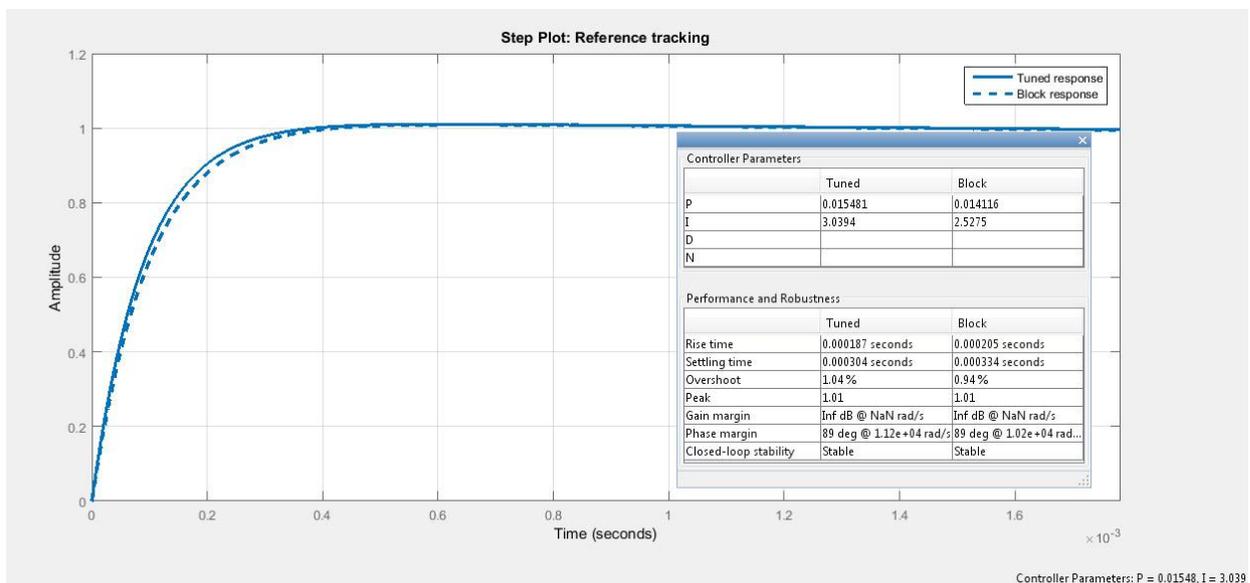
Figura 32 Sintonia do compensador de corrente por software matemático.



$$Gid(s) = \frac{\tilde{i}_{Le}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{7,237e^{05} \times s + 3,999e^{06}}{s^2 + 2,763 \times s + 1,326e^{05}} \quad (6.4)$$

Ainda, considerando o sistema estabilizado (regime permanente), e sendo a malha de corrente bem mais rápida que a malha de tensão, esta pode ser considerada uma igualdade entre a corrente de referência e a corrente alcançada pelo controlador (PI) da corrente (erro zero devido ao integrador). Assim, estabelecida a independência nas malhas, a sintonia do controle da tensão, Figura 33, é dada pela equação 6.5:

Figura 33 Sintonia do compensador de tensão por software matemático.

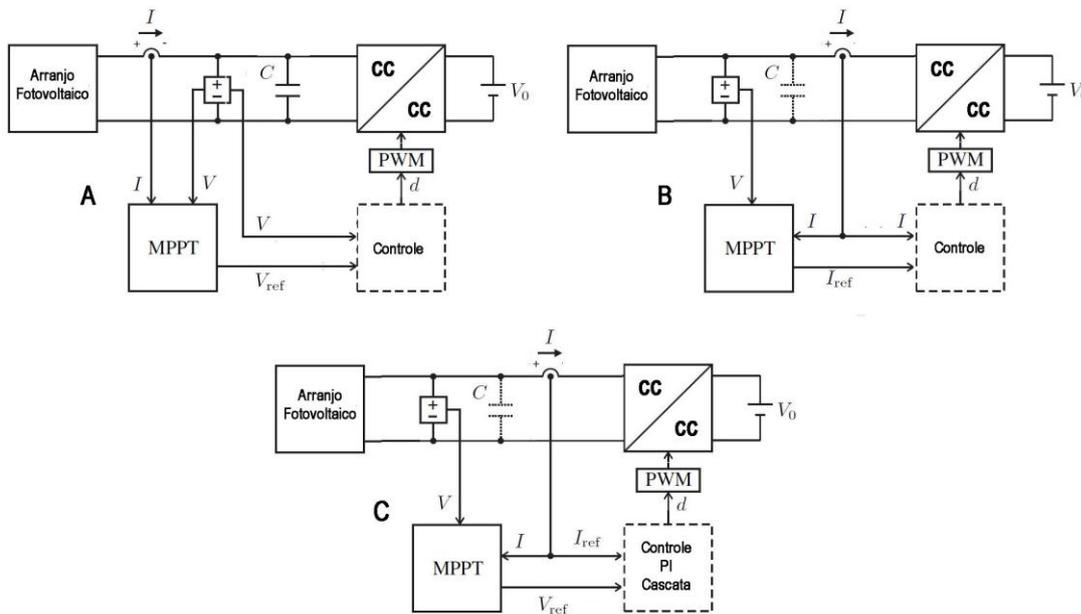


$$Gv(s) = \frac{V_{Ce}(s)}{V_{Ce}^*(s)} = \frac{\left(k_p/C_s\right) \times \left(s + \left(k_i/k_p\right)\right)}{s^2 + \left(k_p/C_s\right) \times s + \left(k_p/C_s\right) / \left(k_i/k_p\right)} \quad (6.5)$$

Em Villalva e outros (2009), dependendo da topologia do conversor, pode-se escolher a tensão ou a corrente como a variável de controle. A Figura 34 mostra um conversor boost com dois métodos de controle. Um utiliza tensão e corrente de saída do gerador fotovoltaico antes do capacitor e a tensão como a variável de controle. A outra possibilidade é utilizar a corrente do indutor do conversor como a

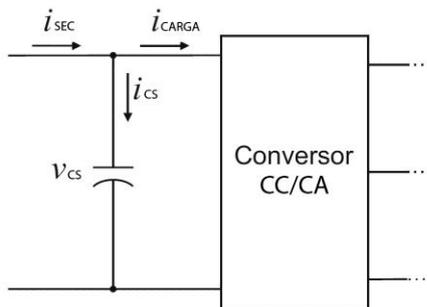
variável de controle. Muitas configurações e esquemas de controle são possíveis com vantagens e desvantagens. Como as eficiências do conversor para aplicações fotovoltaicas são geralmente muito altas, a escolha do método de rastreamento, na prática, tem pouca ou nenhuma diferença no desempenho do sistema, mas pode influenciar o custo dependendo da quantidade de sensores utilizados. O método escolhido e efetivado foi o da Figura 34 C.

Figura 34 Métodos de controle para o MPPT.



Já a tensão CC no capacitor de saída, Figura 35, pode ser controlada pela corrente da carga alimentada pelo inversor, no caso em estudo, um sistema de bombeamento, como descrito em 5.6.1. Este controle se caracteriza pela variação da velocidade do motor e pode ser executado de duas maneiras: uma pela configuração de parâmetros do inversor e outra por um controle externo executado em um microprocessador, parte já integrante do sistema.

Figura 35 .Diagrama elétrico do barramento de saída.



Pelo diagrama da Figura 35, tem-se que a corrente do conversor CC-CC PUSH-PULL é igual à soma das correntes do capacitor de saída  $I_{CS}$  com a corrente de entrada  $I_{CARGA}$  do inversor comercial CC-CA, e esta pode controlar a tensão no capacitor de saída  $V_{CS}$ . Assim, de acordo com a característica da carga que tem seu conjugado resistente proporcional à velocidade de operação, controlando-se esta velocidade controla-se indiretamente o escorregamento e, conseqüentemente, a corrente do barramento.

A partir da equação que relaciona a velocidade do motor com a velocidade síncrona e o escorregamento, tem-se:

$$n_2 = \frac{2 \times 60}{p_1} \times f_1 \times (1-s) \quad (6.6)$$

Verifica-se que a velocidade do motor ( $n_2$ ) pode ser controlada pela variação da frequência ( $f_1$ ) da tensão aplicada ao estator, pelo número de polos ( $p_1$ ) e pelo escorregamento ( $s$ ). Usualmente utiliza-se a variação da frequência e do escorregamento como referências para o controle de velocidade.

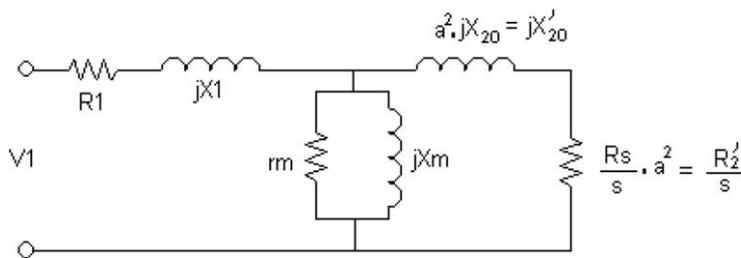
Assim do circuito equivalente da 0, e pelas equações 6.7 e 6.8, tem-se a equação 6.9:

$$T = \frac{60}{2 \times \pi \times n_2} \times I_2'^2 \times \frac{R_2'}{s} \quad (6.7)$$

$$I'_2 = \frac{E'_{20}}{\left[ \left( \frac{R'_2}{s} \right)^2 + X'^2_{20} \right]^{1/2}} \quad (6.8)$$

$$T = \frac{60}{2 \times \pi \times n_1} \times \frac{E'^2_{20}}{\left( \frac{R'_2}{s} \right)^2 + X'^2_{20}} \times \frac{R'_2}{s} \quad (6.9)$$

Figura 36 Circuito equivalente do MIT.



Sendo  $R'_2$  e  $X'_2$  a resistência e reatância do rotor(2) refletido(') - x relação de espiras do motor, ao estator(1) e  $X'^2_{20}$  como a reatância do rotor refletido ao estator na condição inicial (de partida – índice com 0).

Para um escorregamento pequeno,  $\left( \frac{R'_2}{s} \right)^2 \gg X'^2_{20}$ , tem-se:

$$T = \frac{60}{2 \times \pi \times n_1} \times E'^2_{20} \times \frac{s}{R'_2} \quad (6.10)$$

Como a tensão de partida do rotor é diretamente proporcional à tensão do estator e, levando-se em conta a equação da velocidade síncrona ( $n_1 = 120/P \times f_1$ ) e da relação de tensões rotor ( $E'_{20}$ ) – estator ( $V_1$ ) na partida ( $E'_{20} = K_{20} \times V_1$ ), têm-se as equações 6.11 e 6.12.

$$T = \frac{60}{2 \times \pi \times 120 / p_1 \times f_1} \times (K_{20} \times V_1)^2 \times \frac{s}{R'_2} \quad (6.11)$$

$$T = \frac{60}{2 \times \pi \times 120 / p_1} \times \left( \frac{V_1}{f_1} \right)^2 \times \frac{s \times f_1}{R'_2} \quad (6.12)$$

A equação 6.12 permite concluir que, variando-se a tensão e frequência do estator na mesma proporção, a frequência ( $s \cdot f_1 = f_2$ ) da tensão induzida no rotor dependerá apenas do comportamento da carga.

Permanecendo o fluxo constante, a frequência ( $f_2$ ) da tensão induzida no rotor dependerá da carga assim, tanto o valor eficaz de  $V_2$  ( $E_2$ ) e a corrente  $I_2$  do rotor, passam a depender apenas da carga. Conclui-se que no controle de velocidade do MIT através de variação simultânea e na mesma proporção de tensão e frequência, a corrente do motor dependerá apenas do comportamento da carga.

Em condições nominais a equação 6.13 vale:

$$T_n = \frac{p_1 \times K_{20}^2}{4 \times \pi} \times \left( \frac{V_n}{f_{1n}} \right)^2 \times \frac{s \times f_{1n}}{R'_2} \quad (6.13)$$

Concluindo, sendo a potência igual ao produto do torque pela velocidade, a potência consumida pela carga, no caso específico uma bomba hidráulica, será no mínimo proporcional ao quadrado da velocidade do rotor e o controle desta potência poderá ser realizado controlando-se a velocidade do motor.

Para mantermos a tensão máxima como a tensão nominal de operação do MIT, o erro de tensão do barramento referido a esta tensão nominal, será utilizado como sinal de controle das variáveis do PWM do inversor comercial.

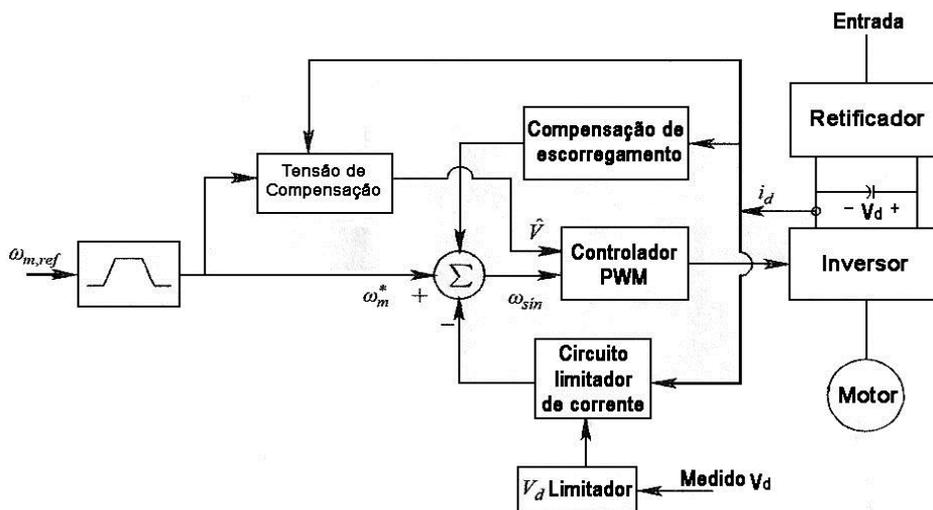
Como esta função será exercida pelo inversor comercial e seus parâmetros e ganhos estimados pela função auto-tuning, não abordaremos aqui os respectivos cálculos matemáticos.

O uso do VSI define o tipo de controle a executar. A estratégia escalar é a escolhida, pois não é necessária precisão na velocidade imposta à carga. Atuando-se nas variáveis do controle PWM, amplitude e frequência, controla-se a velocidade

imposta ao eixo mecânico e conseqüentemente varia-se o conjugado resistente.

De acordo com Brito, 2006, a seleção adequada da eletrobomba define o melhor desempenho do sistema hidráulico e, a parametrização do Inversor comercial para operar o motor de indução, especificado dentro dos parâmetros nominais, estabelece a eficiência do sistema elétrico. Assim, uma sintonia adequada dos parâmetros do controlador PID do inversor de frequência, proporcionará uma operação estável do sistema e não perturbará a eficiência do rastreamento do PMP, atendendo aos limites da potência da geração fotovoltaica. Esta é uma condição essencial para a estratégia proposta e deve garantir estabilidade na tensão do barramento de saída.

Figura 37 Diagrama de Blocos de Controle da tensão do barramento CC de saída pelo controle da velocidade.



Realizando os cálculos tem-se uma função de transferência de malha fechada equivalente e usando técnicas de projeto de controladores, tais como diagramas de Bode, lugar de raízes e/ou imposição de zeros e polos, são estabelecidas as condições otimizadas de operação com critérios de overshooting e tempo de assentamento que melhor se adequem às características do modelo, e definem-se valores para os ganhos proporcional ( $K_p$ ), integral ( $K_i$ ) e derivativo ( $K_d$ ).

A variação da potência gerada pelo sistema fotovoltaico provoca variações na tensão do barramento CC de saída. Estas variações geram um erro de tensão referenciada ao valor nominal da tensão de operação do inversor. O erro estabelece uma referência de velocidade que é definida pela frequência da portadora no

controle PWM. Para manter o fluxo de magnetização e o torque, em uma relação constante, é estabelecida uma proporcionalidade na razão amplitude-frequência, caracterizando o controle escalar V/F. Assim, alterações nas grandezas que atuam no inversor (geradoras do PWM) e no motor (geradoras de torque e fluxo magnético) variam-se a corrente da carga e conseqüentemente a corrente de saída do barramento CC, estabelecendo assim uma equivalência com a potência gerada, subtraindo-se evidentemente as perdas ao longo do processo de conversão.

A simulação e o experimento seguem os esquemas elétricos de força e de controle apresentados na Figura 40. Esta simula o controle do MIT utilizando uma estratégia escalar (V/f). A estratégia de rastreamento do MPP ensaiada combina as duas técnicas mais utilizadas, a P&O e Inc-Cond, sendo cada utilizada em condições de melhor rendimento, sendo a potência e a tensão de saída os fatores de gatilho destas técnicas. O algoritmo utilizado na simulação e no ensaio foi um tipo híbrido acrescido de uma proteção de sobre tensão. O algoritmo é apresentado na Figura 39.

Devido às diferentes dinâmicas apresentadas pelos dois sistemas, uma proteção deve ser adicionada visando o controle da tensão do barramento CC em níveis definidos e isto deve ser realizado por um compensador PI. A função de transferência para este controle é dada pela equação (6.14). Seus parâmetros foram calculados por software de cálculos matemáticos apresentados na Figura 38. Assim, se a tensão do barramento subir demasiadamente o controle sai do rastreamento do MPP e começa a controlar a tensão de saída pela variação da razão cíclica do conversor.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{s \times -8,798 + 116,7}{7.541e-06 \times s^2 + 2.084e-05 \times s + 1} \quad (6.14)$$

Figura 38 Ajuste do controlador PID da malha fechada da função  $Gv(s)$

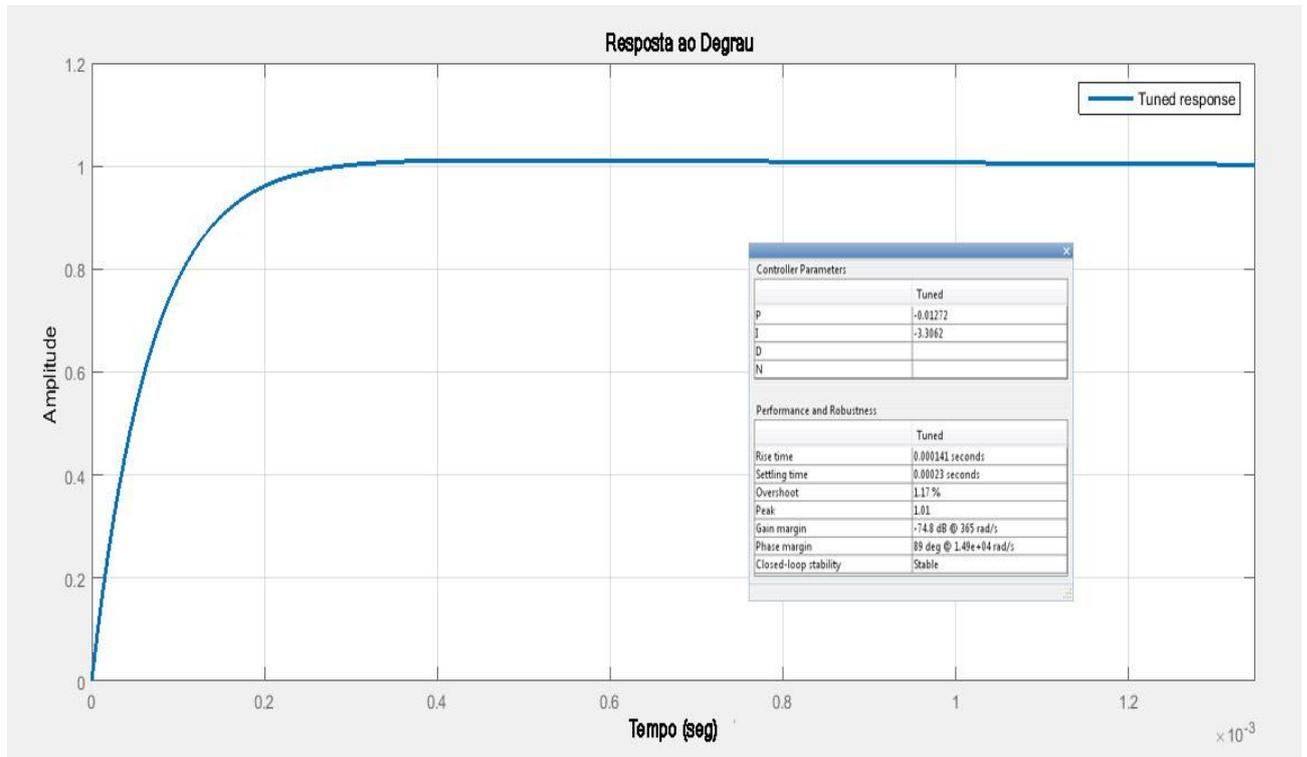


Figura 39 Algoritmo Híbrido com proteção de sobre tensão.

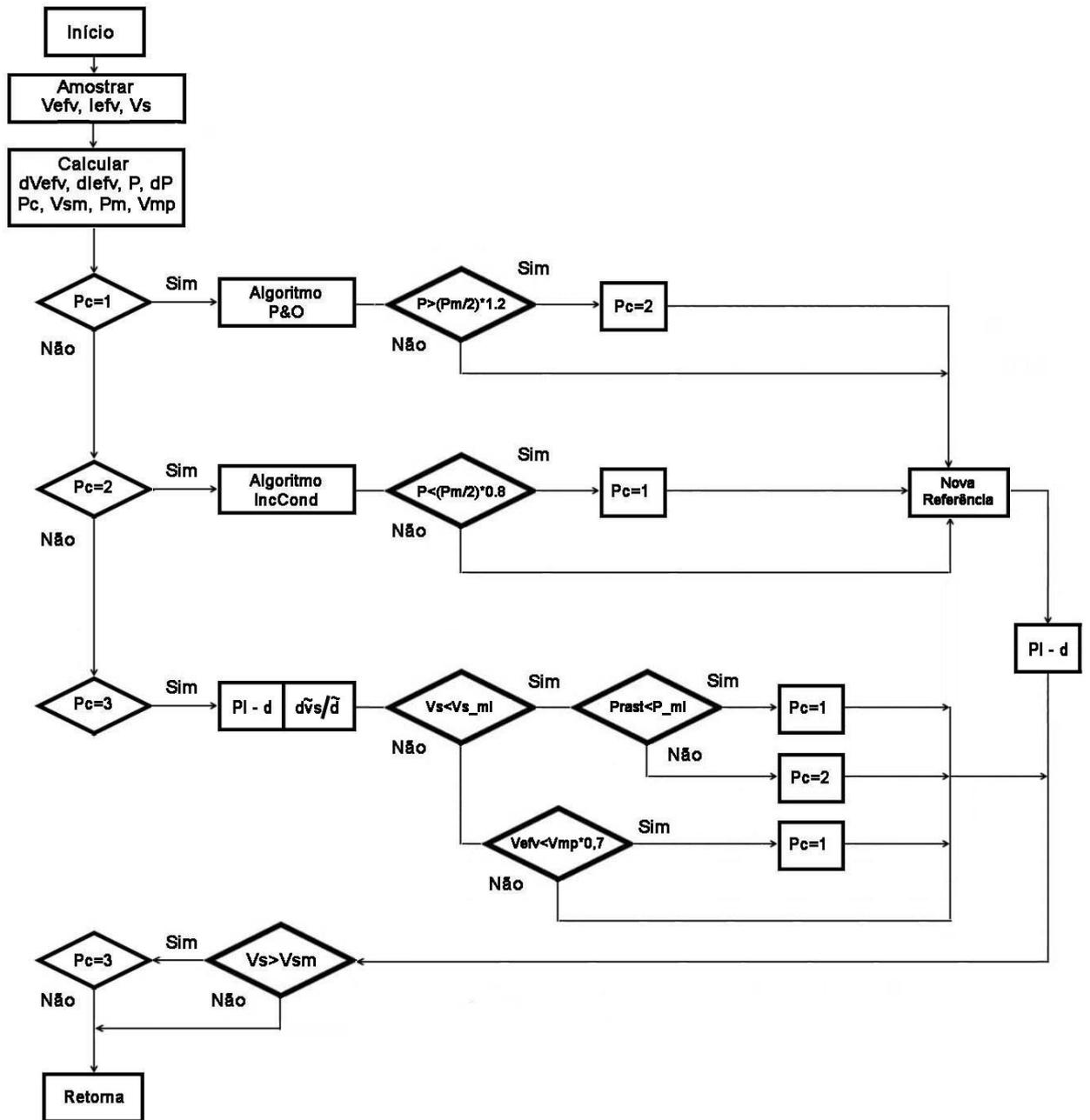
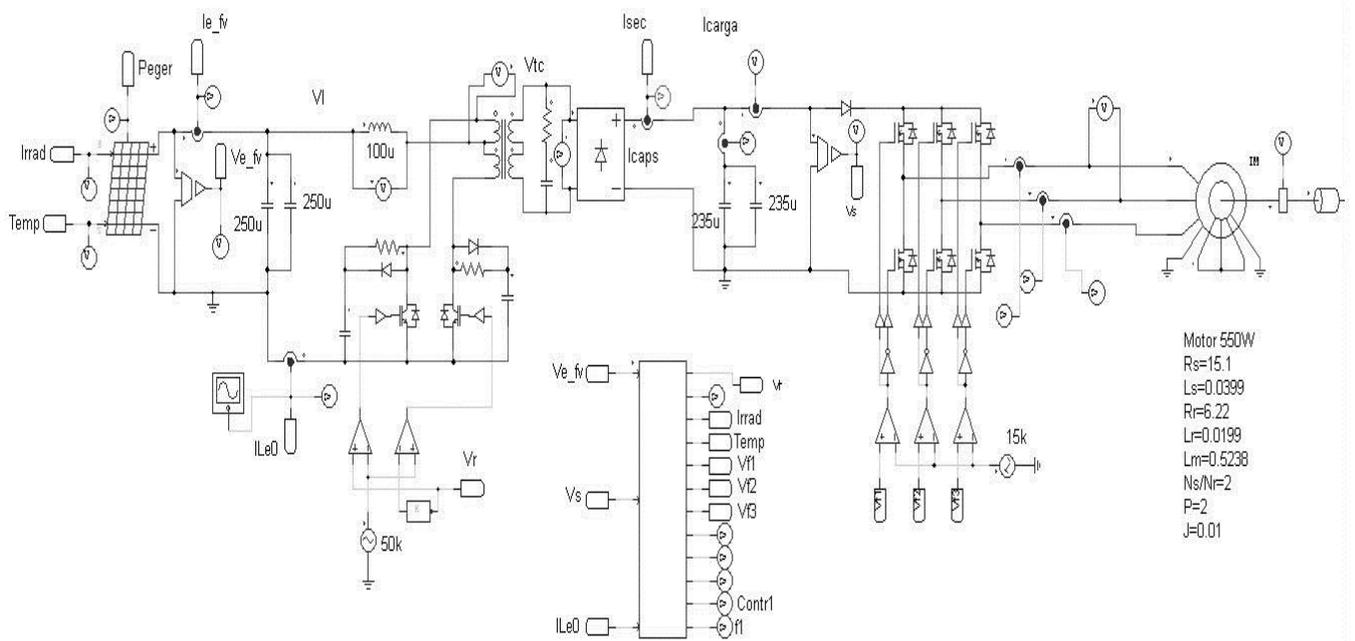


Figura 40 Esquema elétrico de força e de controle da simulação do experimento.



## 6.2 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Na inicialização do sistema, devido a oscilações provocadas pela resposta ao regime transitório e às características dos elementos integrantes do sistema, que apresentam pontos ótimos de operação diferentes e independentes, algumas condições devem ser levadas em consideração para uma melhor estabilidade e rapidez nas respostas até atingir o regime permanente. Inicialmente os ganhos dos controladores devem observar as características do gerador fotovoltaico quando da demanda por correntes maiores que aquelas do ponto de máxima potência isto devido a possíveis picos de corrente na entrada provocado por ganhos elevados que se aproximam dos valores da corrente de curto-circuito e conseqüentemente provocando o afundamento da tensão do gerador, prejudicando o ganho de tensão do conversor CC-CC. Também, deve-se dar atenção especial às porções integradoras do compensador de saída, que podem levar a incrementos demasiadamente altos na corrente de carga, provocando instabilidade. Assim, deve-se calcular com precisão os ganhos do compensador PI que calcula a referência de velocidade para aionar o controle do Inversor Comercial, pois oscilações

significativas na resposta do inversor podem confundir o rastreamento do ponto de máxima potência podendo provocar instabilidade. Portanto, uma sequência satisfatória de inicialização pode ser atingida executando o controle por um tempo mínimo de chaveamento, valor da razão cíclica constante, até o carregamento dos capacitores de entrada e saída quando então a carga é acionada, até atingir uma tensão de operação satisfatória ao inversor. Outra opção de proteção deve ser introduzida pela inclusão de um controle para regular possíveis sobretensões no barramento CC e ativar a proteção estabelecida no inversor (desligamento por erro). Em relação às medições e condicionamentos, é necessária a redução de distúrbios provocados principalmente por ruídos na rede e/ou nas fontes de alimentação de dispositivos como nas calibrações e conversões do modelo discretizado. A aplicação de filtros digitais numéricos ou realizados pelo hardware do microprocessador é condição indispensável. Também, sugere-se a aplicação de blindagens em cabos de dados e uma possível blindagem na placa do microprocessador.

**PROJETO**

## 7 PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR PUSH-PULL

Devemos inicialmente definir os parâmetros nominais do projeto. Estes são: tensão e potência de saída, frequência de operação e tensões máxima e mínima de entrada e ainda, o rendimento ideal.

Tabela 17 Parâmetros de projeto

Grandezas	Descrição	Unid	Valores
$P_{pmx}$	Potência Gerada no Máximo Ponto	Watts pico (Wp)	466,13
$P_{smi}$	Potência de Saída Máxima (carga)	Watts pico (Wp)	466,13
$V_s$	Tensão Controlada de Saída	Volts (V)	550
$V_{e1}$	Tensão Máxima de Entrada	Volts (V)	60
$V_{e2}$	Tensão Mínima de Entrada	Volts (V)	42
$F$	Frequência de Comutação	Quilo Hertz (kHz)	50
$\Delta V_e$	Variação de Tensão no capacitor de entrada $C_e$	Volts (V)	1%
$\Delta V_s$	Variação de Tensão no capacitor de saída $C_s$	Volts (V)	1%
$\Delta I_e$	Variação de Corrente no Indutor $L_e$	Amperes (A)	10%

Portanto, para modelos possíveis inseridos no contexto do objeto do estudo, tem-se AF (Arranjos Fotovoltaicos) dimensionados para suprir eletrobombas com potências de entre  $\frac{1}{4}$  e  $\frac{3}{4}$  CV, em níveis de tensão não superior a 60 Volts e corrente máxima próxima à corrente de curto circuito do arranjo utilizado no projeto. Portanto, tem-se tensão no MPP de 46,8V/467,4Wp - AF 3x2. A frequência de comutação adotada será de 50 KHz e o rendimento ( $Nr$ ) esperado de 90%.

Para as condições estabelecidas de potência máxima, e considerando elementos ideais na simulação, calcula-se:

. Corrente média máxima no indutor de entrada: a tensão de saída deve ser mantida em torno de 550 V, assim  $I_e$  será:

$$I_e = \frac{P_E}{V_{epmp} \times Nr} \Rightarrow \frac{467}{46,8 \times 0,9} \approx 11,08 \text{ A}$$

. Resistências equivalentes da carga  $R_s$  compatíveis com a potência de saída:

$$P_s = \frac{V_s^2}{R_s} \Rightarrow R_s = \frac{550^2}{467 \times 0,9} \approx 720 \, \Omega$$

. Relação de Transformação:

Considerando a tensão na entrada como uma faixa variável e observando as regras de controle onde consideramos faixas de operação de ciclos de chaveamento exequíveis, definimos a relação de espiras  $n = \frac{N_p}{N_s}$ , e os valores para  $D_{mi}$  e  $D_{mx}$  a partir do ganho de tensão  $V_s/V_e$  (2.27). Para tanto desdobramos esse ganho em duas partes: o ganho de boost ( $\frac{1}{(1-D)}$ ) e o ganho de transformação ( $\frac{1}{n}$ ). Definimos  $V_{tc}$  como a tensão de boost no ponto de máxima potência, igual à tensão de saída  $V_s$  refletida no primário:  $V_{TC} = n \times V_s$ .

Portanto o ganho mínimo do boost para a maior tensão de entrada será:

$$V_{e1} \times \frac{1}{(1-D_{mi})} > V_{emx} \Rightarrow D_{mi} > 1 - \frac{V_{e1}}{V_{emx}} > 1 - \frac{V_{e1}}{n \times V_s}, e$$

$$V_{e2} \times \frac{1}{(1-D_{mx})} > V_{emi} \Rightarrow D_{mx} > 1 - \frac{V_{e2}}{V_{emx}} = 1 - \frac{V_{e2}}{n \times V_s}$$

Assim, para uma tensão  $V_{emx} > V_{e1}$ , teremos para  $V_{e1}=80V$

$$V_{emx} > V_{e1} \Rightarrow n \times V_s > V_{e1} \Rightarrow n > \frac{70}{550} \Rightarrow n > 0,12727$$

Com o critério de flexibilidade operacional, escolhendo  $N_p = 0,12727 \times N_s$ ,

$$\text{encontra-se } N_p = 1 \Rightarrow N_s = \frac{1}{0,12727} = 7,857.$$

Portanto, definido  $n = 1/8 = 0,125$ , para a máxima tensão de entrada  $V_{e1}$ , tem-

se uma tensão máxima de boost dada por:

$$V_{emx} = n \times V_s = 0,125 \times 550 = 68,75 \text{ V}$$

Considerando  $D_{pr}$  e  $V_{pr}$  como parâmetros de projeto tem-se:

. Limites de razão cíclica  $D_{mx}$ ,  $D_{mi}$  e  $D_{pr}$ : isolando-se  $D$  na equação 2.27 tem-se:

$$D = 1 - \frac{V_e}{n \times V_s}$$

$$D_{mi} = 1 - \frac{V_{el}}{n \times V_s} = 1 - \frac{50}{0,125 \times 550} = 1 - \frac{50}{68,75} = 0,2727$$

$$D_{pr} = 1 - \frac{V_{pr}}{n \times V_s} = 1 - \frac{46,8}{0,125 \times 550} = 1 - \frac{46,8}{68,75} = 0,319$$

## 7.1 CÁLCULO APROXIMADO DOS PRINCIPAIS ELEMENTOS DO PROJETO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO.

Para procedermos à simulação, devemos, de acordo com as especificações de projeto, calcular valores aproximados dos elementos do circuito que são o capacitor de entrada  $C_e$ , o indutor de armazenamento  $L_e$  e o capacitor de saída  $C_s$ .

Segundo Hartmann (2007), as equações (2.38), (2.39) e (2.40) determinam esses valores, considerando como ideais o transformador, as chaves e os diodos. Assim, para o pior caso, tem-se:

### 7.1.1 Capacitor de Entrada $C_e$ :

$$C_e = \frac{\Delta I_e \times T}{16 \times \Delta V_e} = \frac{1,107}{16 \times 0,01 \times 25 \times 50.000} = \frac{1,107}{200} \times 10^{-3} = 5,55 \times 10^{-6} \cong 5,6 \mu F$$

Para o pior caso têm-se  $C_e = 10 \mu F$ .

7.1.2 Indutor de Entrada  $L_e$ :

$$L_e = \frac{n \times V_{smx}}{8 \times f \times \Delta I_e} = \frac{0,125 \times 550}{8 \times 50.000 \times 1,107} = \frac{68,75}{748} \times 10^{-3} \approx 92 \mu H$$

Para o projeto definiu-se  $L_e = 100 \mu H$ .

7.1.3 Capacitor de Saída  $C_s$ :

$$C_s = \frac{n \times T \times P_{mx}}{8 \times V_{emi} \times \Delta V_s} = \frac{n \times P_{mx}}{8 \times f \times V_{emi} \times \Delta V_s}$$

$$C_s = \frac{0,125 \times 466,13}{8 \times 50.000 \times 30 \times 550 \times 0,01} = \frac{58,27}{66} \times 10^{-6} \approx 0,9 \mu F$$

Para o projeto definiu-se  $C_s = 470 \mu F$ .

## **RESULTADOS**

## 8 RESULTADOS

Os parâmetros de projeto foram definidos em semelhança a um modelo padrão de sistema de bombeamento do Programa Federal (PRODEEM), composto da seguinte estrutura:

- Painel Fotovoltaico Gerador (GFV) formado por um arranjo de seis módulos fotovoltaicos conectados na configuração 3x2 (duas strings em paralelo de 03 módulos ligados em série). Dados de Placa dos Módulos na Dados de Placa do Módulo SOLAREX MSX77 de 77,9 W<sub>p</sub> na Tabela 18, na Tabela 19 e na Figura 43.

Para a simulação utilizou-se um software de simulação de circuitos elétricos com uma configuração demonstrada na Figura 41 e o esquema elétrico da Figura 42. O algoritmo de controle do MPPT está inserido em ferramenta específica do software e compatibilizado com a linguagem de comunicação digital do microprocessador. O esquema elétrico e a estratégia de chaveamento do conversor seguem o estabelecido no Capítulo 7.

Figura 41 Configuração de montagem do sistema

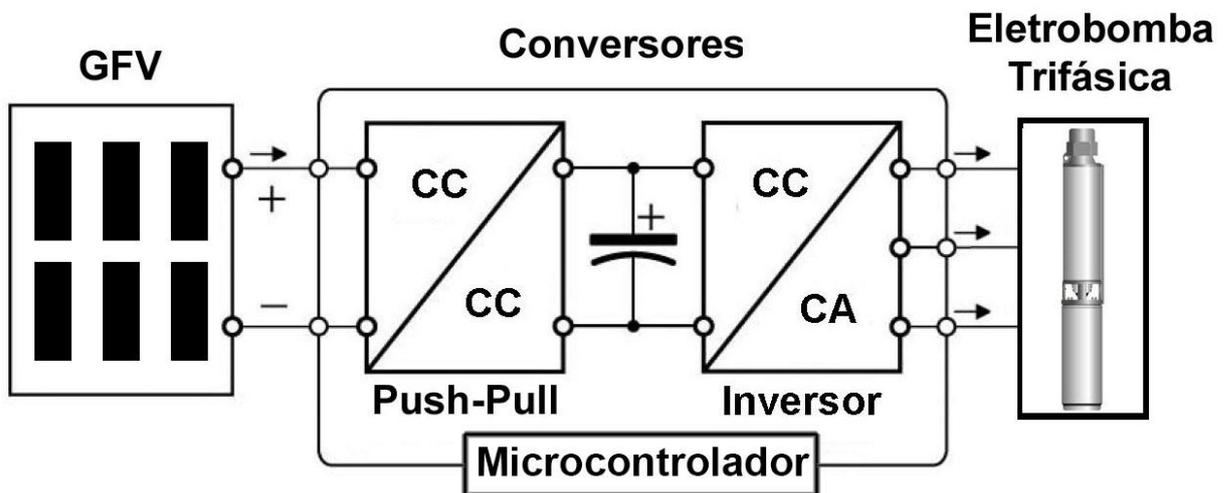
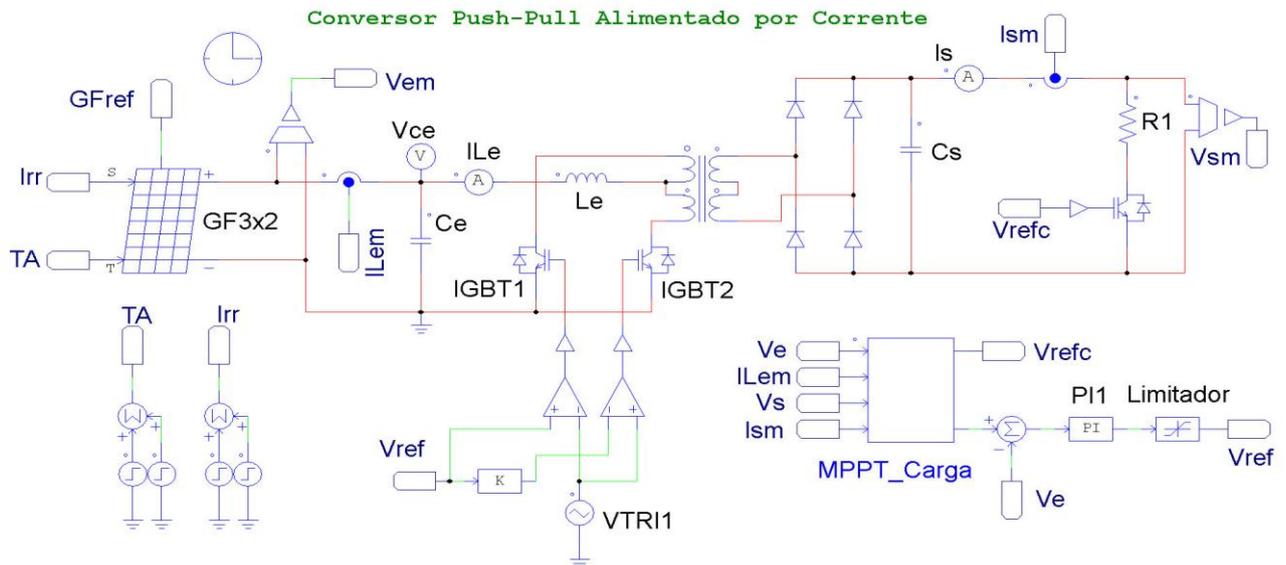


Figura 42 Esquema elétrico da Simulação – CONVERSOR PUSH-PULL carga resistiva e controle por histerese.



As Legendas: Os parâmetros são aqueles estabelecidos nas fórmulas deduzidas e cálculos realizados. As grandezas com índice “m”, na Figura 42, referenciam-se a valores medidos. Ainda, Irr reporta-se a Radiação Solar, TA a Temperatura Ambiente, GF o Gerador Fotovoltaico, PI o Controlador Proporcional e Integral e, GFref como Referência de Potência do Gerador Fotovoltaico.

Tabela 18 Dados de Placa do Módulo SOLAREX MSX77 de 77,9 W<sub>p</sub>

Descrição	Símbolo	Unidade	Valor	Especificações W.m <sup>2</sup> - AM - Cell Temp
Potência Máxima	P <sub>mx</sub>	Watts	77,9	1000/1.5/25
Tensão de Circuito Aberto	V <sub>oc</sub>	Volts	20,7	1000/1.5/25
Tensão de Máxima Potência	V <sub>pmx</sub>	Volts	15,6	1000/1.5/25
Corrente de Curto Circuito	I <sub>cc</sub>	Amperes	5,36	1000/1.5/25
Corrente de Máxima Potência	I <sub>pmx</sub>	Amperes	4,98	1000/1.5/25
Potência Máxima	P <sub>pmx</sub>	Watts	56,3	800/1.5/47
Corrente Máxima	I <sub>pmx</sub>	Amperes	3,99	800/1.5/47

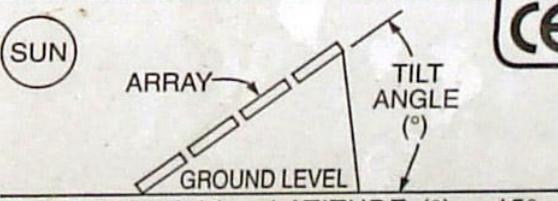
Tabela 19 Dados do Arranjo do GFV – Painel 3x2 de 6x77,9=467,4W<sub>p</sub>

Descrição	Símbolo	Unidade	Valor	ESPECIFICAÇÕES W.m <sup>2</sup> - AM – Cell Temp
Potência Máxima	P <sub>mx</sub>	Watts	467,4	1000/1.5/25
Tensão de Circuito Aberto	V <sub>oc</sub>	Volts	62,1	1000/1.5/25
Tensão de Máxima Potência	V <sub>pmx</sub>	Volts	46,8	1000/1.5/25
Corrente de Curto Circuito	I <sub>cc</sub>	Amperes	10,72	1000/1.5/25
Corrente de Máxima Potência	I <sub>pmx</sub>	Amperes	9,96	1000/1.5/25
Potência Máxima	P <sub>mx</sub>	Watts	337,8	800/1.5/47
Corrente Máxima	I <sub>pmx</sub>	Amperes	7,98	800/1.5/47

Figura 43 Dados de placa do módulo fotovoltaico msx77 da Solarex

**INSTALLATION INSTRUCTIONS FOR SOLAREX MODULES**

**LOCATION**  
LOCATE ARRAY IN AN UNSHADED AREA FACING THE EQUATOR AND TILTED FROM THE HORIZONTAL AS FOLLOWS:



TILT ANGLE (°) = LATITUDE (°) + 15°



---

**STC @ 1000 W.m<sup>-2</sup>-AM 1.5-CELL T 25° C**

MODEL TYPE	MSX77								
SERIAL NO.	A991113384690					P <sub>MAX</sub>	77.9	W	
						V <sub>OC</sub>	20.7	V	
MAX. SYS. OPER. VOLT.	600	V				I <sub>SC</sub>	5.36	A	
MIN. BYPASS DIODE I <sub>F</sub>	8	A				V <sub>PMAX</sub>	15.6	V	
SERIES FUSE	20	A				I <sub>PMAX</sub>	4.98	A	
AT	300	W.m <sup>-2</sup> -AM 1.5-CELL T					47	°C	
						P <sub>MAX</sub>	56.3	W	
						I <sub>PMAX</sub>	3.99	A	

**WILL PRODUCE:**

78 Biloela Street  
Villawood N.S.W. 2163 Australia




## 8.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Simulação do Gerador Fotovoltaico emulado pelo software simulação de circuitos elétricos como o aplicado no esquema elétrico da Figura 44. As curvas resultantes referem-se às condições de radiação de 1000 W/m<sup>2</sup> e 25°C e são apresentadas no Gráfico 11.

Figura 44 Emulação do Arranjo (3x2) de Módulos Fotovoltaicos em software de simulação.

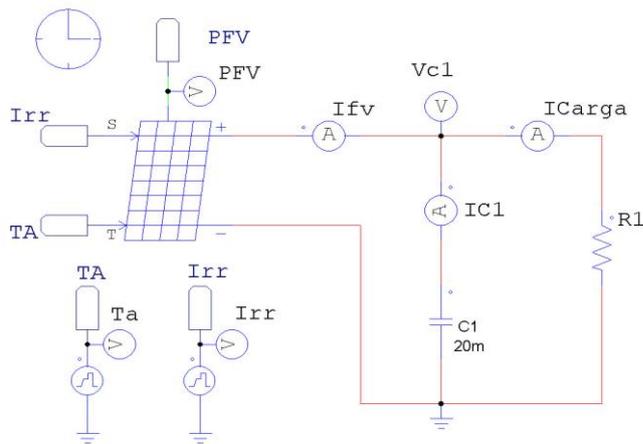


Gráfico 11 Curvas de potência e corrente – arranjo fotovoltaico 3x2.462W<sub>p</sub>

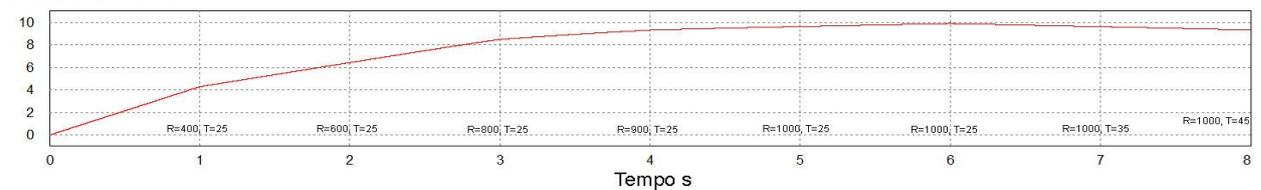
Potência Gerada



Tensão de Saída



Corrente de Saída



Simulação do Conversor CC-CC isolado, tipo Push-Pull, com inserção do controle do Ponto de Máxima Potência, técnica P&O. No Gráfico 12, os resultados para tensão de entrada, tensão de saída e corrente no indutor. No Gráfico 13 são apresentados os resultados de potência com MPPT, para variações em temperatura e radiação. A carga simulada é resistiva e o controle realizado por histerese.

Gráfico 12 Curvas de Tensão de entrada e saída e corrente de entrada do conversor

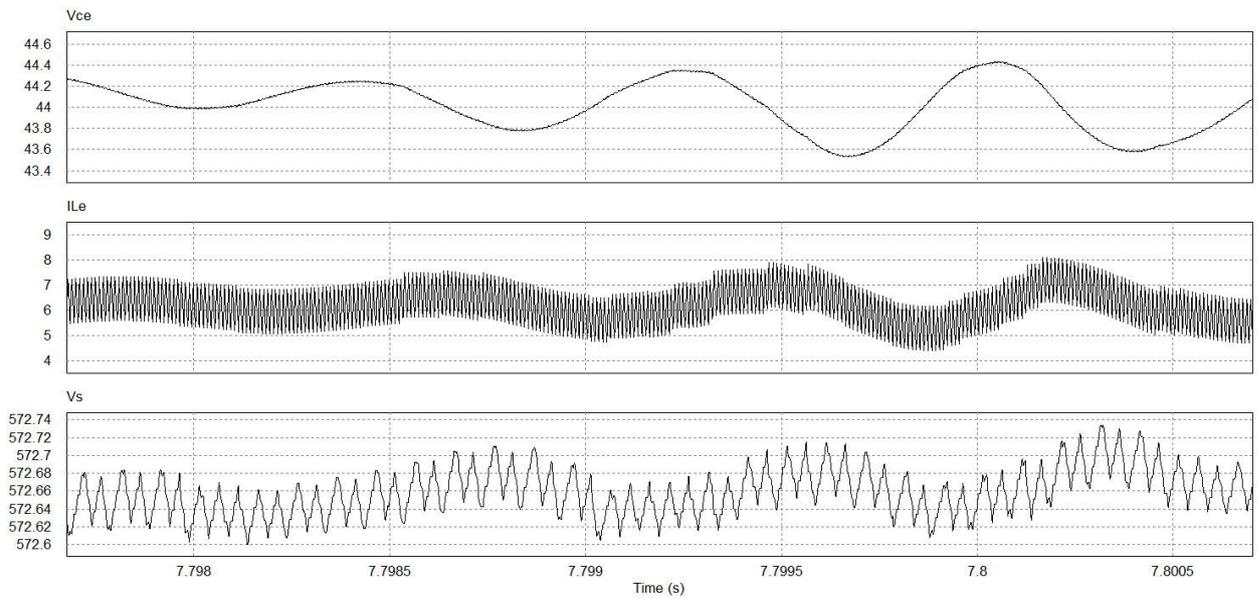
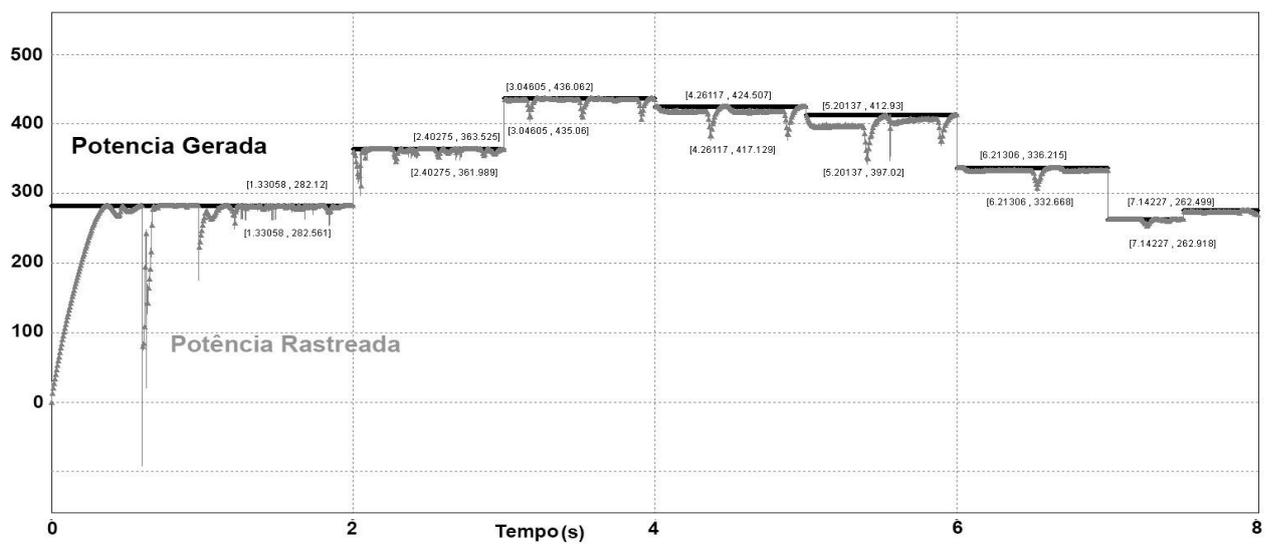


Gráfico 13 Curvas de Potência de Entrada e resultado do mppt



## 8.2 RESULTADOS DO EXPERIMENTO

A seguinte configuração foi estabelecida para o ensaio do conversor e com inversor e motor de indução. Como fonte de suprimento foi utilizada um emulador fotovoltaico Modelo E4360A 1200 W, da KEYSIGHT (Figura 48) que é programado para simular curvas de potências variadas representativas das variações de irradiação e temperatura. As respostas serão capturadas pela interface do micro controlador. O conversor utilizado foi projetado e confeccionado, sendo composto por um circuito de força (Figura 45), placas de aquisição de dados (Figura 46), proteção, medição e controle sendo este último acoplado em módulo composto de um micro controlador de 120 Mbits (Figura 47) embarcado em uma plataforma de ensaio específica da Texas Instruments.

Figura 45 Placa de Circuito de força do Conversor push-pull.

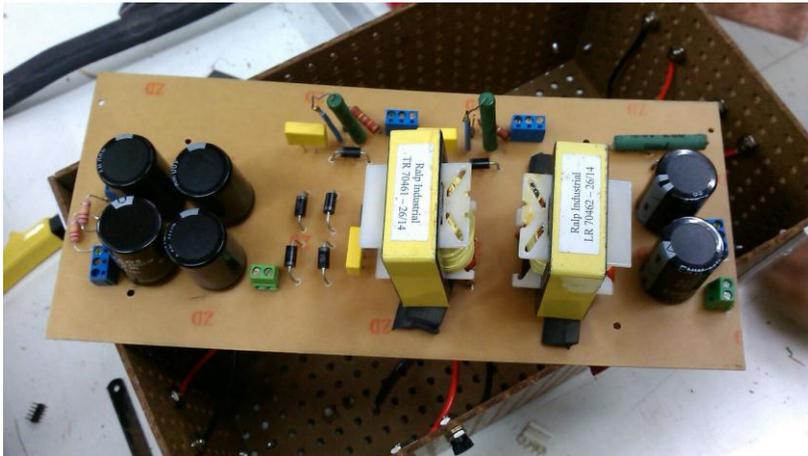


Figura 46 Placa de Circuitos medição (sensores).



Figura 47 Microprocessador TIVA da TEXAS INSTRUMENTS + Drivers + Fontes.

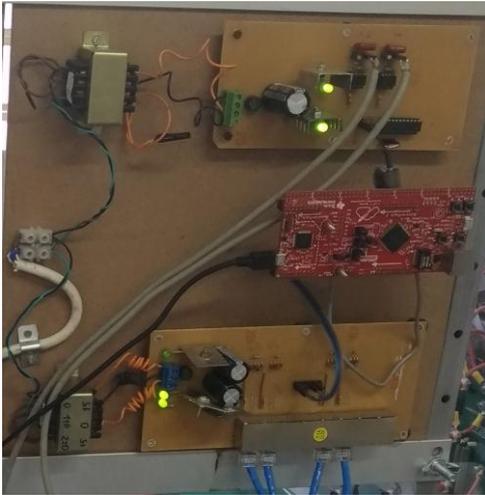


Figura 48 EMULADOR FOTOVOLTAICO da Keysight.



A carga experimentada foi constituída por um inversor industrial Trifásico Modelo CFW08, da WEG com controle escalar (Figura 49), alimentando uma eletrobomba (Trifásica), (Figura 50) de 3/4 CV.

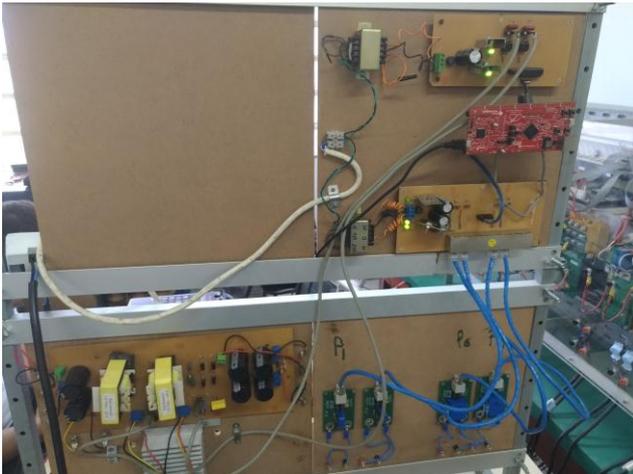
Figura 49 Inversor Trifásico WEG CFW08.



Figura 50 Eletrobomba Trifásica.



Figura 51 Bancada do Experimento.



Foram coletados resultados evidenciando a Geração do arranjo fotovoltaico, a transferência de potência do gerador para o barramento CC, as curvas de potência gerada e rastreada (Gráfico 14), Potências, Tensão e Corrente de entrada e, condição de Controle (Gráfico 15); a tensão do barramento CC de saída, a velocidade e as correntes trifásicas do MIT (Gráfico 16). Os gráficos gerados apresentam as condições de simulação e experimentais. Os ADC's do microprocessador foram configurados para utilizarem as funcionalidades embarcadas, com média por hardware e, ainda foram introduzidos filtros digitais calculados pelo método de conversão bilinear (Tustin). Os integradores do controle PI foram discretizados pelo método de Euler.

Gráfico 14 Comparativo de Potências Gerada e Rastreada, no tempo, para situações diferentes de Irradiação e temperatura – Simulação.

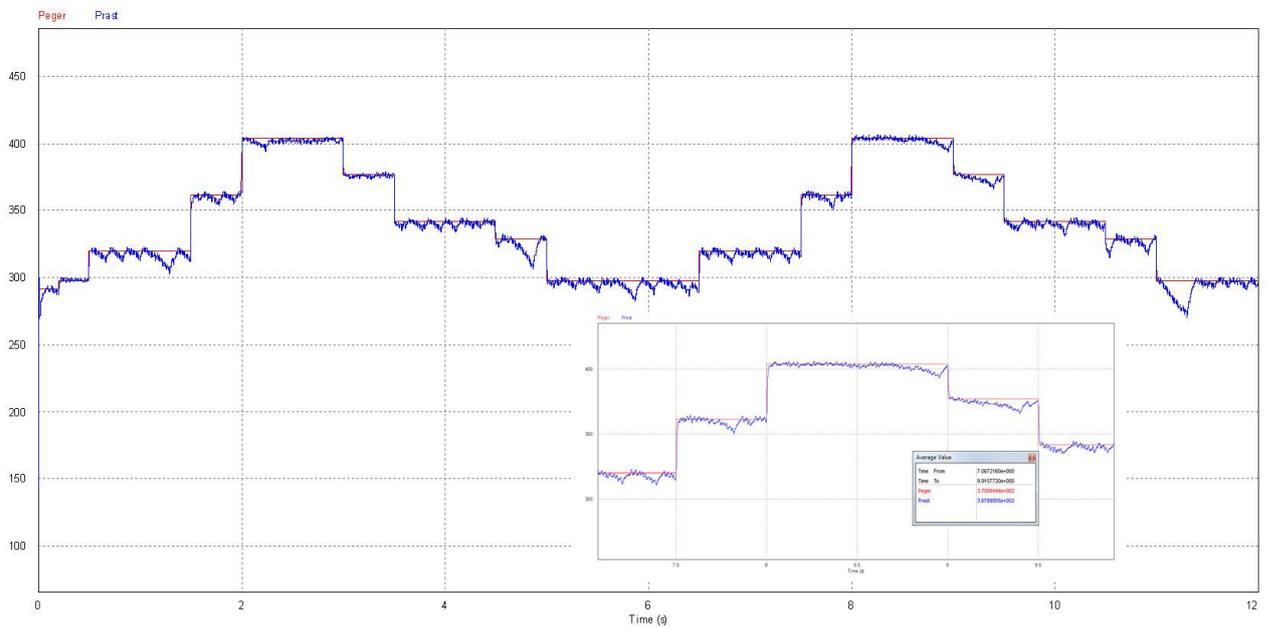


Gráfico 15 Potências, Tensão e Corrente de entrada e, Condição de Controle – Simulação

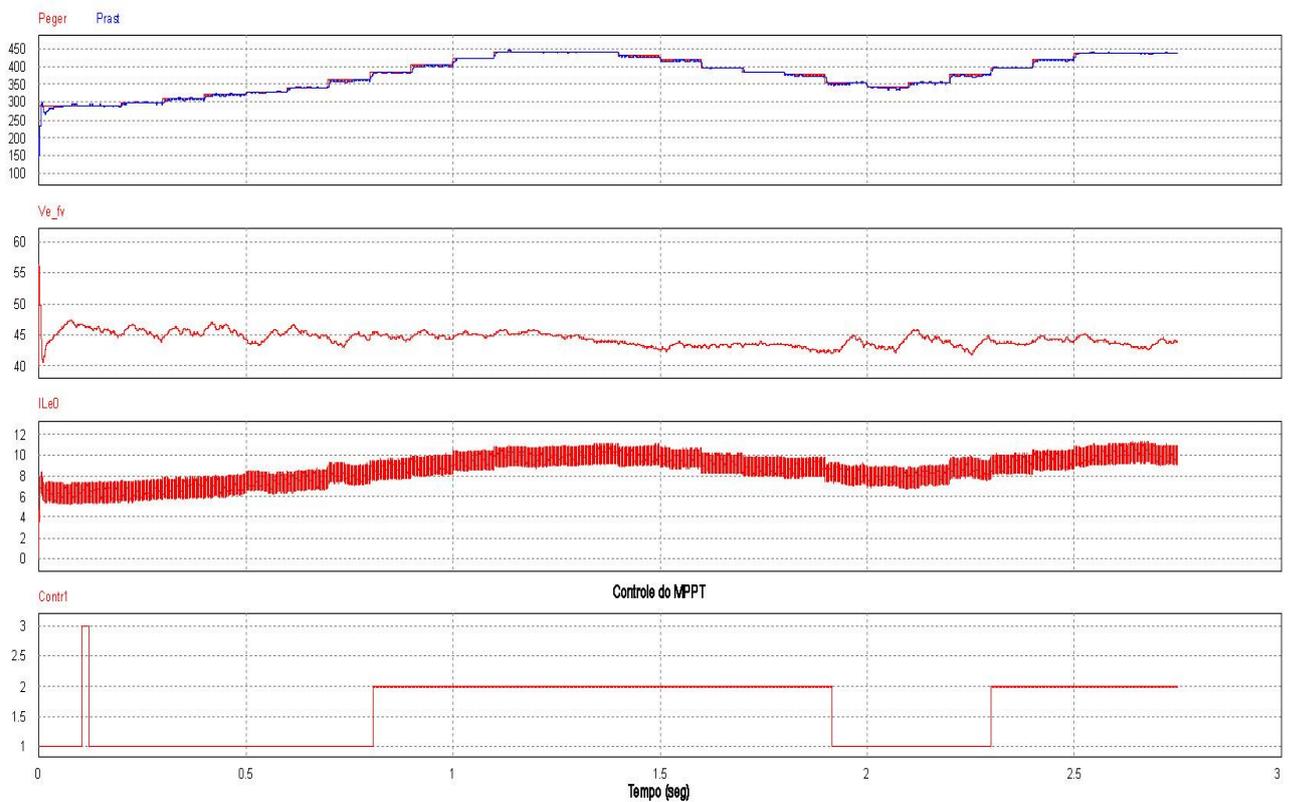


Gráfico 16 Tensão de Saída, Velocidade e Correntes Trifásicas no MIT – Simulação.

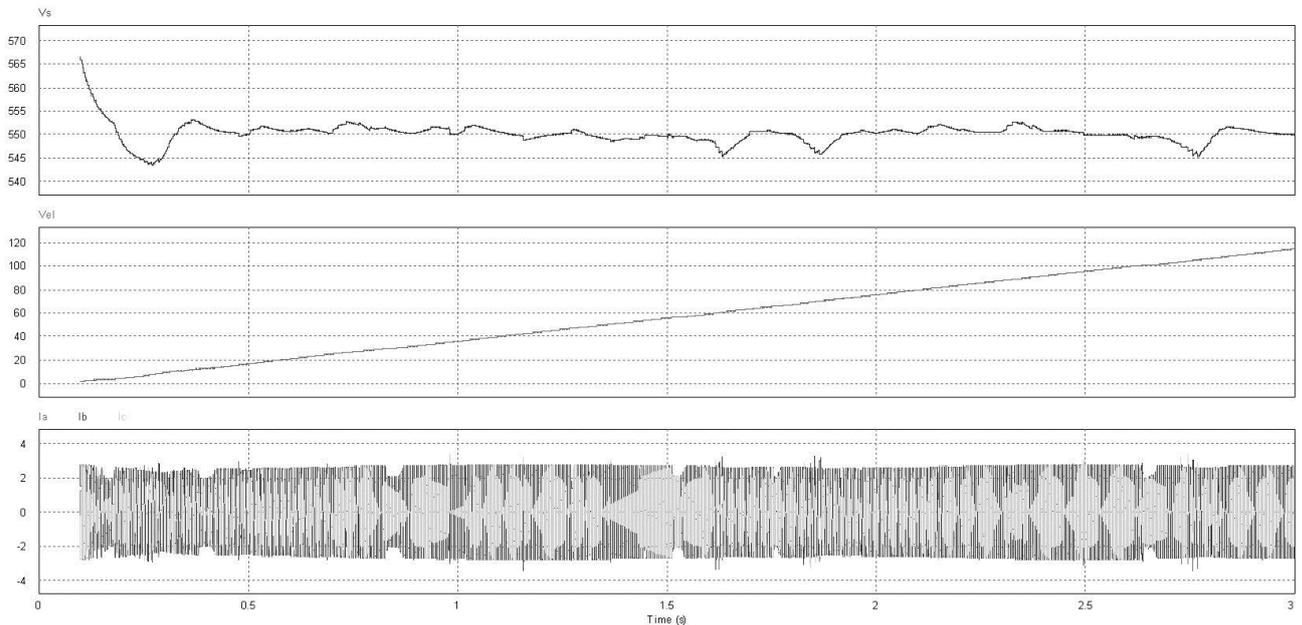
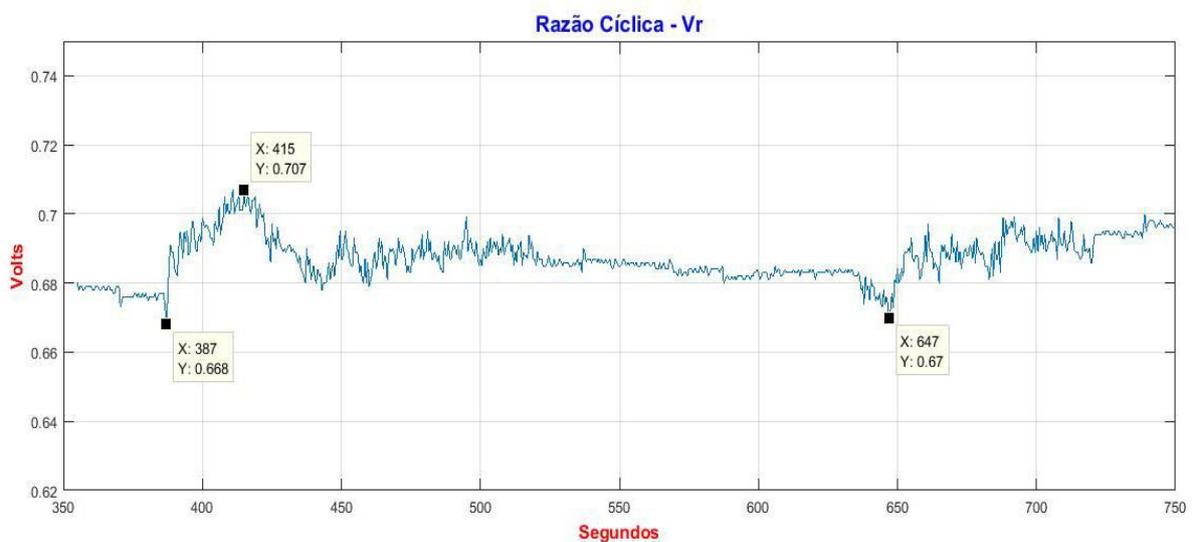


Gráfico 17 Razão Cíclica do Conversor – Experimento.



Em sequência são apresentadas as Figuras 52-53-54 e 55, do MPPT Híbrido apresentando etapas do rastreamento com informações de Potência, Tensão e Corrente no Máximo Ponto e a Eficiência Percentual. Esses dados foram coletados do aplicativo proprietário embarcado no emulador do gerador fotovoltaico. Também são apresentadas nas Figura 56, 57, 58 e 59, que expressam, em conjunto, as variações dos parâmetros do conversor e o Gráfico 18 demonstra o comportamento

das potências de entrada e saída do experimento. O Gráfico 17 e Gráfico 19 apresentam respectivamente, as variações da razão cíclica e da referência de velocidade no experimento.

Figura 52 Sequências 1 e 2 de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência MPPT



Figura 53 Sequências 3 e 4 de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência MPPT



Figura 54 Sequências 5 e 6 de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência MPPT

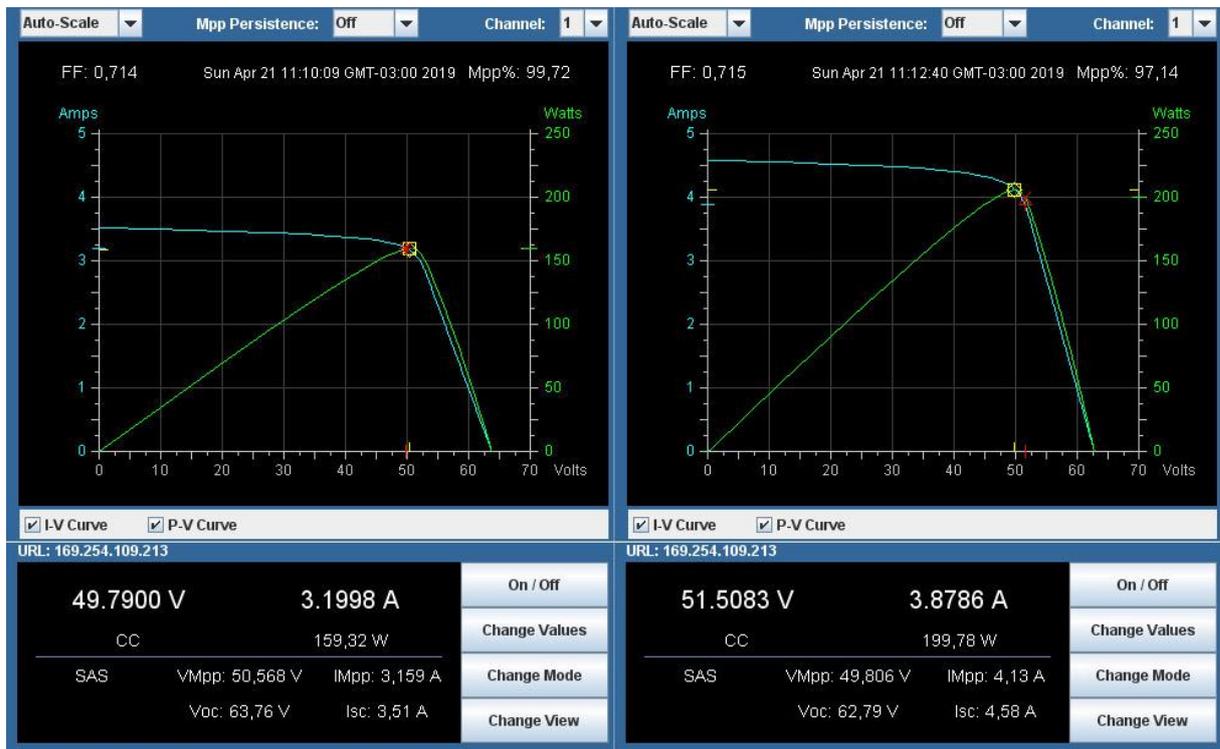


Figura 55 Sequências 7 e 8 de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência MPPT



Figura 56 Tensão e Corrente de Saída, Tensão e Corrente de Entrada do Conversor.

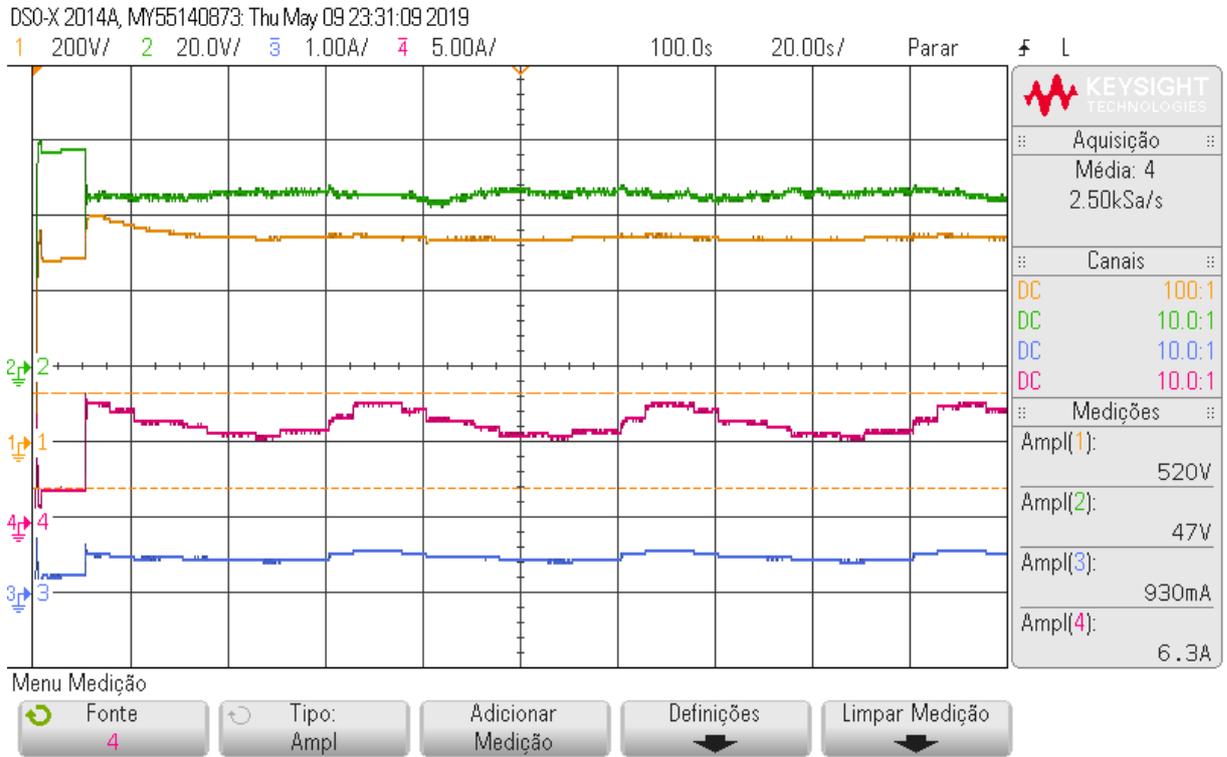


Gráfico 18 Potências de Entrada e Saída do Conversor.



Figura 57 Tensão CC de Alimentação do Inversor e Correntes trifásicas do MIT.

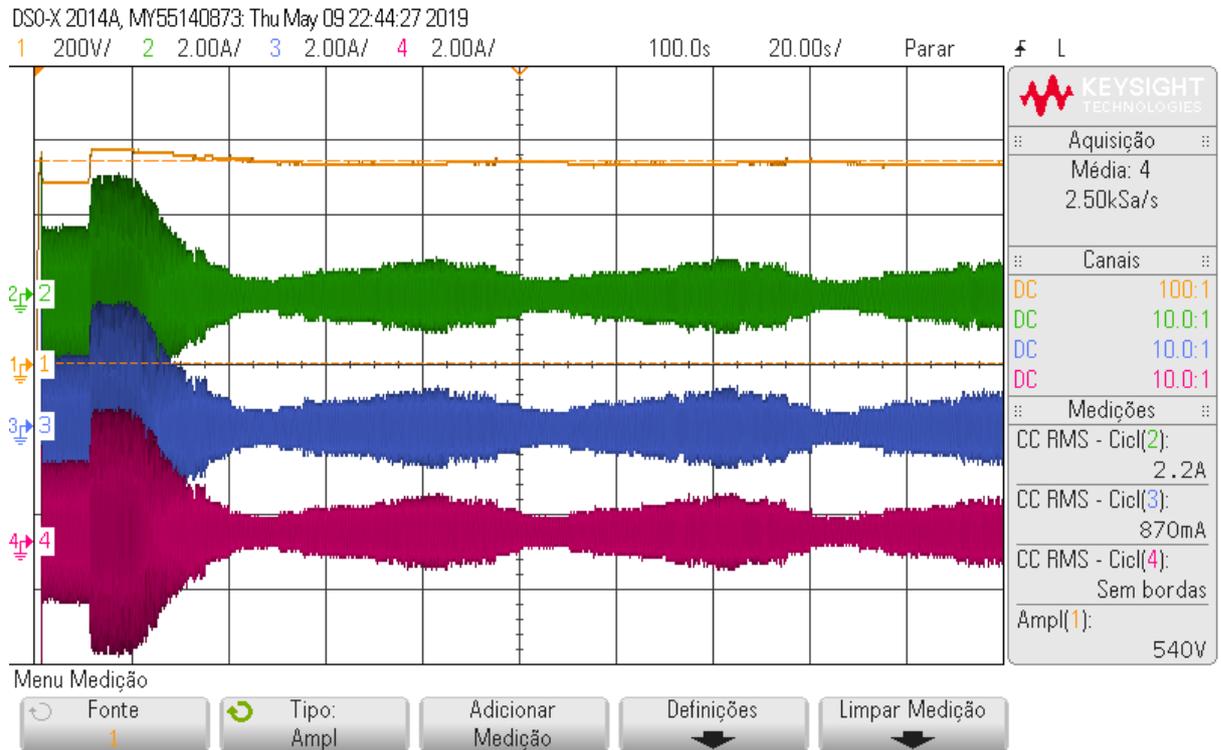


Figura 58 Detalhes da tensão Barramento CC de Alimentação do Inversor e Correntes trifásicas

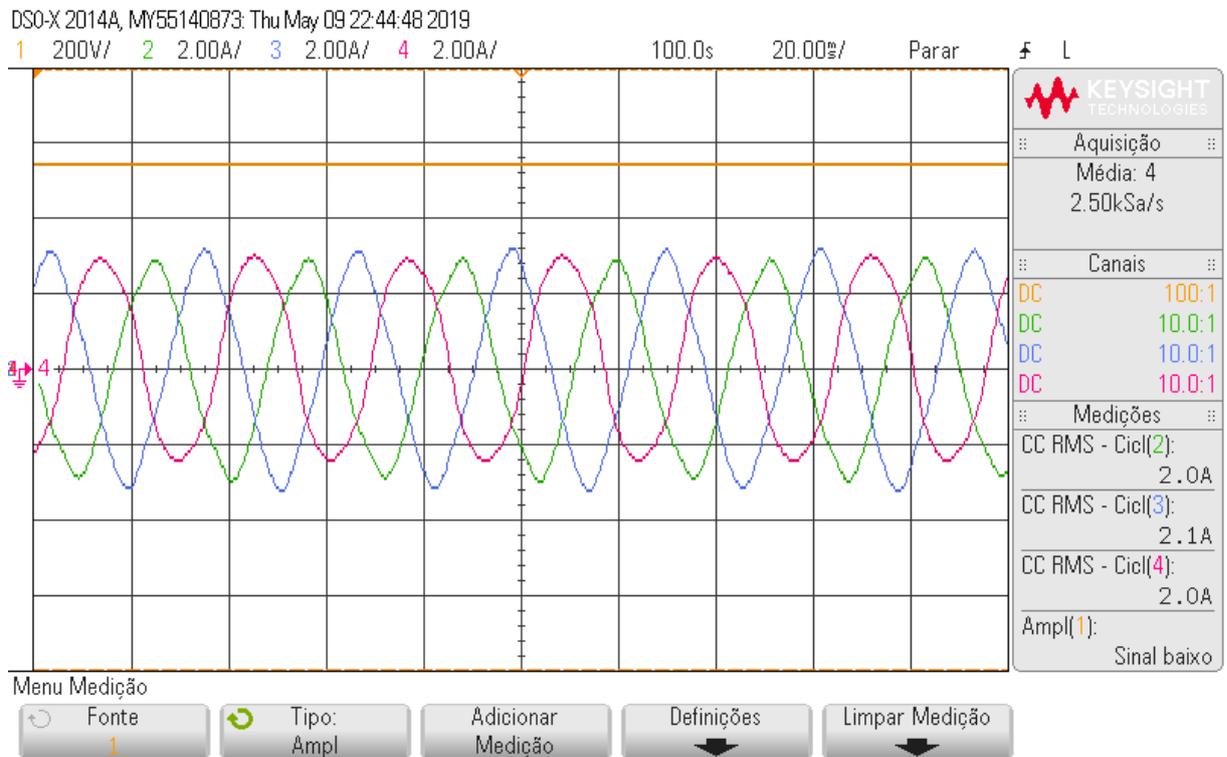


Figura 59 Variação da Tensão do Barramento CC de Alimentação do Inversor.

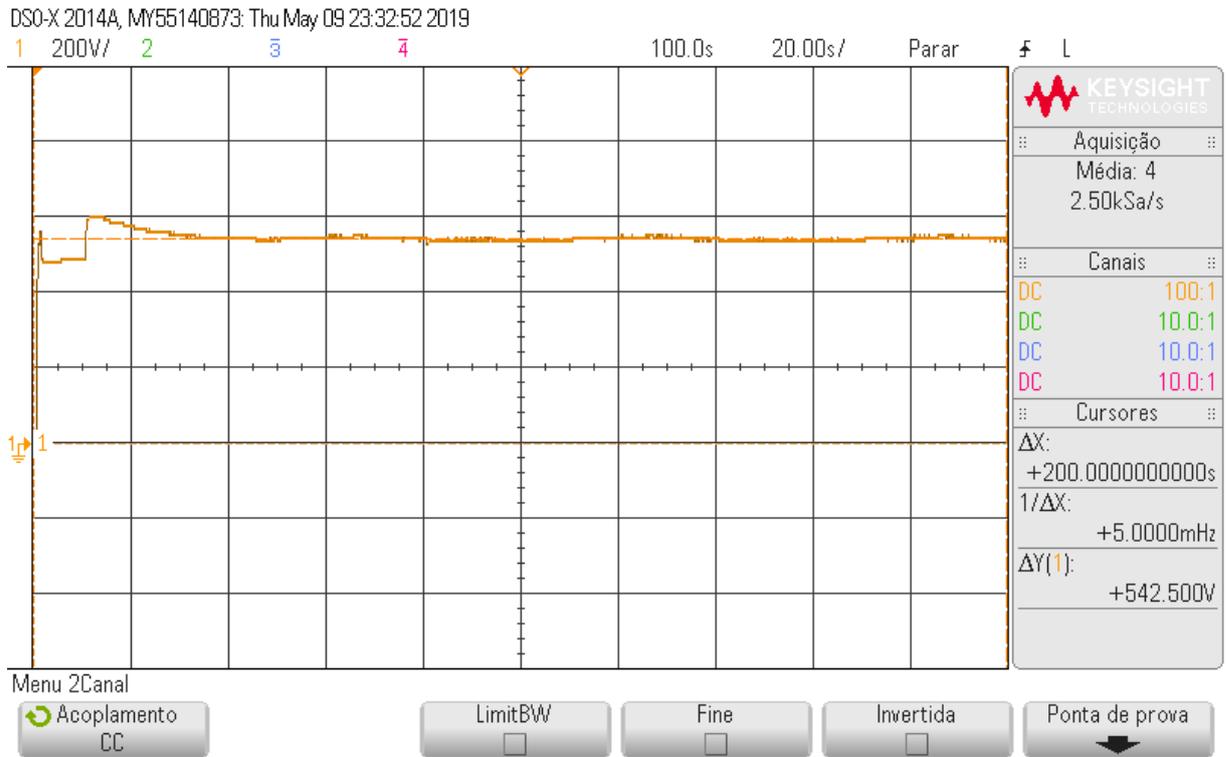
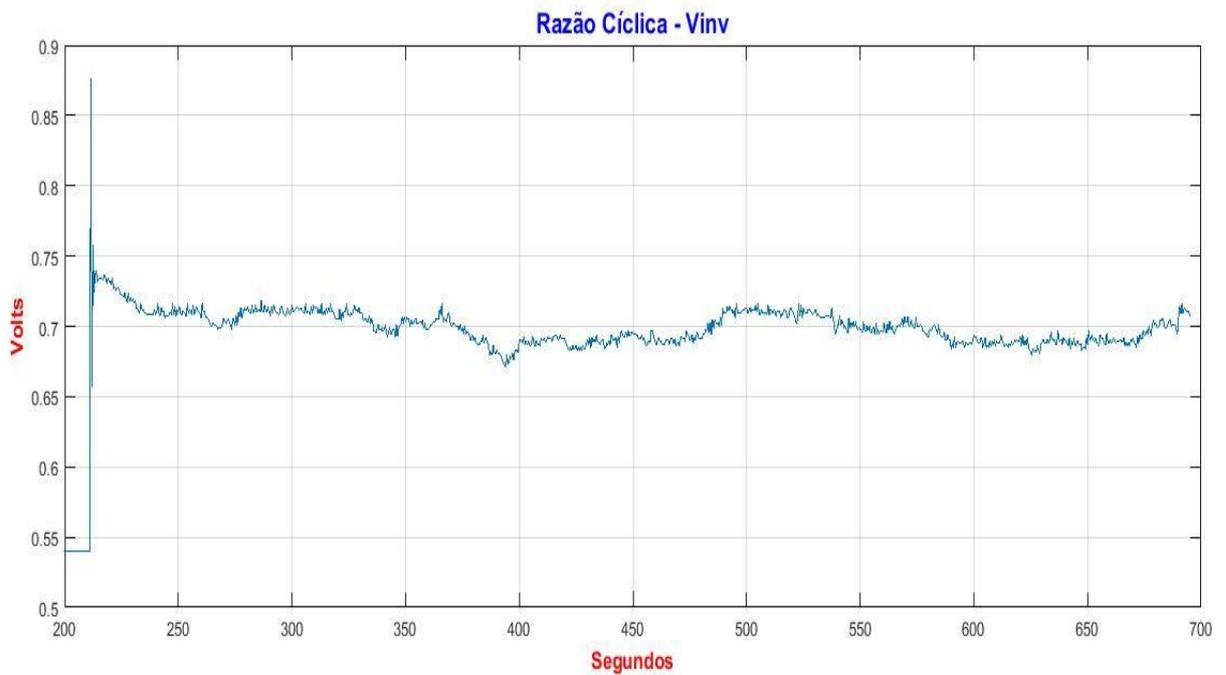


Gráfico 19 Variação da referência de velocidade da entrada analógica.



### 8.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Como se pode observar, os valores medidos e o comportamento das variáveis são compatíveis com os resultados simulados. Alguns ajustes foram realizados nos ganhos dos controladores e é possível identificar alguns pontos de pequeno sobressinal, mas não comprometendo a continuidade da corrente no modo de operação do conversor. Na técnica de rastreamento do MPPT Inc-Cond (condição 2 do algoritmo - Figura 10) observa-se que restrições introduzidas objetivando minimizar a resposta provocada pela interferência de ruídos nas medições, inibe um pouco sua convergência ao MPP contudo, é corrigida posteriormente e não caracteriza uma condição de baixo rendimento, mas uma necessidade de aprimoramento dos cálculos e de técnicas de filtragem e medições.

As condições de rastreamento de ambos os algoritmos utilizados são identificadas com boa convergência mesmo apresentando oscilações no entorno do ponto de máxima potência (Figura 52 a 55).

Em relação ao controle do barramento de alimentação do Inversor comercial, observa-se que oscilações estarão presentes no caso da ocorrência de mudanças bruscas na potência de geração do arranjo fotovoltaico o que era já esperado devido à velocidade imposta na emulação do sistema gerador. Em condições reais de operação, as mudanças climáticas são lentas e a acomodação do sistema tende a minimizar os sobressinais observados, contudo, como as dinâmicas são diferentes, a resposta do inversor comercial oscila quando acompanha as variações rápidas do conversor, contudo, consegue estabelecer uma faixa de operação satisfatória.

O Hardware utilizado pode ser otimizado principalmente no que se refere aos dispositivos de medição e aquisição dos dados a serem processados no micro controlador, se evidenciando como uma condição real a ser pesquisada e otimizada. Também, devido a pouco tempo de ensaios, não se identificou estresse nos dispositivos chaveadores, pois as ferramentas utilizadas para sua proteção não foram objeto de estudo aprofundado (circuitos snubbers e dissipadores). O mesmo pode-se dizer das sobretensões provocadas pelas indutâncias de dispersão dos enrolamentos do transformador de alta frequência.

A Figura 56 e a Gráfico 18 apresentam medições de corrente, tensão e

potência na entrada do conversor, comprovando sua operação no modo de condução contínua e também medições de corrente, tensão e potência na saída do conversor, o que pode estabelecer uma estimativa de rendimento médio definido pela equação 8.1:

$$R_{\text{médio}} = \frac{Pot_{-m_{saída}}}{Pot_{-m_{entrada}}} = \frac{333,6}{363,5} \approx 91,77\% \quad (8.1)$$

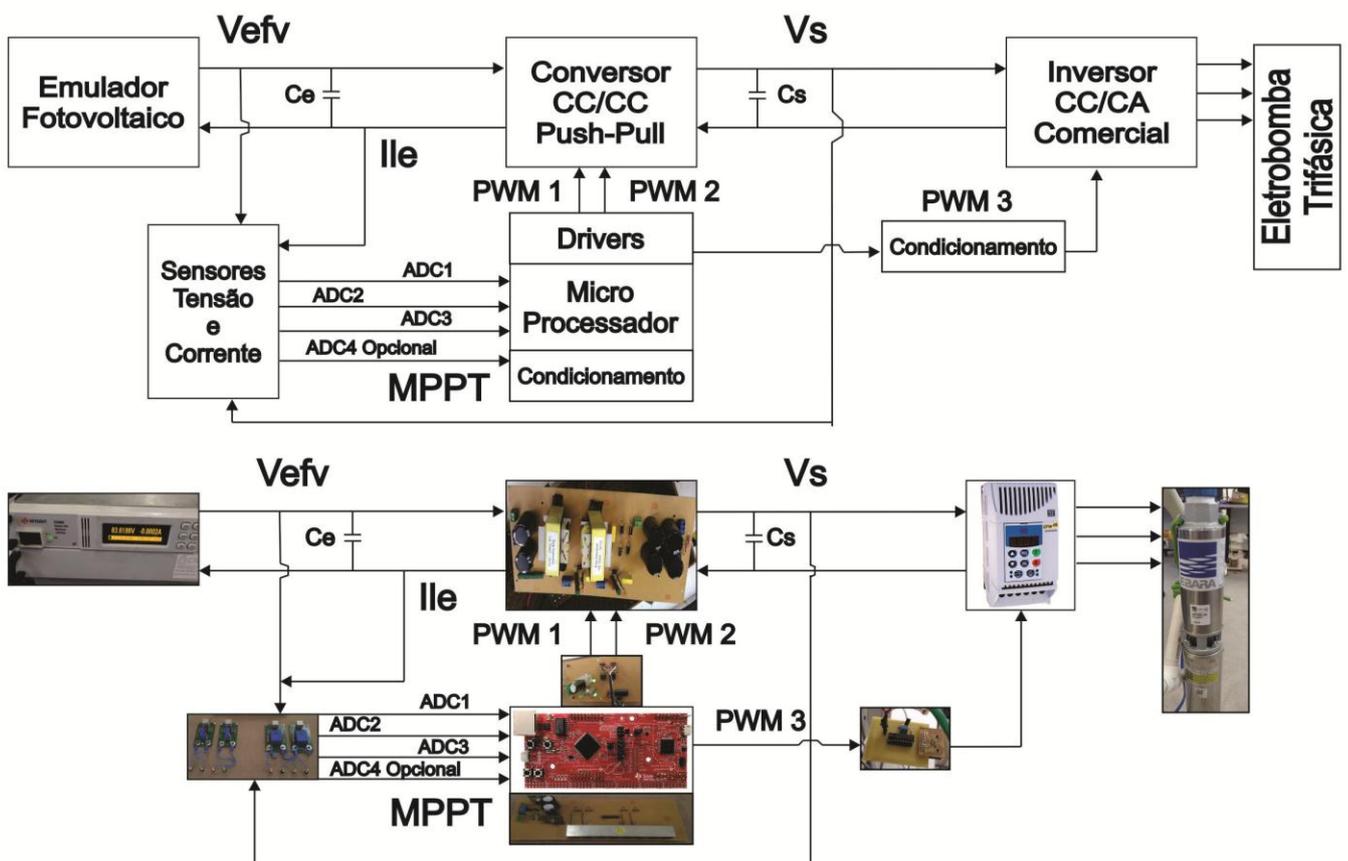
Os resultados medidos foram extraídos, da bancada projetada, por osciloscópio, pelo software CCS7 (Code Composer Studio) do micro controlador e pelo software da fonte emuladora e, os ensaios realizados compreenderam repetições de oito (08) curvas de potência geradas pelo emulador fotovoltaico e coincidentes com a geração do painel fotovoltaico produzido pelo software de simulação de circuitos elétricos. Por questão de limitações de corrente do emulador fotovoltaico, foram suprimidas as curvas de potência geradas por irradiações acima de 900 W/m<sup>2</sup> com correntes acima de 10 A. A Gráfico 18 apresenta as curvas de potência gerada pelo emulador e a potência transformada pelo conversor. Selecionadas a média medida de potência de entrada e saída no conversor, obtém-se um rendimento médio de aproximadamente 91,77% (equação 8.1).

O acoplamento do barramento ao inversor comercial foi realizado com sucesso, e utilizou-se um circuito condicionador controlado por uma saída PWM do micro controlador, devidamente condicionada, conectado à entrada analógica do inversor. O controlador do inversor comercial é acionado por uma referência de tensão do barramento CC e variando a velocidade da bomba consegue-se manter uma faixa de tensão em níveis adequados para sua operação. Foram realizados testes nas proteções do inversor comercial e registrou-se a necessidade de uma tensão de barramento mínima de aproximadamente 400 VCC. Como o inversor disponível e experimentado (SWF08 – WEG) não tem uma entrada de alimentação CC a saída do conversor foi conectada diretamente ao inversor pelos bornes da conexão trifásica. Alguns testes foram realizados e observou-se, na partida, um afundamento na tensão CC de alimentação o que pode demandar um boost de corrente ou capacitores mais robustos na entrada, mas com resultados a serem

aprimorados. Uma rotina de inicialização foi introduzida no código do experimento e posteriormente, pretende-se apresentar melhores resultados em publicação. Em relação ao dimensionamento dos compensadores do controle da tensão do barramento de saída realizado pelo software de simulação, estes foram estabelecidos empiricamente (Brito 2006) (degrau de entrada na tensão do barramento e análise da resposta em osciloscópio) e melhor sintonizados posteriormente.

Os esquemas de ligação do experimento estão demonstrados na Figura 60.

Figura 60 Esquema de ligação do Experimento



**CONCLUSÃO**

## 9 CONCLUSÃO

As pesquisas realizadas neste estudo ensaiaram uma topologia de conversão elevadora CC-CC baseada no boost isolado com transformação em alta frequência, como base para uma interface de conexão com conversores CC-CA. Este conversor, denominado PUSH-PULL alimentado por corrente, além de apresentar um pequeno volume nos seus elementos, principalmente no indutor de entrada e no transformador de alta frequência, ainda incorpora perdas reduzidas nas suas chaves. Foi realizada uma análise detalhada de seu funcionamento e apresentados os cálculos dos seus componentes magnéticos de potência. O transformador é caracterizado como um ponto crítico do projeto, pois os efeitos da indutância de dispersão são significativos. Portanto um projeto eficiente minimiza perdas. Um exemplo de projeto foi apresentado no Anexo 2.

Para realizar o controle do conversor foi executada uma estratégia que, com o uso de um microprocessador de baixo custo, alcançasse a operacionalidade desejada. A escolha do método de rastreamento do ponto de máxima potência, também processado no micro controlador, foi baseada no desempenho e na estabilidade de seu algoritmo. Elegeu-se assim para simulação e ensaio, os métodos Perturba & Observa (P&O) e Condutância Incremental em uma configuração híbrida. O método P&O apesar de demonstrar eficiência menor que o método de condutância incremental, apresentou simplicidade, menos sensibilidade à variações da carga e definiu-se sua operação em baixa potência. Em alta potência o rastreamento foi realizado pelo algoritmo Inc-Cond e em ambos os casos, utilizou-se apenas dois sensores para o controle do rastreamento. Uma rotina de proteção de sobretensão foi introduzida onde a tensão de barramento de saída é monitorada e, quando em níveis indesejados, passa a ser controlada por um terceiro bloco de instruções. As respostas na simulação apresentaram uma boa adequabilidade às condições climáticas regionais.

O inversor comercial experimentado foi um modelo padrão industrial provido de ambos os tipos de controle, escalar (v/f) e vetorial. Usou-se uma parametrização escalar com valores nominais de operação. A carga aplicada no experimento foi uma eletrobomba trifásica, 3/4 CV, ligação delta, 380 V. Ficou constatado a importância do inversor na operação otimizada do sistema estando condicionada a sua eficiência

a uma parametrização e sintonia adequada de seus parâmetros e dos ganhos do controlador. O uso do controle vetorial deve ser objeto de estudo visando melhor eficiência na conversão.

Visando um projeto futuro de desenvolvimento de produto com simplicidade, economicidade e relativa facilidade de manutenção, a interface pretendida demonstrou limitações quando de seu uso em demandas dimensionadas com valores de geração de energia excedente à demanda da carga o que elevaria a complexidades no controle e em projeto de hardware com reaproveitamento desta energia excedente. Ainda, optou-se por um modelo com um mínimo de componentes e um algoritmo de controle compatível as demandas de cálculos e filtrações, além de compensadores. A modelagem matemática do conversor em estudo é descrita no Anexo 1.

O modelo de protótipo desenvolvido adequa-se às necessidades normativas de mercado. Com ênfase na tecnologia introduzida e de acordo com os resultados obtidos nos ensaios, o modelo elegido do conversor CC-CC como interface de conexão com um inversor e uma eletrobomba comercial, poderá ser desenvolvido com objetivos econômicos satisfatórios principalmente se o requisito “multiuso” for perseguido.

A motivação para o desenvolvimento deste trabalho reproduz as possibilidades e benefícios que esta configuração ou outras de melhor desempenho podem proporcionar aos usuários dessas tecnologias no tocante à manutenção e confiabilidade, possibilitando assim, o uso de tecnologia aberta e menos dependente de equipamentos importados. Ainda, segundo pesquisas realizadas (Brito, 2006), as perdas registradas não foram significativas comparadas com sistemas proprietários compostos por equipamentos dedicados. Apesar da escolha de sistemas do tipo “GRID TIE” como opção maior para os sistemas de geração fotovoltaica, não é menos importante a realização de pesquisas sobre modelos isolados, pois, sempre existirão cenários onde estes modelos serão necessários e até únicos.

Ainda, evidencia-se a necessidade de promover estudos para a realização de projetos de sistemas complementares e auxiliares para a proteção dos diversos componentes da interface além de otimização nos projetos de circuitos condicionadores visando reduzir distúrbios nas medições das grandezas envolvidas no sistema de controle.

## 9.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

Como proposta para trabalhos futuros sugere-se a incorporação de um conversor CC-CA à configuração proposta, a análise e projeto de outro conversor CC-CC elevador para estudos comparativos como o conversor elevador isolado Ponte Completa. Também, sugerem-se estudos comparativos do desempenho de micro controladores disponíveis no mercado que executem satisfatoriamente as demandas de controle e proteção que o modelo exige. Devido às não linearidades do sistema nos diversos pontos de operação das diferentes potências disponibilizadas, um controle não linear tipo fuzzy se apresenta como uma melhor opção e deve ser também objeto de pesquisa. Como base para um programa de desenvolvimento de produto (PDP) sugere-se também a miniaturização dos componentes do conversor e a incorporação de proteções adicionais com a otimização de snubbers e introdução do reaproveitamento da energia dissipada. Quanto à carga usada, sugere-se uma pesquisa de mercado para a obtenção de eletrobombas tanto do tipo centrífugas como de deslocamento positivo.

## **REFERÊNCIAS**

## 10 REREFÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Aniceto, José Manuel Antunes. Conversor DC-DC com busca de ponto de potência máxima (MPPT) para painéis solares. Dissertação apresentada na Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, 2010

Azcarraga, J. M. M. Convertidores de Frecuencia para Motores de Corriente Alterna: Funcionamento y Aplicaciones. McGraw-Hill/Interamericana de Espana, 1998.

Barros, Luciano de Macedo. Estudos das Estratégias de Modulação para Conversores de Três Níveis do Tipo NPC. Dissertação de Mestrado submetida à Universidade Federal de Campina Grande, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica. Campina Grande, Ago. 2011.

Brito, alaan ubaiara. Otimização do acoplamento de geradores fotovoltaicos a motores de corrente alternada através de conversores de frequência comerciais para acionar bombas centrífugas. Tese apresentada à universidade de são paulo (usp) para obtenção do título de doutor em energia. São paulo, 2006.

Capelli, A. Inversores de Frequência. Mecatrônica Atual, v.1, n.2, p.7-15, 2002.

Carvalho, Edson de Paula. Uma Nova Abordagem de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência em Painéis Fotovoltaicos. Dissertação apresentada ao Departamento de Engenharia Mecânica para obtenção do Título de Mestre da Universidade de Taubaté. Taubaté–SP, 2012.

Chapman, patrick I. And esram, trishan. Paper: comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. IEEE transactions on energy conversion, vol. 22, no. 2. Jun. 2007.

Correa, M.; Jacobina, C.; Santos, P.; dos Santos, E. e Lima, A. Sensorless control strategies for single-phase induction motor drive system, In: Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005, pp. 707-713.

CRESESB – Centro de Referência para energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito. Energia solar- Princípios e aplicação. Acesso em: 10 Ago 2013. Disponível em: [http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutorial\\_solar\\_2006.pdf](http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutorial_solar_2006.pdf).

de Aragão Filho, W. C. P. e Barbi, I. (1996), A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters-analysis, design and experimentation, IEEE INTELEC, pp. 313\_320.

Enslin J. H. R., Wolf M.o S., Snyman D. B., and Swiegers W., "Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, 1997, pp. 769 - 773.

Fedrizzi, Maria Cristina. Fornecimento de água com sistemas de bombeamento fotovoltaico – dimensionamento simplificado e análise de competitividade para sistemas de pequeno porte. Dissertação (Mestrado) – Programa Interunidades de Pós-Graduação em Energia da Universidade de São Paulo, 1997.

Fedrizzi, Maria Cristina. Sistemas fotovoltaicos de abastecimento de água para uso comunitário: lições apreendidas e procedimentos para potencializar sua difusão. Tese apresentada à Universidade de São Paulo (USP) para obtenção do Título de Doutor em Energia. São Paulo, 2003.

Gasparin, Fabiano Perin. Desenvolvimento de um traçador de curvas características de módulos fotovoltaicos. 2009. 58f. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica, Programa de Pós Graduação em Engenharia Mecânica, Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009.

Hartmann, Lucas Vinicius. Otimização de sistemas fotovoltaicos. Dissertação de mestrado submetida à universidade federal de campina grande, como requisito para obtenção do título de mestre em engenharia elétrica. Campina grande, 2007.

Ichinokura, O.; Tajima, K. e Murakami, K., Photovoltaic power system using an orthogonal-core type push-pull converter and characteristics of a push-pull parametric transformer, IEEE Trans. Journal on Magnetics in Japan, 1989, 4(5):312\_318.

Kolhe, M.; Joshi, J. C. e Kothari, D. P., Performance analysis of a directly coupled photovoltaic water-pumping system, IEEE Trans. on Energy Conversion, 2004, 19(3):613\_618.

Larico, Hugo Rolando Estofanero. Conversor Boost controlado em corrente aplicado ao retificador monofásico, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica submetida à Universidade Federal de Santa Catarina. Mar. 2007.

Longatt, francisco m. González. Model of photovoltaic module in matlab <sup>TM</sup>. li cibelec, puerto la cruz, venezuela, dez. 2005. Disponível em: <[http://www.personnel.univreunion.fr/lanson/typosite/fileadmin/documents/pdf/heuristiques\\_m2/project/lecture\\_modelpv.pdf](http://www.personnel.univreunion.fr/lanson/typosite/fileadmin/documents/pdf/heuristiques_m2/project/lecture_modelpv.pdf)>. Acesso em: mar. 2013

Martire, thierry; glaize, christian; joubert, charles; rouvière, benoît. Paper: a simplified but accurate prevision method for along the sun pv pumping systems. Solar energy 82, 2008, 1009–1020.

Oliveira K. C., Cavalcanti M. C., Azevedo G. M. S., and Neves F. A. S., "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems," in VIIIINDUSCON, 2006.

Pedroso, douglas alexandre fernandes. Desenvolvimento de uma carga eletrônica cc regenerativa para ensaio de bancos de baterias. Dissertação de mestrado submetida à universidade federal de minas gerais, como requisito para obtenção do título de mestre em engenharia elétrica. Belo horizonte-mg. Mar. 2010.

Peraça, Mauro Tavares. Conversores CC-CC Elevadores para Aplicação em Equipamentos de Refrigeração, Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Florianópolis, Fev. 2002.

Peftitsis Dimosthenis, Georgios Adamidis and Anastasios Balouktis. An investigation of new control method for MPPT in PV array using DC/DC buck – boost converter, Democritus University of Thrace, 2nd WSEAS/IASME International Conference on RENEWABLE ENERGY SOURCES (RES'08), Greece, Out. 2008.

Pomilo, J. A. Eletrônica de Potência. UNICAMP, Brazil, 2009.

SANTOS, A. H. M.; SIMÕES, A. A.; MARTINS, A. R. S.; ET AL. Conservação de Energia - Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos. ELETROBRÁS/PROCEL, Escola Federal de Engenharia de Itajubá: Ed. EFEI, 2001.

Salas, V. et al. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. Solar Energy Materials & Solar Cells 90, Elsevier, 2006.

Seguel, julio igor lópez. Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica mppt e controle digital. Dissertação submetida à universidade federal de minas gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de mestre em engenharia elétrica. Belo horizonte. Ago, 2009

Snyman D. B. and Enslin J. H. R., "Simplified Maximum Power Point Controller for PV Installations," in 2nd IEEE Photovoltaics Specialists Conference, 1993, pp. 1240-1245.

Sobreira júnior, pedro de assis. Conversor cc-cc boost entrelaçado aplicado no processamento da energia de arranjo solar fotovoltaico - universidade federal de juiz de fora, ppgee, 2011.

Subudhi, Bidyadhar and Pradhan, Raseswari. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. IEEE TRANSACTIONS ON SUSTAINABLE ENERGY, VOL. 4, NO. 1, Jan. 2013.

Surendra, T. S.; Prakash, P. N. e Shrikanth, J., The pv-powered dc floating pump system - a new revolution, IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2000, pp. 1611\_1613.

Vitorino, Montiê Alves, Sistema de bombeamento fotovoltaico com motor de indução e sem baterias. DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS À OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA. Campina Grande, Agosto, 2008.

Vitorino, Montiê Alves, Otimização do Processamento da Energia em Sistemas de Bombeamento Fotovoltaico e Conversão Monofásica. TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS À OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA. CAMPINA GRANDE, Agosto, 2012.

Villalva, M. Gradella; Gazoli, Ernesto Ruppert Filhol. Analysis and simulation of the P&O MPPT algorithm using a linearized PV array model. COBEP 2009.

Villalva, M. Gradella; Gazoli, J. Rafael. Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações. São Paulo, Érica, 2012.

Vongmanee, V., The photovoltaic pumping system using a variable speed single phase induction motor drive controlled by field oriented principle, IEEE Asia-Pacific Conf. On Circuits and Systems, 2004, 2:1185\_1188.

Vongmanee, V., The photovoltaic water pumping system using optimum slip control to maximum power and efficiency, IEEE Power Tech, 2005, pp. 1\_4.

Xiao, Weidong; Dunford, W.G., "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04, vol.3, no., pp. 1957-1963 Vol.3, 20-25. Jun. 2004.

**APÊNDICE**

## 11 APÊNDICE-1

### CÓDIGO MPPT

```
//Variáveis
float Vefv=40., Vefv0=0., Vefv1=40., Vefv_mi=20.;// Tensão inicial e minima de entrada.
float ILe=5., ILe0=0., ILe1=5.,Vs=0.;// Corrente no indutor e Tensão de saída

int contr1=4;

float Ce=500e-6; // capacitor de entrada
float Irrad=620, Temp=25;// Irradiação e temperatura iniciais
float Prast=0.0, Pefv=0.0; // Variaveis Mensuradas Potencias rastreada e de saída
float Patua=0.0, P_ant=0; // Potencia atual e anterior
float Vefv_ant=42.0, lefv_ant=5.0;// Tensão de entrada anterior e corrente de entrada anterior
float ILe_ant=5.0, I carga=0.;// Corrente no indutor anterior

float a1=0., b1=0., b0=0.;

float dmi=0.2, dmx=0.92, Vr=0.;// Variaveis de CE – limitadores de duty
float Vrc=0., Vrv=0., Vrs=0., Vrc1=0.;// Variaveis de referência dos PI's
float Vr0=40., Vri=0., c=0.;// Referências iniciais

float dV=0., dl=0., dP=0., dP1=0.;// Variaveis de calculo - variações
float atrz_mppt=0., atrz_vs=0.;// Atrazos calculados – ajuste temporal mppt
float atrz_inv=0.0, Ta_inv=0.;// Atrazo definido inversor - ajuste temporal inversor
float ref_mppt1=0., ref_mppt2=0, ref_vs=0.;// referências mppt e tensão de saída

float Ta=0., Ta_vs=0.;// Tempo de atuação mppt e tensão de saída
float dVr=0.1, pdc=0.1e-6, Ta=0., Ta_vs=0.;// incremento, passo de tensão e passo de calculo
float tf=0.3, cf=0.1, pf=2.0;// variáveis de limitação

float am_ini=0., pi_inv=0., ini_inv=0.;// Variaveis de Controle interno
float n=0., np=5., ns=38.;// relação, numero espiras pri e sec
float Pger=450, P_mx=380., P_mi=350.;// Potências de referência

//Erros e ganhos - Mppt e Inversor
float errv=0.0, ierrv=0.0, errv0=0.0, errv_ant=0.0;// Erro e integral do erro PI tensão
float kperrv=2.5, kierrv=0.01;//18-12-18 ganhos do controlador PI tensão
```

```
float erri=0.0, ierri=0.1, erri0=0.0, erri_ant=0.0;// Erro e integral do erro PI corrente
float kperri=0.00154, kierri=2.2; // ganhos do controlador PI corrente

float err_vs=0.0, ierr_vs=0.10, derr_vs=0.0;// Erro e integral do erro PI tensão de saída
float kperr_vs=-0.002, kierr_vs=-0.31;// ganhos do controlador PI tensão de saída

//Controle do Inversor
float err_inv=0.0, ierr_inv=5.0, derr_inv=0.0;// Erro e integral do erro PI inversor
float kperr_inv=0.0048, kierr_inv=0.0121;// ganhos do controlador PI inversor

// Variaveis de Controle interno
float Vs_ref=540, Vs_mi=470; // tensão de saída de referência e mínima
float Vs_mx=590, Vs_mx2=560; // Tensão de saída máxima e máxima de retorno
float Vs_seg=630;// tensão de segurança
float Vinv=0.0, Vinv_mi=0.20, Vinv_mx=0.95;// Limitadores de duty inversor
float k1=0.01416667;// Constante V/f =(0.85/60)
float Vf1=0., Vf2=0., Vf3=0., f1=0., f2=0.; //Tensões de controle Inversor PWM

//Busca MPP - Calculo da referencia Vr0
//Geracao da Referência pelo MPPT
//Tempo de Amostragens (atrazos)
n=ns/np;// relação de espiras trafo conversor
Ta=0.004; // ação mppt 4ms
Ta_vs=0.004; // ação pwm tensão de saída 4ms
Ta_inv=0.005; // ação pwm inversor 5ms
atrz_mppt =floor(Ta/pdc);// calculo do atraso mppt
atrz_vs=floor(Ta_vs/pdc); // calculo do atraso controle da tensão de saída conversor
atrz_inv=floor(Ta_inv/pdc); // calculo do atraso controle da tensão de saída inversor

//Filtro de Entrada para ILe0 - single pole first order filter// fs=10MHz amostragem, k=1.0 ganho e
fp=100Hz corte
a1 = -0.99993717, b1 = 3.141494E-005, b0 = 3.141494E-005;

//Amostragem de Variáveis
Vefv0=in[0]; // tensão de entrada amostrada
Vs=in[1]; // tensão de saída amostrada
ILe0=in[2]; //corrente no inductor amostrada
//Aplicação de filtro digital
Vefv=-a1*Vefv + b0*Vefv0 +b1*Vefv1; //tensão de entrada
```

```
ILe=-a1*ILe + b0*ILe0 +b1* ILe1; //corrente no indutor
```

```
// Gerando Referência do MPPT, tensão de saída conversor e tensão de saída inversor
```

```
switch (contr1)
```

```
    {case 1 : //MPPT P&O
```

```
    if(ref_mppt1==atrz_mppt)
```

```
        {Patua=Vefv*ILe;
```

```
        dV=Vefv-Vefv_ant;
```

```
        dP=Patua-P_ant;
```

```
        if(fabs(dP)<=1.0) dVr=0.1;
```

```
        else dVr=0.2;
```

```
        if(fabs(dP)>0.05){
```

```
        if(dP>0)
```

```
            {if(dV>0) Vr0=Vr0+dVr;
```

```
            else Vr0=Vr0-dVr;}
```

```
        if(dP<0)
```

```
            {if(dV>0) Vr0=Vr0-dVr;
```

```
            else Vr0=Vr0+dVr;}}
```

```
        Vefv_ant=Vefv;
```

```
        P_ant=Patua;
```

```
        ref_mppt1=0;}
```

```
        ref_mppt1=ref_mppt1+1;
```

```
        if(Prast>=P_mx) contr1=2;// ação de transição pela potência
```

```
        break;
```

```
    case 2 : //MPPT Inc_cond
```

```
    if(ref_mppt2==atrz_mppt)
```

```
        {dVr=0.1;
```

```
        dV = Vefv-Vefv_ant;
```

```
        dl = ILe-ILe_ant;
```

```
        dP1=(dl/dV)+(ILe/Vefv);
```

```
        if(fabs(dV)<=tf){if(fabs(dl)>=cf)
```

```
            {if(dl>0) Vr0=Vr0+dVr;
```

```
            else Vr0=Vr0-dVr;}}
```

```
        else {if(fabs(dP1)>=pf)
```

```
            {if(dP1>0) Vr0=Vr0+dVr;
```

```
            else Vr0=Vr0-dVr;}}
```

```
        ref_mppt2=0;
```

```
        Vefv_ant=Vefv;
```

```

lLe_ant=lLe;}
ref_mppt2=ref_mppt2+1;
if(Prast<=P_mi) contr1=1; // ação de transição pela potência
break;

case 3 :// controle da tensão de saída pelo conversor - duty
if(ref_vs==atrz_vs) // pi controle tensão de saída pelo conversor
{err_vs=(Vs_ref-Vs);// erro tensão saída
ierr_vs=ierr_vs+err_vs*pd*c*atrz_vs;//integral do erro
Vrs=kperr_vs*err_vs+kierr_vs*ierr_vs; ) // pi controle tensão de saída pelo conversor
ref_vs=0;}
ref_vs=ref_vs+1;
Vr=floor(Vrs*10000)/10000; // truncagem
break;

case 4 ://inicialização e mudança de conrole
if(Vefv<Vefv_mi) Vr=Vr-dmi+0.1;
else contr1=4;
if(Vs<=Vs_mi) contr1=1;
break;}

//Procurando a Referência gerado pelo mppt
if(contr1<=2) // PI mppt
{errv=(Vefv-Vr0);
ierrv=ierrv+errv*pd*c;
if(abs(ierrv)>50) {if(ierrv>0) ierrv=50;
else ierrv=-50;}
Vrv=kperrv*errv+kierrv*ierrv;// (referência P&O)
erri=Vrv-lLe;//-(Ce*dV/(pd*c*atrz_mppt));
ierri=ierri+erri*pd*c;
if(abs(ierri)>20) {if(ierri>0) ierri=20;//limitação de integrador
else ierri=-20;}
Vri=kperri*erri+kierrv*ierri; // (referência Inc_cond)
Vr=(floor(Vri*1000)/1000);} // truncagem

if(Vr<=dmi) Vr=dmi; //Limitador de duty
if(Vr>=dmx) Vr=dmx;

// ação de transição pela Tensão máxima
if(contr1==3) {if(Vs<=Vs_mx2) {ierrv=0., ierri=0., contr1=1;}} //Condições de ação
if(Vs>=Vs_seg) contr1=4; //ação de transição pela Tensão máxima
if(Vs>=Vs_mx) contr1=3; ação de transição pela Tensão máxima

```

```

Prast=Vefv*ILe; // calculo da potência rastreada pelo mppt
Icarga=ILe*(1-Vr)*n; // calculo da corrente na carga
Pefv=Vs*Icarga; // calculo da potência de saída do conversor
// Controle Tensão de Saída pelo inversor
// Controle (PI) do Barramento de Saída pelo inversor
if(ini_inv==0){if(Vs>Vs_ref) {Vinv=Vinv_mi, f1=floor((Vinv_mi/k1)*100)/100, ini_inv=1;}}
if(Vs<Vs_mi) {ini_inv=0, Vinv=0., Vf1=0., Vf2=0., Vf3=0.;}
if(ini_inv==1)
{
  if(pi_inv==atrz_inv) // PI controle da tensão de saída pelo inversor
  {err_inv=(Vs-Vs_ref);// erro tensão de saída do conversor
  ierr_inv=ierr_inv+err_inv*pdz*atrz_inv;//integral do erro Vs
  if(abs(ierr_inv)>35) {if(ierr_inv>0) ierr_inv=35;// limitador de integrador
  else ierr_inv=-35;}
  Vrc=kperr_inv*err_inv+kierr_inv*ierr_inv;// calculo da amplitude de saída para pwm
  Vinv=floor(Vrc*100)/100;// truncagem
  if(Vinv<=Vinv_mi) Vinv=Vinv_mi; //limitador
  if(Vinv>=Vinv_mx) Vinv=Vinv_mx; //limitador
  pi_inv=0;
  // Calculo da nova Frequencia de saida relativa a amplitude
  f1=floor((Vinv/k1)*1000)/1000; // truncagem
  pi_inv=pi_inv+1;}

//Tensoes portadoras controle pwm do inversor
Vf1=Vinv*sin(2*3.1416*f1*t);
Vf2=Vinv*sin((2*3.1416*f1*t)+(120*3.1416/180));
Vf3=Vinv*sin((2*3.1416*f1*t)+(240*3.1416/180));
Vefv1 =Vefv; // Atualização das variáveis do Filtro
ILe1 = ILe; // Atualização das variáveis do Filtro
// Variacoes de Irradiacao e temperatura - curvas de potencia
if (t>=0.4) {Irrad=650, Temp=30;}
if (t>=1.2) {Irrad=700, Temp=30;}
if (t>=1.6) {Irrad=800, Temp=31;}
if (t>=2.4) {Irrad=900, Temp=31;}
if (t>=2.8) {Irrad=850, Temp=34;}
if (t>=3.6) {Irrad=770, Temp=35;}
if (t>=4.0) {Irrad=725, Temp=31;}
if (t>=4.2) {Irrad=675, Temp=30;}
if (t>=4.6) {Irrad=650, Temp=30;}

```

```
if (t>=5.4) {Irrad=700, Temp=30;}
if (t>=6.0) {Irrad=800, Temp=31;}
if (t>=6.8) {Irrad=900, Temp=31;}
if (t>=7.2) {Irrad=850, Temp=34;}
if (t>=8.0) {Irrad=770, Temp=35;}
if (t>=8.4) {Irrad=725, Temp=31;}
if (t>=8.6) {Irrad=675, Temp=30;}
```

```
//variáveis de saída para controle e análise
```

```
out[0]=Vr;
out[1]=Prast;
out[2]=Irrad;
out[3]=Temp;
out[4]=Vf1;
out[5]=Vf2;
out[6]=Vf3;
out[7]=Vinv;
out[8]=contr1;
out[9]=lLe;
out[10]=ierr_inv;
out[11]=err_inv;
out[12]=f1
```

**ANEXOS**

## 12 ANEXO-1

### MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC TIPO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

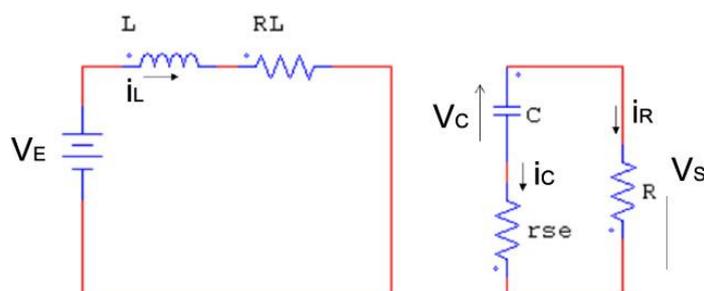
As Funções de Transferência do conversor Push-Pull podem ser equiparadas às Funções de Transferência do Conversor Boost com modificações em suas variáveis de saída, fazendo-se refletir o secundário do Transformador de alta frequência ao seu primário. Assim, utilizando-se das técnicas de Valor Médio e Pequenos Sinais pode-se estabelecer em Equações de Estado, diversas Funções de Transferência relacionando parâmetros e suas variações tais como: corrente de entrada ( $I_L$ ), tensão de entrada ( $V_E$ ), tensão de saída ( $V_S$ ), corrente de saída ( $I_S$ ) e ciclo de trabalho ( $D$ ), todos em torno de seus pontos de operação e na máxima potência.

Quando a variável aparecer em maiúsculo ( $V_S$ , por exemplo), refere-se a seu valor médio. Quando estiver indicada em itálico minúsculo  $v_s$ , será o componente alternado relativo à perturbação, e quando se expressar em minúscula ( $v_s$ ) refere-se à soma de  $V_S$  com  $v_s$ .

Os circuitos equivalentes para as etapas de Armazenamento (duas chaves fechadas) e de transferência (uma chave fechada e outra aberta) são expressos abaixo juntamente com as suas equações e representação em espaço de estado.

#### ETAPA DE ARMAZENAMENTO

Figura 61 Etapa de armazenamento



Na Forma Matricial:

$$\dot{X} = A_1 \times X + B_1 \times U$$

$$Y = C_1 \times X + F_1 \times U$$

Aplicando-se as leis das tensões e correntes de Kirchof tem-se:

$$\dot{i}_L(t) = \frac{V_E}{L} - \frac{R_L}{L} \times i_L(t)$$

$$\dot{v}_C(t) = \frac{-1}{C(R + rse)} \times v_C(t)$$

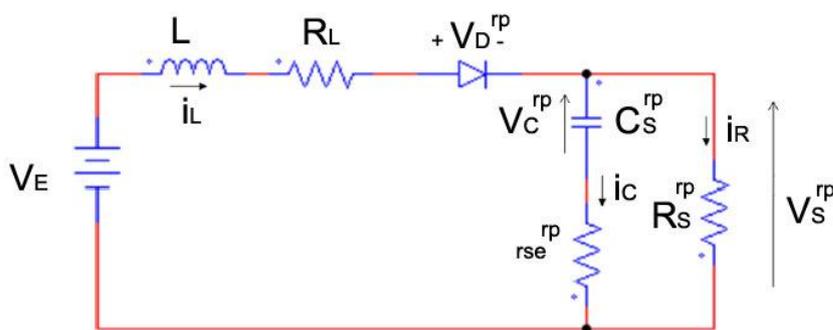
$$\dot{v}_S(t) = \frac{R_S}{(R_S + rse)} \times v_C(t)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C \times (R_S + rse)} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_E \\ v_D \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} i_L \\ v_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{R_S}{(R_S + rse)} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_E \\ v_D \end{pmatrix}$$

## ETAPA DE TRANSFERÊNCIA

Figura 62 Etapa de transferência.



Aplicando-se as leis das tensões e correntes de Kirchof tem-se:

$$\dot{i}_L(t) = \frac{E}{L} - \frac{R_L \times k^2 \times (R_S + rse) + rse \times R_S}{L \times k^2 \times (R_S + rse)} \times i_L(t) - \frac{R_S}{L \times k \times (R_S + rse)} \times v_C(t) - \frac{v_D}{L \times k}$$

$$\dot{v}_C(t) = \frac{R_s}{k \times C_s \times (R_s + rse)} \times i_L(t) - \frac{1}{C_s \times (R_s + rse)} \times v_C(t)$$

$$\dot{v}_S(t) = \frac{R_s}{(R_s + rse)} \times v_C(t)$$

Na Forma Matricial:

$$\dot{X} = A_2 \times X + B_2 \times V$$

$$Y = C_2 \times X + F_2 \times V$$

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C \times (R_s + rse)} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_E \\ v_D(t) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_S(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{R_s \times rse}{k \times (R_s + rse)} & \frac{R_s}{(R_s + rse)} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_E \\ v_D(t) \end{pmatrix}$$

Aplicando na modelagem a técnica do valor médio, tem-se:

$$\dot{x} = [A_1 \times d + A_2 \times (1-d)] \times x + [B_1 \times d + B_2 \times (1-d)] \times v - \text{equação A1}$$

$$\dot{y} = [C_1 \times d + C_2 \times (1-d)] \times x + [F_1 \times d + F_2 \times (1-d)] \times v - \text{equação A2}$$

Onde, de forma geral:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A \times x + B \times v \\ y &= C \times x \end{aligned}$$

Para:

$$A = [A_1 \times d + A_2 \times (1-d)]$$

$$B = [B_1 \times d + B_2 \times (1-d)]$$

$$C = [C_1 \times d + C_2 \times (1-d)]$$

$$F = [F_1 \times d + F_2 \times (1-d)]$$

Supondo-se que as variáveis, no estado estável, flutuam em torno de um ponto de operação, pode-se então separar a análise para pequenos sinais do estado estável.

Assim tem-se:

$$x = X+x$$

$$d = D+d$$

$$i = I+i$$

$$v = V+v$$

Onde X, D, I e V são os valores de componente CC e x, d, i e v os valores de pequenos sinais.

Para o estado estável tem-se  $\dot{X} = 0$ :

$$0 = A \times x + B \times v$$

$$x = -A^{-1} \times B \times v$$

$$y = C \times -A^{-1} \times B \times v$$

Onde, as matrizes são médias ponderadas. Fazendo-se a derivada da componente no estado estável igual a zero tem-se:

$$\dot{x} = \dot{X} + \dot{x} = 0 + \dot{x} = \dot{x}$$

Substituindo-se os pequenos sinais e o estado estável na equação A1 acima:

$$\dot{x} = [A_1 \times (D+d) + A_2 \times (1-(D+d))] \times x + [B_1 \times (D+d) + B_2 \times (1-(D+d))] \times (V+v)$$

Desprezando-se os produtos de pequeno sinal e considerando a entrada constante:

$$v = V + v = V_E + 0 = V_E$$

$$\dot{x} = [A_1 \times D + A_2 \times (1-D)] \times x + [(A_1 - A_2) \times X + (B_1 - B_2) \times V_E] \times d$$

Do mesmo modo a saída será:

$$v = [C_1 \times D + C_2 \times (1-D)] \times x + [(C_1 - C_2) \times X] \times d$$

Aplicando as condições de estado estável e a transformada de Laplace, podem-se deduzir as seguintes funções de transferência:

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_e}{(1-D)^2} \times \frac{-\left(\frac{1}{(1-D)^2} \times \frac{L_e}{C_s^{rp}}\right) \times s + 1}{\left(L_e \times C_s^{rp} \times \frac{1}{(1-D)^2}\right) \times s^2 + \left(\frac{L_e}{R_c^{rp}} \times \frac{1}{(1-D)^2}\right) \times s + 1}$$

$$\frac{\hat{i}_{Le}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_s^{rp}}{L_e} \times \frac{s + \frac{2}{R_c^{rp} \times C_s^{rp}}}{s^2 + \frac{1}{R_c^{rp} \times C_s^{rp}} \times s + \frac{(D')^2}{L_e \times C_s^{rp}}}$$

$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_{Le}(s)} = \frac{D^r}{C_s^r} \times \frac{1}{\frac{1}{R_s^{rp} \times C_s^{rp}} + s}$$

O conversor Push-Pull alimentado em corrente foi modelado considerando algumas não idealidades: resistência do indutor, resistência série equivalente do capacitor e queda de tensão nos diodos. Também foi desprezada a resistência de condução das chaves e a carga será representada por uma resistência. Por ser um conversor isolado algumas grandezas devem ser referidas ao primário ou ao secundário do transformador. A Tabela 20 define a relação de transformação e as grandezas referidas utilizadas na modelagem.

Tabela 20 Variáveis do secundário referidas ao primário

$n = \frac{N_1}{N_2}$	Relação de transformação
$C_S^{rp} = \frac{C_S}{n^2}$	Capacitância referida ao primário
$R_S^{rp} = R_S \times n^2$	Carga referida ao primário
$V_S^{rp} = nV_S$	Tensão na carga referida ao primário
$R_{SE}^{rp} = R_{SE} \times n^2$	Resistência série equivalente do capacitor referida ao primário
$v_D^{rp} = v_D \times n$	Queda de tensão nos diodos referida ao primário.
$\dot{v}_C^{rp} = \dot{v}_C \times n$	Taxa de variação no tempo da tensão no capacitor referida ao primário.

## 13 ANEXO-2

### DEDUÇÕES E CÁLCULOS DE ELEMENTOS MAGNETICOS PARA CONVERSOR ESTÁTICO, ISOLADO, DC-DC, TIPO PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

A obtenção das características estáticas (relação entre a tensão de saída e de entrada) é feita pelo estabelecimento de condições em regime permanente. Em geral faz-se uma análise impondo-se a condição de que, em cada período de comutação, a tensão média em um indutor é nula, ou ainda de que a corrente média em um capacitor é nula (Pomilo, 2010). Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução, diz-se que o circuito opera no modo contínuo. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Normalmente deseja-se operar no modo contínuo por ocorrer, nessa condição, uma relação bem estabelecida entre a tensão média de saída e a largura de pulso. A análise das variáveis faz-se para períodos estabelecidos pela atuação das chaves, de acordo com seu estado, seja de condução ou de bloqueio, que no caso específico deste projeto, é definido como etapas de “armazenamento” e de “transferência” de energia. Assim tem-se:

#### ETAPA DE ARMAZENAMENTO

$$V_{Le} = V_e = L_e \times \frac{\Delta I_L}{\Delta t}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_e}{L_e} \times \Delta t = \frac{V_e}{L_e} \times \frac{T}{2} \times D = \frac{V_e \times D}{2 \times L_e \times f_{ch}}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_e \times D}{2 \times L_e \times f_{ch}} \Rightarrow I_{Lmx} - I_{Lmi} = \frac{V_e \times D}{2 \times L_e \times f_{ch}} = \frac{V_e}{2 \times L_e \times f_{ch}} \times \left( 1 - \frac{V_e}{nV_S} \right)$$

## ETAPA DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA

$$V_{Le} = V_e - V_{tc} = L_e \times \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{V_e - V_{tc}}{L_e} \times \Delta t = \frac{(V_e - V_{tc})}{L_e} \times T/2 \times (1-D) = \frac{(V_e - V_{tc}) \times (1-D)}{2 \times L_e \times f_{ch}}$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_e - V_{tc}) \times (1-D)}{2 \times L_e \times f_{ch}} \Rightarrow I_{Lmi} - I_{Lmx} = \frac{(V_e - V_{tc}) \times (1-D)}{2 \times L_e \times f_{ch}}$$

Para  $V_{tc} = nV_s$ , tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{(V_e - nV_s) \times (1-D)}{2 \times L_e \times f_{ch}}$$

Os elementos magnéticos utilizados em conversores estáticos são o indutor e o transformador. As condições de projeto definem os valores e as grandezas destes elementos porem estes ainda devem ser estudados e dimensionados para atender eficientemente, com menores perdas e durabilidade satisfatória, seus objetivos de armazenamento e transformação de energia.

Um projeto adequado dos elementos magnéticos garante um satisfatório funcionamento de um conversor CC-CC. Operações em alta frequência de transformadores e indutores inserem no circuito de potência alguns elementos parasitas (não ideais), tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, etc., que produzem resultados indesejáveis. Os resultados mais comumente observáveis são picos de tensão nos semicondutores, emissão de ruídos (interferência eletromagnética) além de perdas significativas.

Para que possamos dimensionar estes elementos alguns parâmetros devem ser calculados.

## CORRENTE NO INDUTOR

A corrente média no indutor, pode ser expressa em função da Potência e Tensão de entrada. Considerando uma ondulação de corrente pequena, pode-se aproximar a corrente eficaz no indutor pela sua corrente máxima.

$$I_{Lmd} = \frac{P_e}{V_e} = \frac{P_s}{V_e \times \eta}$$

$$I_{Lef} = I_{Lmx} = I_{Lmd} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{P_s}{V_e \times \eta} + \frac{V_e \times D}{4 \times L_e \times f_{ch}}$$

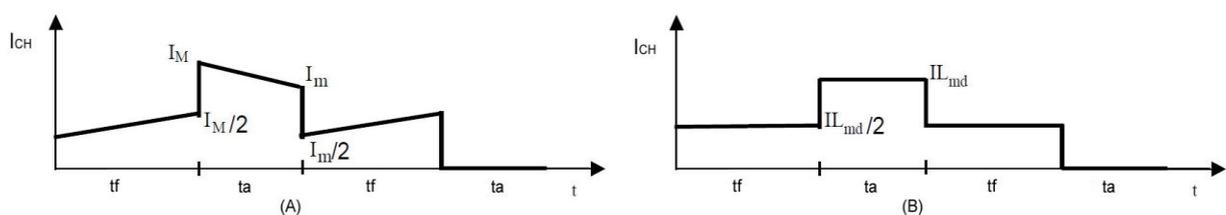
## CORRENTE NAS CHAVES

As especificações para as chaves, estabelecidas pelos fabricantes, são: tensão de bloqueio, corrente média e corrente de pico incidente.

A corrente média nas chaves pode ser expressa pela corrente média no indutor:

$$I_{CHmd} = \frac{I_{Lmd}}{2} = \frac{P_s}{2 \times V_e \times \eta}$$

Figura 63 Correntes INSTANTÂNEA (A) e Aproximada (B) na chave.



Considerando-se uma pequena ondulação de corrente, a corrente eficaz pode ser aproximada por intervalos descontínuos com corrente constante Figura 63, e sendo  $D \times T/2$  e  $(1-D) \times T/2$ , os tempos de abertura e fechamento das chaves (Peraca, 2010), tem-se:

$$I_{CHef} = \sqrt{2 \times \frac{1}{T} \times \int_0^{D \times T/2} \left(\frac{I_{Lmd}}{2}\right)^2 dt + \int_0^{(1-D) \times T/2} I_{Lmd}^2 dt}$$

$$I_{CHef} = \sqrt{\left(\frac{2}{T} \times \left(\frac{I_{Lmd}}{2}\right)^2 \times D \times \frac{T}{2}\right) + \left(\frac{1}{T} \times I_{Lmd}^2 \times (1-D) \times \frac{T}{2}\right)}$$

$$I_{CHef} = \sqrt{\left(\frac{I_{Lmd}}{2}\right)^2 \times D} + \left(\frac{1}{2} \times I_{Lmd}^2 \times (1-D)\right) = \sqrt{\left(\frac{I_{Lmd}^2 \times D}{4}\right) + \left(\frac{I_{Lmd}^2}{2}\right) - \left(\frac{I_{Lmd}^2 \times D}{2}\right)}$$

$$I_{CHef} = \sqrt{I_{Lmd}^2 \times \left(\frac{D}{4} + \frac{1}{2} - \frac{D}{2}\right)} = \sqrt{I_{Lmd}^2 \times \left(\frac{D+2-2D}{4}\right)}$$

$$I_{CHef} = I_{Lmd} \times \sqrt{\left(\frac{2-D}{4}\right)} = I_{Lmd} \times \frac{\sqrt{2-D}}{2}$$

$$I_{CHef} = \frac{P_s}{V_e \times \eta} \times \frac{\sqrt{2-D}}{2}$$

A corrente máxima na Chave será igual à corrente máxima no Indutor e é dada por:

$$I_{CHmx} = I_{Lmx} = \frac{P_s}{V_e \times \eta} + \frac{V_e \times D}{4 \times L_e \times f_{ch}}$$

A tensão máxima sobre a chave se dá no seu bloqueio e vale o dobro da tensão de saída máxima referenciada ao primário:

$$V_{CHmx} = 2 \times n \times \left(V_{Smd} + \frac{\Delta V_S}{2}\right)$$

## CORRENTES NO TRANSFORMADOR

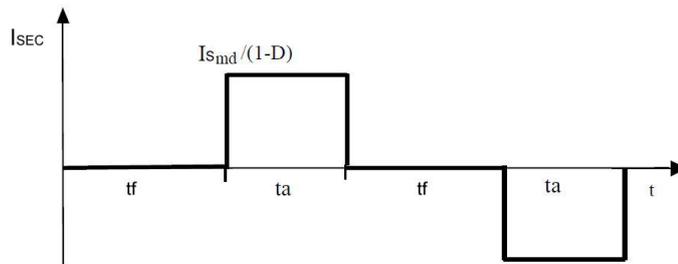
As correntes média ( $I_{PRImd}$ ), eficaz ( $I_{PRIef}$ ) e máxima ( $I_{PRImx}$ ), no primário do Transformador serão as mesmas calculadas para uma chave.

A corrente média no secundário do transformador será a corrente média na carga:

$$I_{SECmd} = \frac{1}{T/2} \times \int_0^{(1-D) \times T/2} \left(\frac{I_{Smd}}{1-D}\right) dt = \frac{2}{T} \times \left(\frac{I_{Smd}}{1-D}\right) \times (1-D) \times \frac{T}{2} = I_{Smd} = \frac{P_s}{V_s}$$

Considerando ainda, uma pequena ondulação de corrente, a corrente eficaz no secundário se aproxima de intervalos descontínuos com valores constantes, conforme demonstrado na Figura 64, é definida como:

Figura 64 Corrente eficaz no secundário do transformador.



$$I_{SECef} = \sqrt{\frac{2}{T} \times \int_0^{\Delta t_a} \left( \frac{I_{Smd}}{1-D} \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \times \left( \frac{I_{Smd}}{1-D} \right)^2 \times (1-D) \times \frac{T}{2}} = \sqrt{\left( \frac{I_{Smd}}{1-D} \right)^2 \times (1-D)}$$

$$I_{SECef} = I_{Smd} \times \sqrt{\frac{1}{(1-D)^2} \times (1-D)} = I_{Smd} \times \sqrt{\frac{1}{1-D}} = \frac{I_{Smd}}{\sqrt{1-D}} = \frac{P_s}{V_s} \times \frac{1}{\sqrt{1-D}}$$

$$I_{SECef} = \frac{P_s}{V_s} \times \frac{1}{\sqrt{1-D}}$$

Assim, a corrente máxima no secundário é dado por:

$$I_{SECmx} = \frac{P_s}{V_s} \times \frac{1}{1-D}$$

## CORRENTES NOS DIODOS DE SAIDA

As especificações para os diodos têm parâmetros similares às chaves, que são a corrente média, de pico, e a tensão de bloqueio. A corrente de pico acontece no início da condução e é determinado pelo pico da corrente no indutor referenciado ao secundário do transformador. A tensão reversa máxima é estabelecida pela tensão de saída  $V_S$ .

As correntes eficaz, média e máxima nos diodos, podem ser expressas em função da corrente média de saída  $I_{Smd}$ .

Assim teremos:

$$I_{Dmd} = \frac{I_{Smd}}{2} = \frac{P_s}{2 \times V_s}$$

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \times \int_0^{\Delta ta} \left( \frac{I_{Smd}}{1-D} \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \times \left( \frac{I_{Smd}}{1-D} \right)^2 \times (1-D) \times \frac{T}{2}} = \frac{P_s}{V_s} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{1-D}}$$

$$I_{Dmx} = \frac{P_s}{V_s} \times \frac{1}{1-D}$$

E, a tensão Reversa por:

$$V_{Dmx} = V_{Smd} \times \frac{\Delta V_s}{2}$$

## 14 ANEXO-3

### DIMENSIONAMENTO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Têm-se algumas relações importantes usadas para o cálculo dos componentes magnéticos do projeto.

Sejam:

- Lei de Faraday:

$$v(t) = N \times \frac{d\phi}{dt} = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t}$$

- Lei de Ampere:

$$\oint H \times dl = H \times l = N \times i$$

- Relação volt-ampère:

$$v(t) = L \times \frac{di(t)}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

- Indução Magnética:

$$B = \mu H$$

- Fluxo Magnético:

$$\phi = B \times A_E \Rightarrow \Delta\phi = \Delta B \times A_E$$

Os parâmetros necessários ao dimensionamento físico dos componentes são:

- O produto da área da coluna central pela área da janela do núcleo -  $A_{ex}A_w$ ,
- O número de espiras do indutor -  $N$ ,
- O comprimento do entreferro -  $l_g$  e,
- A área da seção de cobre dos enrolamentos -  $S_{cu}$ .

**PARA O INDUTOR**

$$V_{Le} = N \times \frac{\Delta B \times A_E}{\Delta t}$$

E, na etapa de transferência, com  $\Delta t = (1 - D_{mi}) \times T / 2$ , tem-se:

$$V_{Le} = N \times \frac{\Delta B \times A_E}{(1 - D_{mi}) \times T / 2} = N \times \frac{2 \times f \times \Delta B \times A_E}{(1 - D_{mi})}$$

$$A_E = \frac{V_{Le}}{N \times \Delta B} \times \frac{(1 - D_{mi})}{2 \times f}$$

A maior variação de fluxo magnético se dá quando a razão cíclica for mínima, garantindo assim, neste ponto de operação, a não saturação do núcleo (Peraca, 2002).

Consideram-se as relações:

$$N \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \Rightarrow N = L \frac{\Delta i}{\Delta \phi} = L \frac{\Delta i}{\Delta B \times A_e}$$

Tem-se que quando se tem a máxima corrente no indutor ( $I_{Lmx}$ ), também se tem o máximo valor de Campo ( $B_{mx}$ ), tem-se:

$$N_{Le} = \frac{L \times I_{Lmx}}{B_{mx} \times A_e}$$

A máxima densidade de corrente é definida como:

$$J_{mx} = \frac{N_{Le} \times I_{Lmx}}{A_p}$$

$$A_p = K_w \times K_s \times A_w$$

$$A_w = \frac{N_L \times I_{Lmx}}{K_w \times K_s \times J_{mx}}$$

Com:  $N_{Le}$ =Número de espiras do indutor de entrada,  $K_S$ =Fator de ocupação do enrolamento,  $K_W$ =Fator de utilização da janela do núcleo e  $A_W$ =Área da janela do núcleo.

Sendo  $A_P$  a área transversal do enrolamento de cobre, que leva em consideração o fator de ocupação do carretel em  $\text{cm}^2$ .

## ENTREFERRO

A indutância depende diretamente do número de espiras e da relutância total do circuito magnético, conforme a expressão:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{total}}$$

Em um núcleo, independente da qualidade do material empregado, sempre ocorrerá uma oposição à passagem de fluxo (relutância), calculada pela relação:

$$\mathfrak{R}_{nu} = \frac{l_{nu}}{\mu_{nu} \times A_e}$$

Onde:  $l_{nu}$  é o comprimento do caminho magnético e  $\mu_{nu}$  a permeabilidade do núcleo.

A introdução de um entreferro no circuito magnético aumenta sua relutância total, diminuindo assim sua indutância. Para um entreferro de ar, a relutância adicional será:

$$\mathfrak{R}_{entf} = \frac{l_{entf}}{\mu_0 \times A_e}$$

Onde:  $l_{entf}$  = comprimento do entreferro e  $\mu_0$  = permeabilidade do ar.

Os entreferros são utilizados em indutores por duas razões:

- O entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do material do núcleo. Com isso, variações no ponto de operação e na temperatura, que fortemente influenciam o valor da permeabilidade do material do núcleo, não provocam alterações significativas no valor da indutância total.

- A adição de entreferro permite que o indutor opere com correntes maiores

sem saturar o núcleo.

A redução do efeito skin é conseguida com a utilização de cabos compostos por múltiplos fios, estrategicamente dispostos em ciclos contínuos do centro para a superfície e, de diâmetro menor que a profundidade de penetração estabelecida.

## DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR

As expressões abaixo calculam os parâmetros de projeto do indutor (Peraca, 2002).

$$A_W \times A_E = \frac{L \times I_{Lmx} \times I_{Lef}}{K_W \times B_{mx} \times J_{mx}} \times 10^4, \text{ cm}^4$$

$$N = \frac{L \times I_{Lmx}}{B_{mx} \times A_E} \times 10^4$$

$$l_g = \frac{N^2 \times \mu_0 \times A_E}{L_{Le}} \times 10^{-2}, \text{ mm}$$

## PARA O TRANSFORMADOR

A variação de fluxo magnético no transformador acontece apenas na etapa de transferência de energia para a carga, assim, pode-se estimar o tamanho do núcleo com base nos parâmetros do enrolamento secundário.

Considerando:

$$N_{SEC} \times I_{SECmx} = A_P \times J_{mx} = K_s \times K_W \times A_W \times J_{mx}$$

$$I_{SECmx} = \frac{P_s}{V_s} \times \frac{1}{1-D}$$

Onde:

$N_{SEC}$  – Número de espiras do enrolamento secundário;

$I_{SECmx}$  – Corrente de pico no enrolamento secundário;

$J_{mx}$  – Densidade de corrente máxima.

Substituindo  $I_{SEC_{MX}}$  na expressão abaixo, tem-se:

$$A_W = \frac{N_{SEC}}{K_S \times K_W \times J_{mx}} \times \frac{P_S}{V_S \times (1 - D_{mx})}$$

## DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO TRANSFORMADOR

Na expressão acima a razão cíclica é máxima para uma corrente de pico máxima no enrolamento secundário do transformador.

Portanto o produto das áreas do núcleo é calculado por:

$$A_W \times A_E = \frac{N_{SEC}}{K_S \times K_W \times J_{mx}} \times \frac{P_S}{V_S \times (1 - D_{mx})} \times \frac{V_S \times (1 - D_{mi})}{N_{SEC} \times B_{mx} \times 2 \times f} \times 10^4 \text{ cm}^4$$

$$A_W \times A_E = \frac{P_S}{K_S \times K_W \times J_{mx} \times B_{mx} \times 2 \times f} \times \frac{(1 - D_{mi})}{(1 - D_{mx})} \times 10^4 \text{ cm}^4$$

Em seguida encontra-se o número de espiras do secundário que é dado por:

$$N_{SEC} = \frac{V_S \times (1 - D_{mi})}{A_E \times B_{mx} \times 2 \times f}$$

Finalmente calcula-se o número de espiras do primário:

$$N_{PRI} = n \times N_{SEC}.$$

## DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES

A área de cobre (em  $\text{cm}^2$ ) necessária para garantir a densidade de corrente desejada é dada por:

$$S_{CU} = \frac{I_{ef}}{J_{mx}}$$

A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (skin effect). O aumento da frequência provoca uma distribuição periférica da corrente com alta densidade nas bordas e baixa densidade na região central, reduzindo a área efetiva do condutor. A profundidade de penetração é definida como a profundidade medida da superfície do condutor até quando a corrente é atenuada

a 37% do seu valor na superfície. Esta profundidade de penetração é também chamada de profundidade da pele e é calculado por:

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}}$$

Assim, o condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor  $2 \times \Delta$ .

$$S_{fio} = \frac{I_{ef}}{J_{mx}} < \pi \times \left( \frac{2 \times \Delta}{2} \right)^2$$

Em geral o diâmetro do condutor é superior ao limite estabelecido pelo efeito pelicular. É possível ainda, a associação de condutores em paralelo a fim de atender a capacidade de condução sem superaquecer os condutores. Assim, calcula-se o número de condutores por:

$$n_{Cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}}, \text{ onde } S_{skin} = \pi \times \left( \frac{2 \times \Delta}{2} \right)^2 \text{ é área do condutor cujo diâmetro}$$

máximo é limitado pelo valor  $2 \times \Delta$ .

Para núcleos de ferrite usuais o valor de  $B_{mx}$  fica em torno de 0,3T (valor estabelecido pela curva de magnetização do material). A densidade de corrente depende dos condutores utilizados nos enrolamentos e, tipicamente utiliza-se 350A/cm<sup>2</sup>. Os fabricantes de núcleos disponibilizam alguns tamanhos e formatos padrões de núcleos assim, deve-se selecionar o núcleo com o  $A_{exAw}$  maior e mais próximo do calculado.

Como última etapa de projeto físico, deve-se verificar a Possibilidade de Execução (PExec) com os valores calculados, isto é, atestar se os enrolamentos cabem na janela do núcleo ( $A_w$ ). Portanto, o acondicionamento do enrolamento calculado deve preencher uma janela mínima dada por:

$$A_{Wmi} = \frac{N \times n_{cond} \times S_{fio-isolado}}{K_w}$$

**POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO**

A Possibilidade de Execução é definida como:

$$PExec = \frac{A_{wmi}}{A_{wnúcleo}} < 1$$

Caso o enrolamento não encaixe na janela selecionada, deve-se ajustar os parâmetros  $B_{mx}$ ,  $J_{mx}$ , e  $n_{condutores}$  ou selecionar um núcleo maior.