

KLEBER CESAR ALVES DE SOUZA

**ESTUDO E OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS
UTILIZADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS
À REDE ELÉTRICA COMERCIAL**

**FLORIANÓPOLIS
2009**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS
UTILIZADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS
À REDE ELÉTRICA COMERCIAL**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

KLEBER CESAR ALVES DE SOUZA

Florianópolis, Agosto de 2009

*À toda minha família,
que mesmo distante nunca deixou faltar apoio.*

*À minha amada esposa,
que só meu coração consegue descrever tamanha gratidão.*

AGRADECIMENTOS

A você, que lendo este trabalho, compartilha comigo o resultado de muita doação e esforço.

Ao Professor Denizar Cruz Martins, pela orientação, pela compreensão e amizade durante o curso de doutorado.

Aos Professores Arnaldo, Denizar, Ênio, Hari, Ivo e João Carlos, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos e lições.

Aos funcionários e também amigos Pacheco, Coelho e Rafael pela colaboração e apoio logístico para realização deste trabalho.

A todos os funcionários e estagiários que passaram no INEP, que cada um de sua forma, contribuiu para que este trabalho se tornasse realidade.

Aos colegas, alunos de doutorado, alunos de mestrado, alunos de graduação, pela amizade, pelas diversões e companheirismo.

Aos colegas João Américo, Romeu, Edílson Mineiro, Claudinor, Altamir, Mateus, André, Cícero, Alceu, Jean, Aniel, Carlos, Edward, Odiglei e Telles, por compartilharem comigo estes anos de estudo, de amizade, de companheirismo e de esforço e dedicação.

Aos alunos de graduação e também colegas trabalho Felipe, Janaína e Lisandra por suas valorosas contribuições no desenvolvimento deste trabalho.

Agradecimento em especial ao amigo Roberto Francisco Coelho, que sempre esteve pronto a ajudar e que hoje completa com grande competência as pesquisas em fontes renováveis.

Aos membros da banca examinadora por reservarem tempo em seus concorridos dias para leitura deste trabalho de Tese.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao CNPq, pelo apoio financeiro.

À minha família, faltam-me palavras para expressar a alegria de fazer parte de vosso meio.

À minha amada esposa Érika e sua família, por conquistarem este coração.

Ao povo brasileiro, que, com dignidade, bravura e criatividade, sobrevive às intempéries dos infrutíferos, financiando a formação acadêmica de jovens sonhadores.

Aos meus amigos, inúmeros, inclusive você, que durante estes anos, tornaram esta passagem mais suave e especial.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

ESTUDO E OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS UTILIZADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA COMERCIAL

Kleber César Alves de Souza

Agosto/2009

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras Chave: Sistema fotovoltaico, conversores CC-CC e CC-CA, rede elétrica de energia, seguidor de máxima potência (MPPT).

Número de páginas: 288

RESUMO: Este trabalho apresenta um estudo na área de eletrônica de potência aplicada à tecnologia de painéis solares fotovoltaicos. Uma revisão das arquiteturas utilizadas até o momento para realizar a conversão de energia dos módulos fotovoltaicos é apresentada, além de uma breve classificação e evolução dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica de energia. Para o trabalho, dois conversores CC-CC foram escolhidos, estudados e aplicados como estágios iniciais de potência a um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Estes foram projetados de tal maneira a levar em consideração a redução do número de componentes e das perdas. Uma estratégia de controle para os mesmos foi estudada e foi decidido que o controle associado ao primeiro estágio teria unicamente a função de forçar o mesmo a operar sempre próximo ao ponto de máxima potência. Um conversor CC-CA foi apresentado como segundo estágio do sistema. Uma análise detalhada do controle foi realizada e duas malhas de controle, trabalhando conjuntamente, foram empregadas. Uma para controlar a tensão contínua do barramento e o fluxo de potência. Outra para controlar a corrente de saída do sistema. Além disso, a pesquisa também considerou a possibilidade de conexão de cargas diretamente ao sistema, focando os esforços em cargas não-lineares. Um algoritmo seguidor de máxima potência foi apresentado além de um sistema de proteção e supervisão. Por fim, os resultados experimentais validam os estudos teóricos realizados, além de corroborar algumas hipóteses discutidas no decorrer do trabalho.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the
degree of Doctor in Electrical Engineering

DESIGN AND OPTMIZATION OF STATIC POWER CONVERTERS USED IN GRID CONECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Kleber César Alves de Souza

August/2008

Advisor: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Concentration Area: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Photovoltaic systems, DC-DC and DC-AC converters, grid connected system, maximum power point tracker (MPPT).

Number of pages: 288

Abstract: This work presents a study on the application of power electronics in the photovoltaic system area. An overview of the power electronics architectures applied to photovoltaic modules energy conversion is presented, including a brief classification and evolution of grid connected photovoltaic systems. To the research, two DC-DC converters were chosen, designed and applied as first power stage of a grid connected system. They were designed considering the reduction of losses and devices. A control strategy for them was studied and it was decided that the control associated with the first stage would have only the function of forcing it to operate always near the point of maximum power. A DC-AC converter was presented as the second stage of the system. A detailed control analysis was developed and two loop controls, working together, were employed. One loop to control the voltage of bus and the power flow. Another to control the output current of the system. Moreover, the research also considered the possibility of connecting a load directly to the system, focusing efforts on non-linear loads. A maximum power point tracker algorithm and a system of protection and supervision were presented. Finally, the experimental results validate the theoretical studies conducted, in addition to corroborate some assumptions discussed in the course of work.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xvi
LISTA DE TABELAS	xxvii
SIMBOLOGIA	xxviii
1. INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1.1. INTRODUÇÃO	1
1.2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	6
1.2.1. EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	9
1.2.2. CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	11
1.2.2.1. NÚMERO DE ESTÁGIOS PROCESSADORES DE POTÊNCIA	11
1.2.2.2. CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO	12
1.2.2.3. TRANSFORMADORES E TIPOS DE CONEXÕES	13
1.2.3. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS BASEADOS NOS MÓDULOS CA.....	14
1.2.4. SISTEMAS BASEADOS EM TECNOLOGIA SÉRIE E MULTI-SÉRIE.....	19
1.3. MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS DA PESQUISA	22
1.4. CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO DE TESE	24
1.5. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	26
2. ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE PWM ZVS COM COMANDO ASSIMÉTRICO.....	27
2.1. INTRODUÇÃO	27
2.2. ANÁLISE DO CONVERSOR	29
2.2.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	30
2.3. ANÁLISE DA COMUTAÇÃO SUAVE.....	42
2.4. CAPACITORES DE ARMAZENAMENTO (C_{e1} e C_{e2}).....	44
2.5. CÁLCULO DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO	45
2.6. CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR	46
2.7. OTIMIZAÇÃO E DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE.....	49
2.8. PROJETO DO TRANSFORMADOR.....	58

2.8.1.	OTIMIZAÇÃO DA ÁREA DA JANELA E DAS PERDAS E NO COBRE	59
2.8.2.	MINIMIZAÇÃO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR ATRAVÉS DA ESCOLHA DO MELHOR VALOR DE ΔB	63
2.9.	INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO	66
2.10.	ANÁLISE DO CONTROLE DO CONVERSOR MEIA PONTE	67
2.11.	FILTRAGEM DAS ALTAS E BAIXAS FREQUÊNCIAS DA CORRENTE	71
2.12.	PROJETO DO CONVERSOR	74
2.12.1.	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	74
2.12.2.	CÁLCULOS INICIAIS.....	75
2.12.3.	RAZÃO CÍCLICA PARA CARGA MÍNIMA.....	75
2.12.4.	CÁLCULO DOS CAPACITORES DE ARMAZENAMENTO (C_{e1} e C_{e2}).....	77
2.12.5.	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR	77
2.12.5.1.	CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE OCUPAÇÃO	77
2.12.5.2.	DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO	78
2.12.5.3.	ESCOLHA DO NÚCLEO	79
2.12.5.4.	CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO	80
2.12.5.5.	CÁLCULO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR.....	81
2.12.5.6.	CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA NO NÚCLEO.....	81
2.12.5.7.	DETERMINAÇÃO DO FIO ELEMENTAR	82
2.12.5.8.	CÁLCULO DA POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO	83
2.12.6.	DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES.....	84
2.12.6.1.	PERDAS POR CONDUÇÃO NOS INTERRUPTORES.....	85
2.12.7.	DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES.....	85
2.12.8.	FILTRO DE BLOQUEIO DA COMPONENTE CONTÍNUA.....	86
2.12.9.	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA.....	86
2.12.9.1.	INDUTOR DE FILTRO	86
2.12.9.2.	CAPACITOR DE FILTRO.....	87
2.12.10.	ELEMENTOS DOS FILTROS DE ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA	88
2.13.	CONCLUSÃO	88
3.	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA PWM ZVS.....	90
3.1.	INTRODUÇÃO	90

3.2.	ANÁLISE DO CONVERSOR	91
3.2.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	91
3.3.	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO SUAVE.....	105
3.4.	CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR	106
3.5.	OTIMIZAÇÃO E DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE.....	109
3.6.	PROJETO DO TRANSFORMADOR.....	115
3.6.1.	OTIMIZAÇÃO DAS PERDAS NO COBRE.....	117
3.6.2.	MINIMIZAÇÃO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR ATRAVÉS DA ESCOLHA DO MELHOR VALOR DE ΔB	118
3.7.	ANÁLISE DO CONTROLE DO CONVERSOR PONTE COMPLETA	118
3.8.	FILTRAGEM DAS ALTAS E BAIXAS FREQUÊNCIAS DA CORRENTE	119
3.9.	PROJETO DO CONVERSOR	119
3.9.1.	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	120
3.9.2.	CÁLCULOS INICIAIS.....	120
3.9.3.	RAZÃO CÍCLICA PARA CARGA MÍNIMA.....	121
3.9.4.	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR	122
3.9.4.1.	CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE OCUPAÇÃO	122
3.9.4.2.	DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO	122
3.9.4.3.	ESCOLHA DO NÚCLEO	123
3.9.4.4.	CÁLCULO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR.....	124
3.9.4.5.	CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA NO NÚCLEO.....	125
3.9.4.6.	DETERMINAÇÃO DO FIO ELEMENTAR	125
3.9.4.7.	CÁLCULO DA POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO	127
3.9.5.	DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES.....	127
3.9.5.1.	PERDAS POR CONDUÇÃO NOS INTERRUPTORES.....	128
3.9.6.	DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES	128
3.9.7.	FILTRO DE BLOQUEIO DA COMPONENTE CONTÍNUA.....	129
3.9.8.	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA.....	129
3.9.8.1.	INDUTOR DE FILTRO	129
3.9.8.2.	CAPACITOR DE FILTRO.....	130
3.9.9.	ELEMENTOS DOS FILTROS DE ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA	130
3.10.	CONCLUSÃO	131

4.	ANÁLISE DO INVERSOR PONTE COMPLETA	133
4.1.	INTRODUÇÃO	133
4.2.	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR	135
4.2.1.	ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	135
4.3.	ANÁLISE E MODELAGEM DINÂMICA DO INVERSOR.....	138
4.4.	ANÁLISE DO CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA	141
4.4.1.	ANÁLISE SIMPLIFICADA	141
4.4.2.	EXPANSÃO E GENERALIZAÇÃO DA ANÁLISE	144
4.4.3.	COMPENSADOR DE CORRENTE.....	149
4.5.	ANÁLISE DO CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO.....	151
4.5.1.	COMPENSADOR DE TENSÃO	153
4.6.	ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR.....	154
4.6.1.	VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA.....	154
4.6.2.	ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA E DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA.....	155
4.6.3.	LIMITES DA TENSÃO DE ENTRADA.....	157
4.6.4.	ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA	160
4.6.5.	CONSEQUÊNCIAS DECORRENTE DA CONEXÃO DE CARGAS.....	161
4.6.6.	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES.....	165
4.7.	ESTUDO DAS PERDAS NOS SEMICONDUTORES	167
4.7.1.	PERDAS POR CONDUÇÃO NO IGBT.....	167
4.7.2.	PERDAS POR CONDUÇÃO NO DIODO	169
4.7.3.	PERDAS POR COMUTAÇÃO NO IGBT.....	169
4.7.3.1.	PERDAS DURANTE A ENTRADA EM CONDUÇÃO.....	170
4.7.3.2.	PERDAS DURANTE O BLOQUEIO.....	172
4.7.4.	PERDAS POR COMUTAÇÃO NO DIODO	173
4.8.	PROJETO DO INVERSOR.....	174
4.8.1.	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO PARA 475 E 950W.....	174
4.8.2.	CÁLCULOS INICIAIS.....	175
4.8.3.	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE SAÍDA.....	175
4.8.4.	DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES.....	176

4.8.5.	SENSOR DE EFEITO HALL.....	177
4.8.5.1.	CÁLCULO DO RESISTOR SHUNT.....	177
4.8.6.	COMPENSADOR DE CORRENTE.....	178
4.8.7.	COMPENSADOR DE TENSÃO.....	181
4.9.	CONCLUSÃO.....	183
5.	CIRCUITOS MPP, SUPERVISÃO E AUXILIARES DO SISTEMA.....	184
5.1.	INTRODUÇÃO.....	184
5.2.	ALGORÍTIMO SEGUIDOR DE MÁXIMA POTÊNCIA MPP.....	191
5.3.	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E MPP.....	197
5.4.	DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E MPP.....	199
5.5.	CIRCUITOS AUXILIARES.....	204
5.5.1.	CONDICIONADOR DE SINAL.....	204
5.5.2.	CIRCUITO PARA LIMITAÇÃO DA CORRENTE DE PRÉ-CARGA.....	205
5.5.3.	FONTE AUXILIAR.....	207
5.6.	CONCLUSÃO.....	207
6.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	209
6.1.	INTRODUÇÃO.....	209
6.2.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE ZVS PWM.....	209
6.3.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR PONTE COMPLETA ZVS PWM.....	212
6.4.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O INVERSOR.....	214
6.5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	223
6.6.	CONCLUSÃO.....	234
	CONCLUSÃO GERAL.....	235
A.	ESQUEMÁTICO E NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS	242
A.1.	ESQUEMÁTICO PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR MP PWM ZVS.....	242

A.1.1.	NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR MP PWM ZVS	242
A.2.	ESQUEMÁTICO PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PC PWM ZVS.....	243
A.2.1.	NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PC PWM ZVS	243
A.3.	ESQUEMÁTICO PARA A SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO	245
A.3.1.	NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO.....	245
B.	DIAGRAMA DE BLOCOS UTILIZADO NO SIMULINK PARA SIMULAÇÃO DO MODELO ELÉTRICO DO PAINEL	247
B.1.	BLOCO PRINCIPAL DE SIMULAÇÃO	247
B.1.1.	SUB-BLOCO 1 DO BLOCO PRINCIPAL E SEUS SUB-GRUPOS.....	247
B.1.2.	SUB-BLOCO 2 DO BLOCO PRINCIPAL	249
C.	CÓDIGOS FONTE DOS MICROCONTROLADORES	251
C.1.	CÓDIGO FONTE DO PRIMEIRO PIC	251
C.2.	CÓDIGO FONTE DO SEGUNDO PIC	259
D.	PROJETO DA FONTE AUXILIAR.....	264
E.	ESQUEMAS ELÉTRICOS DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E DE CONTROLE	271
E.1.	FOTOS DO PROTÓTIPO	275
	REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA.....	277

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Painéis solares ocupam praticamente todos os espaços disponíveis nos telhados dos prédios do complexo da Google.	4
Fig. 1.2 – Foto de um dos vários estacionamentos espalhados no complexo da Google.	4
Fig. 1.3 – Países onde os sistemas fotovoltaicos são amplamente utilizados nem sempre estão nos lugares mais ensolarados no mundo. Além disso, em 2005, três países eram responsáveis por 90%, dos 3705MW, da produção de energia elétrica a partir de painéis solares.....	5
Fig. 1.4 - Como processar a energia fotovoltaica?.....	7
Fig. 1.5 - Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.	7
Fig. 1.6 – Sistemas fotovoltaicos: a) tecnologia centralizada; b) tecnologia série; c) tecnologia multi-série e d) tecnologia módulo CA.....	10
Fig. 1.7 – Exemplos de sistemas classificados pela quantidade de estágios: a) sistema de processamento único que incorpora o circuito MPPT, o controle da corrente de saída e a amplificação da tensão; b) sistema de processamento duplo onde o conversor CC-CC é responsável pelo sistema MPPT e o inversor pelo controle de corrente; c) sistema de processamento duplo onde cada arranjo é conectado a um conversor CC-CC dedicado que é conectado ao inversor.....	12
Fig. 1.8 – Possibilidades de conexão do capacitor de desacoplamento: a) capacitor colocado na entrada do sistema em paralelo com o arranjo; b) o capacitor é colocado tanto na entrada quanto entre os estágios.	12
Fig. 1.9 – Exemplos de utilização de transformadores em sistemas fotovoltaicos: a) transformador projetado para baixa frequência utilizado entre a rede e o sistema (muito utilizado como solução para inserção de componentes contínuas na rede; b) transformador projetado para alta frequência acoplado a um conversor CA-CA; c) transformador projetado para alta frequência utilizado em um conversor CC-CC.....	13
Fig. 1.10 – Tipos de conexão de sistemas fotovoltaicos com a rede: a) e b) inversores alimentados em corrente (CSI) comutando com o dobro da frequência da rede; c) e d) inversores alimentados em tensão (VSI) comutando em alta frequência.....	14
Fig. 1.11 - O inversor bidirecional flyback, baseado no conversor CC - CC bidirecional de saída variável [25].	15
Fig. 1.12 – Sistema monofásico de 100W constituído de um conversor flyback.....	16

Fig. 1.13 – Outro sistema baseado em um conversor flyback com um circuito de desacoplamento.	16
Fig. 1.14 – Sistema baseado em um inversor tipo flyback de dois interruptores.....	16
Fig. 1.15 – Sistema baseado no conversor buck-boost.	17
Fig. 1.16 – Sistema constituído por um flyback CC-CC e um inversor, formado por SCRs, operando em 120Hz.	17
Fig. 1.17 – Sistema baseado em um flyback e um inversor PWM.	17
Fig. 1.18 – Sistema proposto por [20] e [33]. O conversor CC-CC eleva a tensão dos módulos e o inversor, conectado à rede, gera em corrente senoidal de saída.	18
Fig. 1.19 – Sistema meia ponte três níveis com diodo de grampeamento.	19
Fig. 1.20 – Sistema fotovoltaico conectado à rede com circuito de controle de geração (GCC).	20
Fig. 1.21 – Circuito proposto em [37] para o sistema fotovoltaico.	20
Fig. 1.22 – Sistema multi-série de 2000W.....	21
Fig. 1.23 – Sistema multi-série de 1500W.....	21
Fig. 2.1 – Conversor Meia-Ponte, PWM, ZVS com comando assimétrico.	27
Fig. 2.2 – Conversor Meia-Ponte Isolado convencional.....	28
Fig. 2.3 – Estrutura simplificada do MP-PWM-ZVS Assimétrico.....	30
Fig. 2.4 – Circuito equivalente à primeira etapa de operação.....	30
Fig. 2.5 – Circuito equivalente à segunda etapa de operação.	31
Fig. 2.6 – Circuito equivalente à terceira etapa de operação.	33
Fig. 2.7 – Circuito equivalente à quarta etapa de operação.	34
Fig. 2.8 – Circuito equivalente à quinta etapa de operação.	35
Fig. 2.9 – Circuito equivalente à sexta etapa de operação.	36
Fig. 2.10 – Circuito equivalente à sétima etapa de operação.....	37
Fig. 2.11 – Circuito equivalente à oitava etapa.....	38
Fig. 2.12 – Circuito equivalente à nona etapa de operação.....	39
Fig. 2.13 – Circuito equivalente à décima etapa de operação.....	40
Fig. 2.14 – Principais formas de onda.....	42
Fig. 2.15 – Modelo do conversor com capacitores equivalentes.	46
Fig. 2.16 - Tensão e corrente em L_r durante um período de funcionamento.	47
Fig. 2.17 – Característica de saída do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico.....	49
Fig. 2.18 – Característica de transferência do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico.	49
Fig. 2.19 – Curva com os mínimos valores de indutância para vários D_{\min}	53

Fig. 2.20 – Indutância de ressonância em função da relação de transformação.	54
Fig. 2.21 – Comportamento das correntes parametrizadas dos interruptores em função da razão cíclica.	55
Fig. 2.22 – Ajuste ótimo para o indutor ressonante e a relação de transformação.	57
Fig. 2.23 – Circuito de potência do conversor com dois secundários.	59
Fig. 2.24 – (a) Esquema básico do transformador com um primário e vários secundários; (b) Topologia básica de um núcleo com a área da janela (A_w) sombreada; (c) A própria janela com os vários enrolamentos dispostos.	60
Fig. 2.25 – Variação das perdas no cobre com relação α_1	62
Fig. 2.26 – Dependência da perda no cobre, no núcleo e total em relação a densidade de fluxo.	64
Fig. 2.27 – Variação da densidade de fluxo no transformador.	66
Fig. 2.28 – Diagrama funcional [57] ilustrando a dependência de $v_o(t)$ das variáveis independentes $v_i(t)$, $i_o(t)$ e d	68
Fig. 2.29 – Diagrama funcional [57] do sistema com realimentação.	68
Fig. 2.30 – Curva corrente x tensão e potência x tensão para $T=25^\circ\text{C}$ e $S=400$ e 1000W/m^2	69
Fig. 2.31 – Curva corrente x tensão e potência x tensão para $S=1000\text{ W/m}^2$ e para $T=5^\circ$ e 65°C	69
Fig. 2.32 – Diagrama funcional ilustrando a dependência de $P_o(t)$ das variáveis independentes S (incidência solar) e T (temperatura).	69
Fig. 2.33 – Diagrama funcional da malha de potência aplicada ao conversor CC-CC.	70
Fig. 2.34 – Percentual de aumento do valor eficaz da corrente em função de q_i	72
Fig. 2.35 – Filtro paralelo localizado na saída do conversor CC-CC.	73
Fig. 2.36 – Modelo simplificado do sistema contemplando os filtros de alta e baixa frequência.	74
Fig. 2.37 – Determinação da mínima razão cíclica.	76
Fig. 2.38 - Correlação entre as perdas no cobre, no núcleo e totais com relação a $\Delta B_{\text{Ótimo}}$	81
Fig. 3.1 – Conversor Ponte Completa, PWM, ZVS.	90
Fig. 3.2 – Estrutura simplificada do PC-PWM-ZVS.	91
Fig. 3.3 – Circuito equivalente à primeira etapa de operação.	92
Fig. 3.4 – Circuito equivalente à segunda etapa de operação.	93
Fig. 3.5 – Circuito equivalente à terceira etapa de operação.	94
Fig. 3.6 – Circuito equivalente à quarta etapa de operação.	95
Fig. 3.7 – Circuito equivalente à quinta etapa de operação.	96
Fig. 3.8 – Circuito equivalente à sexta etapa de operação.	97

Fig. 3.9 – Circuito equivalente à sétima etapa de operação.....	98
Fig. 3.10 – Circuito equivalente à oitava etapa.....	99
Fig. 3.11 – Circuito equivalente à nona etapa de operação.....	101
Fig. 3.12 – Circuito equivalente à décima etapa de operação.....	102
Fig. 3.13 – Circuito equivalente à décima primeira etapa de operação.....	102
Fig. 3.14 – Circuito equivalente à décima segunda etapa de operação.....	103
Fig. 3.15 – Principais formas de onda.....	105
Fig. 3.16 – Tensão e corrente em L_r , tensão V_{AB} e tensão de saída refletida ao primário (V_0') do conversor ideal.....	107
Fig. 3.17 – Característica de saída do conversor PC-PWM-ZVS.....	109
Fig. 3.18 – Curva com os mínimos valores de indutância para vários D_{ABmin}	112
Fig. 3.19 – Indutância de ressonância em função da relação de transformação.....	113
Fig. 3.20 – Ajuste ótimo para o indutor ressonante e para a relação de transformação.....	115
Fig. 3.21 – Circuito de potência do conversor com dois secundários.....	116
Fig. 3.22 – Diagrama funcional da malha de potência aplicada ao conversor CC-CC.....	119
Fig. 3.23 – Modelo simplificado do sistema contemplando os filtros de alta e baixa frequência... 119	119
Fig. 3.24 – Determinação da mínima razão cíclica.....	121
Fig. 3.25 - Correlação entre as perdas no cobre, no núcleo e totais com relação a $\Delta B_{Ótimo}$	125
Fig. 4.1 - Diagrama simplificado do conversor Ponte Completa.....	133
Fig. 4.2 – Circuitos equivalentes que representam as quatro possíveis etapas de operação do inversor.....	135
Fig. 4.3 – Principais formas de onda.....	136
Fig. 4.4 – Modelo equivalente simplificado do inversor.....	139
Fig. 4.5 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$ para valores típicos de tensão de entrada e indutância de saída.....	141
Fig. 4.6 – Diagrama de blocos do sinal de controle.....	142
Fig. 4.7 – Diagrama de blocos do modelo equivalente do sistema.....	142
Fig. 4.8 – Diagrama de blocos da estratégia de controle clássica aplicada no controle da corrente de saída do sistema.....	142
Fig. 4.9 – Diagrama de blocos do sistema de controle com a malha de alimentação direta.....	144
Fig. 4.10 – Sistema sem carga entre inversor e PCC.....	145
Fig. 4.11 – Sistema com carga entre inversor e PCC.....	145

Fig. 4.12 – Diagrama simplificado do inversor com uma carga conectada entre o inversor e a rede.	145
Fig. 4.13 – Diagrama de blocos do sistema de controle considerando a conexão de uma carga.....	147
Fig. 4.14 – Diagrama de blocos do controle da corrente na rede.....	148
Fig. 4.15 – Diagrama de blocos unificado.	148
Fig. 4.16 – Diagrama de blocos simplificado do controle da corrente na rede.....	148
Fig. 4.17 – Modelo simplificado do sistema contemplando a malha de controle da corrente na rede.	149
Fig. 4.18 – Modelo elétrico do compensador de corrente.....	151
Fig. 4.19 – Diagrama assintótico do compensador de corrente.	151
Fig. 4.20 – Modelo elétrico do compensador de tensão.....	153
Fig. 4.21 – Diagrama assintótico do compensador de tensão.	153
Fig. 4.22 – Variação da razão cíclica para um ciclo da rede.....	155
Fig. 4.23 – Ondulação da corrente de saída para vários valores de β	157
Fig. 4.24 – Representação gráfica da tensão de saída do inversor.....	158
Fig. 4.25 – Potência instantânea de saída.....	160
Fig. 4.26 – Carga constituída por um circuito retificador de onda completa com filtro capacitivo.	161
Fig. 4.27 – Tensão da rede (v_o), tensão CC na carga (v_{cc_L}), tensão de entrada do inversor (v_{cc}) e corrente na carga para diferentes valores de L_o	162
Fig. 4.28 – Derivadas de corrente no inversor e na carga.....	164
Fig. 4.29 – Corrente de saída do inversor (i_L), corrente na carga (i_{L_o}) e corrente na rede (i_o).....	165
Fig. 4.30 – Destaque da corrente na rede.....	165
Fig. 4.31 – Característica tensão-corrente do IGBT em estado de condução.	167
Fig. 4.32 – Típicas formas de onda relacionadas à comutação no IGBT.	169
Fig. 4.33 – Detalhe da entrada em condução do IGBT.....	170
Fig. 4.34 – Detalhe do bloqueio do IGBT.....	170
Fig. 4.35 – Diagrama de Bode para o inversor.	179
Fig. 4.36 – Diagrama de Bode para a função de transferência de laço aberto do compensador de corrente.....	180
Fig. 4.37 - Curvas do diagrama de Bode para o compensador de tensão.	182
Fig. 5.1 – Modelo elétrico de uma célula fotovoltaico conectado a uma carga.....	185
Fig. 5.2 – Modelo equivalente da associação série/paralelo de células fotovoltaicas.	186

Fig. 5.3 – Pontos de operação de um módulo fotovoltaico.....	186
Fig. 5.4 – Modelo do painel quando operando em aberto.....	187
Fig. 5.5 – Modelo do painel quando operando em curto-circuito.....	187
Fig. 5.6 – Modelo do painel operando em máxima potência.....	188
Fig. 5.7 – Curvas I x V características do modelo KC50 fornecidas pelo fabricante.....	189
Fig. 5.8 – Circuitos simulados no Orcad para as potências: a) 500W e b) 1000W.	190
Fig. 5.9 – Curva característica de corrente por tensão (IxV) e de potência por tensão (PxV).....	190
Fig. 5.10 – Gráfico da corrente versus tensão para T=25°C e S variando de 300 a 1000W/m ²	194
Fig. 5.11 – Gráfico da potência versus tensão para T=25°C e S variando de 300 a 1000W/m ²	194
Fig. 5.12 – Gráfico da corrente versus tensão para T variando de 5°C a 75°C e S=1000W/m ²	194
Fig. 5.13 – Gráfico da potência versus tensão para T variando de 5°C a 75°C e S=1000W/m ²	194
Fig. 5.14 – Gráfico da derivada da potência versus tensão para T=25°C.	195
Fig. 5.15 – Gráfico da derivada da potência versus corrente para T=25°C.	195
Fig. 5.16 – Fluxograma do algoritmo de máxima potência.	196
Fig. 5.17 – Diagrama de blocos das estratégias de controle aplicadas ao sistema.....	196
Fig. 5.18 – Diagrama blocos do circuito de supervisão e MPP.	197
Fig. 5.19 – Diagrama de blocos do PIC 18F1220.....	198
Fig. 5.20 – Diagrama funcional do PIC I.....	199
Fig. 5.21 – Diagrama funcional do PIC II.....	199
Fig. 5.22 – Fluxograma da rotina principal do código fonte do PIC utilizado no primeiro estágio.200	
Fig. 5.23 – Fluxogramas das sub-rotinas executadas no programa principal.	201
Fig. 5.24 – Fluxograma da rotina principal e das sub-rotinas do código fonte do PIC utilizado no inversor.....	203
Fig. 5.25 – Circuito condicionador de sinal.	204
Fig. 5.26 – Circuito de partida e pré-carga.	206
Fig. 5.27 – Circuito de partida progressiva.	206
Fig. 5.28 – Esquema elétrico da fonte auxiliar.	208
Fig. 6.1 – Esquemático utilizado na simulação do conversor MP ZVS PWM.	209
Fig. 6.2 – Forma de onda da tensão entre os pontos A e B do circuito simulado.....	210
Fig. 6.3 – Tensão no primário do transformador.	210
Fig. 6.4 – Tensão em um dos secundários do transformador.....	210
Fig. 6.5 – Tensão na entrada do filtro do mesmo secundário.	210

Fig. 6.6 – Corrente no indutor ressonante.....	211
Fig. 6.7 – Ondulação de tensão no capacitor C_{e2}	211
Fig. 6.8 – Ondulação de tensão sobre o capacitor C_{e1}	211
Fig. 6.9 – Ondulação da corrente de saída em um dos indutores do filtro.....	211
Fig. 6.10 – Detalhe da comutação do interruptor S_1	211
Fig. 6.11 – Detalhe da comutação do interruptor S_2	211
Fig. 6.12 – Detalhe da comutação do interruptor S	212
Fig. 6.13 – Tensão V_{AB} do conversor Ponte Completa.....	213
Fig. 6.14 – Tensão no primário do transformador.....	213
Fig. 6.15 – Forma de onda da tensão em um dos secundários.....	213
Fig. 6.16 – Tensão na entrada do filtro do respectivo secundário.....	213
Fig. 6.17 – Forma de onda da corrente no indutor ressonante.....	214
Fig. 6.18 – Ondulação da corrente de saída em um dos indutores do filtro.....	214
Fig. 6.19 – Tensão e corrente nos interruptores superiores do conversor Ponte Completa PWM ZVS.....	214
Fig. 6.20 – Tensão e corrente nos interruptores inferiores do conversor Ponte Completa PWM ZVS.....	214
Fig. 6.21 – Esquemático utilizado na simulação do sistema completo.....	215
Fig. 6.22 – Tensão da rede elétrica e corrente na rede elétrica sem conexão de carga.....	215
Fig. 6.23 – Tensão da rede e corrente na rede elétrica com conexão de carga.....	215
Fig. 6.24 – Detalhe da tensão da rede e da corrente na rede elétrica sem geração de energia elétrica a partir do arranjo fotovoltaica.....	216
Fig. 6.25 – Detalhe da tensão da rede e da corrente na rede elétrica com geração de energia elétrica a partir do arranjo fotovoltaica.....	216
Fig. 6.26 – Detalhe da tensão e da corrente na rede elétrica sem geração de energia elétrica fotovoltaica e com conexão de carga antes do ponto de conexão.....	217
Fig. 6.27 – Detalhe da tensão e da corrente na rede elétrica com geração de energia elétrica fotovoltaica e com conexão de carga antes do ponto de conexão.....	217
Fig. 6.28 – Tensão na rede e corrente de saída do sistema com conexão de carga.....	217
Fig. 6.29 – Detalhe da forma de onda da corrente drenada pela carga.....	217
Fig. 6.30 – Detalhe da tensão da rede e da corrente de saída do sistema quando não há geração de energia elétrica fotovoltaica.....	218

Fig. 6.31 – Detalhe da tensão da rede e da corrente de saída do sistema quando há geração de energia elétrica fotovoltaica.	218
Fig. 6.32 – Corrente na carga e corrente de saída do sistema.	218
Fig. 6.33 – Detalhe das formas de onda da corrente na carga e na saída do sistema ($I(L_o)$) quando não há geração de energia elétrica fotovoltaica.	219
Fig. 6.34 – Detalhe da corrente na rede, determinada pela soma da corrente de saída do sistema com a corrente de carga.	219
Fig. 6.35 – Detalhe das formas de onda da corrente na carga e na saída do sistema ($I(L_o)$) quando há geração de energia elétrica fotovoltaica.	219
Fig. 6.36 – Detalhe da corrente na rede, determinada pela diferença entre a corrente de saída do sistema e a corrente de carga.	219
Fig. 6.37 – Formas de onda das correntes no indutor de saída do conversor CC-CC, no filtro de baixa frequência e a corrente que alimenta o banco de capacitores.	220
Fig. 6.38 – Detalhe da corrente no indutor de saída do conversor CC-CC para o sistema operando sem conexão de cargas.	220
Fig. 6.39 – Detalhe da corrente no filtro de baixa frequência para o sistema operando sem conexão de cargas.	220
Fig. 6.40 – Detalhe da corrente que alimenta o banco de capacitores do barramento para o sistema operando sem conexão de cargas.	220
Fig. 6.41 – Corrente fornecida pelo arranjo de painéis ao sistema sem conexão de carga.	221
Fig. 6.42 – Corrente fornecida pelo arranjo de painéis ao sistema com conexão de carga.	221
Fig. 6.43 – Formas de onda das correntes no indutor de saída do conversor CC-CC, no filtro de baixa frequência e a corrente que alimenta o banco de capacitores.	221
Fig. 6.44 – Detalhe da corrente no indutor de saída do conversor CC-CC para sistema operando com conexão de carga.	221
Fig. 6.45 – Detalhe da corrente no filtro de baixa frequência.	222
Fig. 6.46 – Detalhe da corrente que alimenta o banco de capacitores do barramento.	222
Fig. 6.47 – Detalhe da ondulação de 120Hz presente na corrente fornecida pelo arranjo fotovoltaico quando não é aplicado o filtro de baixa frequência.	222
Fig. 6.48 – Detalhe da ondulação de 120Hz presente na corrente do indutor de saída do estágio CC quando não é aplicado o filtro de baixa frequência.	222
Fig. 6.49 – Comportamento da tensão de barramento durante a partida do sistema.	222

Fig. 6.50 – Esquema elétrico simplificado do conversor Ponte Completa.	223
Fig. 6.51 – Esquema elétrico simplificado do conversor Meia Ponte.....	223
Fig. 6.52 – Esquema elétrico simplificado do Inversor.	223
Fig. 6.53 Tensão (Ch1 50V/div), corrente (Ch4 10A/div) e sinal de comando (Ch3 25V/div) no interruptor S_{4fb}	224
Fig. 6.54 – Detalhe do sinal de comando (Ch3 10V/div) e da tensão (Ch1 50V/div) no instante que o interruptor S_1 entra em condução.....	224
Fig. 6.55 – Detalhe do sinal de comando (Ch3 10V/div) e da tensão (Ch1 50V/div) no instante que o interruptor S_1 é bloqueado.....	224
Fig. 6.56 - Tensão (Ch1 50V/div), corrente (Ch4 10A/div) e comando (Ch3 25V/div) no interruptor S_{4fb} para uma carga inferior a 30% para o conversor Ponte Completa.	225
Fig. 6.57 - Tensão (Ch4 50V/div) e comando (Ch3 10V/div) no interruptor S_1 para uma carga inferior a 30% no conversor Meia Ponte.	225
Fig. 6.58 – Tensão no secundário (Ch3 500V/div), tensão V_{AB} (Ch1 100V/div) e corrente no indutor ressonante (Ch4 10A/div) do conversor Ponte Completa.....	225
Fig. 6.59 – Tensão de saída (Ch1 250V/div) e tensão em um dos secundários (Ch3 250V/div) do conversor Ponte Completa.	225
Fig. 6.60 – Forma de onda da corrente no transformador do conversor Meia Ponte.....	226
Fig. 6.61 – Forma de onda da tensão na entrada do filtro de saída de um secundário do conversor Meia Ponte.	226
Fig. 6.62 – Tensão V_{AB} no conversor Ponte Completa.....	226
Fig. 6.63 – Tensão V_{AB} no conversor Meia Ponte.	226
Fig. 6.64 – Curva de rendimento do conversor CC-CC Ponte Completa.	227
Fig. 6.65 – Curva de rendimento do conversor CC-CC Meia Ponte.	227
Fig. 6.66 – Tensão do barramento (Ch1 100V/div) e corrente do sistema (Ch2 5A/div) durante procedimento de partida do sistema.....	227
Fig. 6.67 – Tensão do barramento (Ch1 100V/div) e detalhe da corrente de saída do sistema (Ch2 2A/div) em regime permanente.....	227
Fig. 6.68 – Corrente na rede elétrica (Ch1 1A/div) e sinal do compensador de tensão (Ch1 1V/div).	228
Fig. 6.69 – Corrente de saída do sistema (Ch1 1A/div) durante o procedimento de desligamento.	228
Fig. 6.70 – Corrente na carga (Ch1 2A/div) e tensão na rede elétrica (Ch2 100V/div).....	229

Fig. 6.71 – Corrente no indutor de saída do sistema (Ch1 2A/div) com este operando sem geração fotovoltaica.....	229
Fig. 6.72 – Corrente na rede elétrica (Ch1 2A/div) quando o sistema opera como filtro ativo puro.	229
Fig. 6.73 – Corrente no indutor de saída do sistema (Ch1 2A/div) juntamente com a tensão da rede (Ch2 100V/div).	229
Fig. 6.74 – Corrente na rede elétrica (Ch1 2A/div) e tensão na rede (Ch2 100V/div) quando o sistema opera como filtro ativo puro.....	230
Fig. 6.75 – Corrente na carga I_L (Ch1 2A/div) e corrente no indutor de saída do sistema I_o (Ch2 2A/div).	230
Fig. 6.76 – Corrente de saída do inversor I_o (Ch1 2A/div) e corrente injetada na rede elétrica I_s (Ch2 2A/div).	231
Fig. 6.77 – Corrente na rede I_s (Ch1 2A/div) e tensão na rede elétrica (Ch4 100V/div).	231
Fig. 6.78 – Corrente de saída do sistema I_o (Ch2 2A/div) e na rede I_s (Ch1 2A/div) quando o sistema gera a potência drenada pela carga.	231
Fig. 6.79 – Corrente no filtro de baixa frequência (Ch1 1A/div) e corrente de saída do conversor CC-CC (Ch2 1A/div).	231
Fig. 6.80 – Corrente (Ch2 2A/div) fornecida pelo arranjo fotovoltaico com filtro de baixa frequência.....	232
Fig. 6.81 – Corrente (Ch4 2A/div) fornecida pelo arranjo fotovoltaico sem o filtro de baixa frequência.....	232
Fig. 6.82 – Corrente de saída do inversor I_o (Ch4 1A/div) e tensão da rede V_o (Ch3 100V/div) para o sistema de 500W.	232
Fig. 6.83 – Corrente de saída do inversor I_o (Ch1 2A/div) e tensão da rede V_o (Ch4 100V/div) para o sistema de 1000W.	232
Fig. 6.84 – Tabela de resultados apresentados pelo WaveStar para tensão e corrente na rede com o sistema injetando apenas o excedente de energia.	233
Fig. 6.85 – Tabela de resultados apresentados pelo WaveStar para tensão e corrente na rede com o sistema injetando toda energia.	233
Fig. 6.86 – Percentual da amplitude das harmônicas em relação à amplitude da fundamental da corrente na rede com o sistema injetando o excedente de energia na rede.	233

Fig. 6.87 – Percentual da amplitude das harmônicas em relação à amplitude da fundamental da corrente na rede com o sistema injetando toda energia na rede.....	233
Fig. A.1 – Esquemático utilizado na simulação do conversor MP ZVS PWM.....	242
Fig. A.2 – Esquemático utilizado na simulação do conversor PC ZVS PWM.....	244
Fig. A.3 – Esquemático utilizado na simulação do sistema completo.....	245
Fig. B.1 – Bloco principal de simulação do modelo do painel.....	247
Fig. B. 1 – Sub-bloco 1 do grupo principal.....	248
Fig. B. 2 – Sub-grupo 1a do sub-bloco 1.....	248
Fig. B. 3 – Sub-grupo 1b do sub-bloco 1.....	249
Fig. B. 4 – Sub-grupo 1c do sub-bloco 1.....	249
Fig. B. 5 – Sub-grupo 1d do sub-bloco 1.....	249
Fig. B. 6 – Sub-grupo 2 do grupo principal.....	249
Fig. B. 7 – Sub-grupo 3 do grupo principal.....	250
Fig. B. 8 – Sub-grupo 4 do grupo principal.....	250
Fig. E.1 – Esquema elétrico da placa de controle.....	271
Fig. E.5 – Foto do protótipo de 1000W.....	275
Fig. E.6 – Detalhe da placa de controle e da fonte auxiliar.....	275
Fig. E.7 – Detalhe do conversor Meia-Ponte.....	275
Fig. E.8 – Detalhe do Inversor.....	276
Fig. E.9 – Detalhe da Carga não linear.....	276

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Resumo das mais importantes normas relacionadas com interconexão de sistemas fotovoltaicos à rede.....	8
Tabela 1.2 – Resumo dos sistemas baseados em módulos CA. Para eficiência, “M” refere-se à máxima eficiência, “E” refere-se à eficiência europeia e “N” refere-se à eficiência para condição nominal.....	18
Tabela 1.3 – Resumo das estruturas baseadas na tecnologia série e multi-série.....	22
Tabela 2.1 - Especificações de projeto.....	74
Tabela 2.2 – Constantes do material IP12.....	78
Tabela 2.3 – Dados de catálogo do MOSFET IRFB260NPbF.....	84
Tabela 2.4 - Dados de catálogo do DIODO HFA06TB120.....	85
Tabela 3.1 – Especificações de projeto.....	120
Tabela 3.2 – Constantes do material IP12.....	122
Tabela 3.3 – Dados de catálogo do MOSFET IRFB260NPbF.....	128
Tabela 3.4 - Dados de catálogo do DIODO HFA06TB120.....	129
Tabela 4.1 - Especificações de projeto.....	175
Tabela 5.1 – Parâmetros do Modelo KC50 da KYOCERA.....	188
Tabela 5.2 – Parâmetros obtidos após as associações dos painéis.....	189

SIMBOLOGIA

1. SÍMBOLOS UTILIZADOS NO TRABALHO

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
\bar{X}	Valor parametrizado da grandeza X	-
β	Relação entre a tensão de entrada e a tensão de pico de saída do inversor	-
δ	Possibilidade de execução	-
μ_0	Permeabilidade magnética do ar	H/m
μ_r	Permeabilidade magnética relativa	H/m
ρ	Resistividade do cobre	$\Omega \cdot \text{cm}$
$\rho_{20^\circ\text{C}}$	Resistividade do cobre a 20°C	$\Omega \cdot \text{cm}$
Φ_X	Bitola do fio de um enrolamento X	cm^2
ω	Frequência angular de ressonância do conversor	rad/s
η	Rendimento teórico	-
λ	Relação Volts · Segundos da indutância de magnetização	V · s
σ	Entreferro	cm
$\alpha_1, \alpha_2 \text{ e } \alpha_3$	Coefficientes de ocupação do transformador	-
ΔB	Varição da densidade de fluxo	T
$\Delta B_{\text{ótimo}}$	Varição ótima da densidade de fluxo	T
α_c	Coefficiente de variação da temperatura no cobre	-
α	Fração da área da janela ocupada pelo enrolamento j	-
ΔD	Perda de razão cíclica	-
$\Delta D_{\text{Imín}}$	Perda de razão cíclica para menor corrente de carga	-
ΔI_{mmax}	Mínima ondulação da corrente magnetização	A
ΔI_{mmin}	Máxima ondulação da corrente de magnetização	A
$\Delta I_o\%$	Percentual da variação da corrente de saída	-
ω_p	Frequência angular do pólo	rad/s
Δt	Varição do tempo	s
ΔT	Valor da elevação de temperatura do núcleo	°C
ΔV_{cbmax}	Valor máximo da queda de tensão no capacitor de bloqueio	V
ΔV_{Cieq}	Varição de tensão no capacitor equivalente de entrada do conversor Meia Ponte	V
ΔV_{Epk}	Varição da tensão de entrada do inversor	V
ΔV_i	Varição da tensão de entrada	V
$\Delta V_{\text{ct}}\%$	Varição de tensão na saída do compensador de tensão do inversor	-
ΔV_o	Varição da tensão de saída	V
ω_z	Frequência angular do zero	rad/s
$\Delta \Phi$	Varição de fluxo magnético	Wb
A/D	Analógico/Digital	-
A_e	Área efetiva do núcleo de ferrite	cm^2
A_{painel}	Área útil do painel	cm^2
$A_{s,j}$	Área da seção transversal do enrolamento j	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo de ferrite	cm^2
B	Densidade de fluxo magnético	T
B_{CA}	Densidade pico a pico de fluxo magnético	T
B_{CC}	Densidade de saturação de fluxo magnético	T
B_{max}	Valor máximo da densidade de fluxo magnético	T
B_{SAT}	Valor da densidade de saturação do núcleo	T
$C_1 \text{ e } C_2$	Capacitância intrínseca dos MOSFETs do conversor Meia Ponte	F
$C_{1fb} - C_{4fb}$	Capacitância intrínseca dos MOSFETs do conversor Ponte Completa	F
C_b	Capacitor de bloqueio da componente contínua	F
C_{cp}	Capacitor do compensador de corrente do inversor	F
C_{cz}	Capacitor do compensador de corrente do inversor	F

C_E	Capacitância equivalente de entrada do inversor	F
C_{e1} e C_{e2}	Capacitâncias de entrada do conversor Meia Ponte	F
C_{eq}	Capacitância equivalente dos MOSFETs	F
C_f	Capacitor do filtro de saída	F
$CI(s)$	Função de transferência do controlador de corrente	-
C_{ieq}	Capacitância equivalente da entrada do conversor Meia Ponte	F
C_m	Coefficiente de perdas no núcleo operando a 80°C	-
C_{MPP}	controlador de máxima potência	-
$C_{OSS_{eff}}$	Capacitância de saída efetiva	F
C_t	Capacitor do oscilador	F
C_v	Função de transferência do compensador de tensão do inversor	-
C_{vf}	Capacitor do compensador de tensão do inversor	F
D	Razão cíclica	-
$D1$ e $D2$	Diodos intrínsecos dos MOSFETs do conversor Meia Ponte	-
$D1_{fb}$ - $D4_{fb}$	Diodos intrínsecos dos MOSFETs do conversor Ponte Completa	-
D_{AB}	Razão cíclica para o qual a tensão V_{AB} é igual a V_i	-
D_{ABmax}	Máxima razão cíclica para o qual a tensão V_{AB} é igual a V_i	-
D_{ABmin}	Mínima razão cíclica para o qual a tensão V_{AB} é igual a V_i	-
D_{ef}	Razão cíclica efetiva	-
D_i	Diâmetro do fio elementar	cm
D_{Imin}	Razão cíclica para a mínima corrente de carga	-
D_{max}	Valor máximo da razão cíclica	-
$Dr1$ - $Dr4$	Diodos da ponte retificadora do conversor Meia Ponte	-
$Dr1_{fb}$ - $Dr4_{fb}$	Diodos da ponte retificadora do conversor Ponte Completa	-
e	Erro entre o sinal amostrado e o sinal de referência	-
E_{Diodo_off}	Energia no diodo durante o bloqueio	J
E_{IGBT_off}	Energia no IGBT durante o bloqueio	J
E_{IGBT_on}	Energia no IGBT durante a entrada em condução	J
f_{2h}	Frequência da segunda harmônica	Hz
f_c	Frequência de cruzamento	Hz
f_{caa}	Frequência de corte do filtro anti-aliasing	Hz
f_{cf}	Frequência de corte do filtro	Hz
f_{Pr}	Número de fios em paralelo do primário	-
f_p	Frequência do pólo	Hz
f_r	Frequência da tensão da rede	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
f_{Sx}	Número de fios em paralelo do secundário x	-
f_z	Frequência do zero	Hz
f_{cr}	Fator de crista	-
$Ganho_v$	Ganho do sensor de tensão	-
$Ganho_{Hall}$	Ganho do sensor Hall	-
$Ganho_{PWM}$	Ganho do modulador PWM	-
G_{ct}	Ganho da planta	-
G_{cc-cc}	Função de transferência do conversor CC-CC	-
G_{cd}	compensador para a entrada da perturbação	-
$G_{faa}(s)$	Função de transferência do filtro anti-aiasing	-
G_{ff}	Ganho do filtro passa-baixa	-
$G_{v0,5kW}$	Função de transferência do inversor para o sistema de 0,5kW	-
$G_{v1,0kW}$	Função de transferência do inversor para o sistema de 1,0kW	-
H	Ganho do sensor Hall	-
I e I'	Valores instantâneos atuais e anteriormente amostrados de corrente	A
I_{ac}	Mínima corrente do multiplicador	A
I_{C1} e I_{C2}	Corrente nos capacitores intrínsecos dos MOSFETs do conversor Meia Ponte	A
I_{ce1} e I_{ce2}	Corrente nos capacitores de entrada do conversor Meia Ponte	A
I_{Cieq}	Corrente no capacitor equivalente de entrada do conversor Meia Ponte	A
$I_{Cieqmed}$	Valor médio da corrente no capacitor equivalente de entrada do conversor Meia Ponte	A
I_D	Corrente no diodo	A

I_{Di}	Valor médio da corrente nos diodos	A
$I_{Dr1med} - I_{Dr4med}$	Valor médio da corrente nos diodos da ponte retificadora	A
$I_{Dr1rms} - I_{Dr4rms}$	Valor eficaz da corrente nos diodos da ponte retificadora	A
I_E	Corrente fornecida pela fonte de entrada do inversor	A
I_{hall}	Corrente fornecida pelo sensor de efeito hall	A
i_i	Corrente de entrada do inversor	A
I_j	Corrente no enrolamento j	A
i_L	Corrente no indutor de saída do inversor	A
i_{L_ref}	Referência da corrente no indutor de saída do inversor	A
I_{Lf}	Corrente no indutor do filtro de saída do conversor CC-CC	A
I_{Lm}	Corrente na indutância de magnetização	A
I_{Lmed}	Valor médio da corrente de magnetização	A
I_{Lo}	Corrente no indutor de saída	A
i_{Lr}	Corrente no indutor ressonante	A
I_{mmed}	Valor médio da corrente de magnetização	A
I_{mo}	Corrente de saída do multiplicador	A
I_{mpico}	Valor de pico da corrente de magnetização	A
I_{mpp}	Corrente no máximo ponto de potência	A
I_o	Corrente de saída	A
i_o	Corrente injetada na rede elétrica	A
i_{oP}	Valor de pico da corrente injetada na rede elétrica	A
i_{o_ref}	Corrente injetada na rede elétrica	A
I_o'	Corrente de saída refletida no primário	A
$I_o'_{min}$	Valor mínimo corrente de saída refletida no primário	A
I_{omin}	Valor mínimo da corrente de saída	A
I_{op}	Corrente fornecida pelos painéis em circuito aberto	A
$I_{paineis}$	Corrente fornecida pelos painéis	A
I_{ph}	Corrente correspondente ao efeito fotoelétrico	A
I_{pheq}	Corrente equivalente correspondente ao efeito fotoelétrico	A
i_{ref}	Corrente de referência	A
I_{retmed}	Corrente média no retificador do conversor Meia Ponte	A
$I_{S1} e I_{S2}$	Corrente nos interruptores do conversor Meia Ponte	A
$I_{S1fb} - I_{S4fb}$	Corrente nos interruptores do conversor Ponte Completa	A
$I_{S1rms} e I_{S2rms}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores	A
I_{SC}	Corrente fornecida pelo painel quando em curto-circuito	A
I_{TOTAL}	Valor total da corrente que circula no núcleo do transformador	A
I_{Vi}	Corrente na fonte de entrada	A
i_Z	Corrente de carga do sistema	A
J	Densidade de corrente	A/cm ²
J_{i_max}	Densidade máxima de corrente	A/cm ²
k	Constante de Boltzmann	-
k_g	Constante geométrica	-
k_{gfe}	Constante geométrica do núcleo de ferrite	-
k_{pwm}	Relação entre tensão contínua de entrada do inversor e valor de pico da portadora triangular	-
$k_{v0,5kW}$	Ganho do compensador de tensão para o sistema de 0,5kW	-
$k_{v1,0kW}$	Ganho do compensador de tensão para o sistema de 1,0kW	-
k_W	Fator de utilização da área do enrolamento	-
l_e	Valor do comprimento magnético efetivo do núcleo escolhido	cm
L_f	Indutor do filtro de saída	H
l_j	Comprimento do enrolamento j	cm
L_m	Indutância magnetizante	H
L_o	Indutor de saída do conversor Ponte Completa	H
L_r	Indutor ressonante	H
Lr_{max}	Valor máximo do indutor ressonante	H
Lr_{min}	Valor mínimo do indutor ressonante	H
n	Relação de transformação	-
n_j	Número de espiras do enrolamento j	-

N_P	Número de espiras do enrolamento primário	-
N_S	Número de espiras do enrolamento secundário	-
$P_{Cu,j}$	Perda no cobre do enrolamento j	W
$P_{Cu,P}$	Perda no cobre do enrolamento do primário	W
$P_{Cu,S}$	Perda no cobre do enrolamento do secundário	W
$P_{condDiodo}$	Perdas por condução do diodo	W
$P_{condIGBT}$	Perdas por condução do IGBT	W
P_{Diodo_off}	Perdas durante o bloqueio do diodo	W
P_{IGBT_off}	Perdas no IGBT durante o bloqueio	W
P_{IGBT_on}	Perdas no IGBT durante a entrada em condução	W
P_{in}	Potência de entrada	W
P_n	junção	-
P_{NUCLEO}	Perdas no núcleo	W
P_o	Potência de saída	W
P_{OTIMO}	Valor ótimo das perdas totais no transformador	W
$Prim$	Primário do transformador	
$P_{S1} e P_{S2}$	Perdas nos interruptores do conversor Meia Ponte	W
$P_{S1fb} - P_{S4fb}$	Perdas nos interruptores do conversor Ponte Completa	W
P_{ST}	Perda total nos interruptores	W
P_T	Perdas totais no interruptor do inversor	W
P_{total}	Perda total no transformador	W
q	Ganho estático do conversor Meia Ponte	-
q_i	Relação entre as componentes alternada e contínua da corrente	-
Q_{Cieq}	Carga armazenada no capacitor equivalente de entrada do conversor Meia Ponte	C
R_b	Resistor de amortecimento	Ω
R_{ci}	Resistor do compensador de corrente do inversor	Ω
R_{cz}	Resistor do compensador de corrente do inversor	Ω
$R_{DS(on)}$	Resistência entre dreno e source no MOSFET	Ω
R_{ff}	Resistor do filtro passa-baixa	Ω
R_j	Resistência do enrolamento j	Ω
R_m	Resistor shunt	Ω
R_p	Resistência paralela do painel	Ω
R_{peq}	Resistência paralela do painel equivalente	Ω
R_S	Resistência série do painel	Ω
R_s	Resistor shunt do sensor de efeito Hall	Ω
R_{sh}	Resistor shunt	Ω
R_{Seq}	Resistência série do painel equivalente	Ω
R_T	Resistência térmica do núcleo do transformador	$^{\circ}C/W$
R_V	Resistor do compensador de tensão do inversor	Ω
R_{Vd}	Resistor do compensador de tensão do inversor	Ω
R_{vf}	Resistor do compensador de tensão do inversor	Ω
R_{Vi}	Resistor do compensador de tensão do inversor	Ω
$R_{\theta JA}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}C/W$
S	Índice de incidência solar	W/m^2
$S_{1fb}-S_{4fb}$	Interruptores do conversor Ponte Completa	-
$S_1 e S_2$	Interruptores do conversor Meia Ponte	-
S_D	Seção transversal do fio de cobre	cm^2
Sec	Secundário do transformador	-
t	Tempo	s
T	Temperatura	$^{\circ}C$
T_e	Temperatura do enrolamento de cobre	$^{\circ}C$
T_m	Tempo morto	s
T_{max}	Tempo morto máximo	s
T_{min}	Tempo morto mínimo	s
t_{on}	Tempo que o interruptor permanece habilitado	s
t_{off}	Tempo que o interruptor permanece desabilitado	s
T_S	Período de comutação	s

\hat{V}_{tri}	Tensão de pico da onda portadora triangular	V
V_e e V'	Valores instantâneos atuais e anteriormente amostrados de tensão	V
V_{AB}	Tensão entre os pontos AB	V
V_{ABmed}	Tensão média entre os pontos AB	V
v_{AN}	Valor médio da tensão de saída do braço A	V
v_{BN}	Valor médio da tensão de saída do braço B	V
v_{cc}	Tensão de entrada do inversor	V
$v_{controle}$	Tensão de controle	V
V_C	Tensão de saída do compensador de corrente	V
V_{C1} e V_{C2}	Tensão nos capacitores intrínsecos dos MOSFETs do conversor Meia Ponte	V
$V_{C1fb} - V_{C4fb}$	Tensão nos capacitores intrínsecos dos MOSFETs do conversor Ponte Completa	V
V_{ce1} e V_{ce2}	Tensão nos capacitores de entrada do conversor Meia Ponte	V
$V_{Dr1rms} - V_{Dr4rms}$	Tensão eficaz nos diodos do retificador do conversor Meia Ponte	V
V_{Drmin}	Valor mínimo da tensão nos diodos do retificador do conversor Meia Ponte	V
V_{ds}	Tensão entre dreno e source	V
V_e	Volume efetivo do núcleo	cm ³
V_{ff}	Tensão no filtro passa-baixa	V
v_i	Tensão de saída do inversor	V
V_i	Tensão de entrada	V
V_{imax}	Valor máximo da tensão de entrada	V
V_{imin}	Valor mínimo da tensão de entrada	V
V_{Lo}	Tensão no indutor de saída	V
V_{Lomed}	Tensão média sobre o indutor	V
V_{Lr}	Tensão no indutor ressonante	V
v_o	Tensão da rede	V
V_o	Tensão de saída dos conversores CC-CC	V
V_o'	Tensão de saída refletida no primário	V
$V_o'_{med}$	Valor médio da tensão de saída refletida no primário	V
V_{OC}	Tensão fornecida pelo painel em circuito aberto	V
v_{oP}	Valor de pico da tensão da rede	V
$V_{painéis}$	Tensão dos painéis	V
$V_{P_{kds}}$	Tensão de pico da onda dente de serra	V
V_{ref}	Tensão de referência	V
V_{Rm}	Tensão sobre o resistor shunt	V
v_{Rs}	Queda de tensão sobre o resistor shunt do sensor Hall	V
V_{Sp}	O valor máximo da tensão nos interruptores	V
V_{vea}	Tensão de saída do compensador de tensão do inversor	V
x	Coefficiente de perdas no núcleo operando a 80°C	-
y	Coefficiente de Steimetz	-
Z	Impedância	Ω
$ZVS\%$	Percentual mínimo de carga para o qual o conversor deve operar com ZVS	-

2. ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

Símbolo	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito integrado
FTLA	Função de Transferência Laço Aberto
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LCD	Display de Cristal Líquido
MLT	Comprimento médio por espira do enrolamento
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MP	Meia Ponte
MPP	Maximum Power Point
P&O	Perturbação e Observação
PB	Passa-baixa

<i>PC</i>	<i>Ponte Completa</i>
<i>PCC</i>	<i>Ponto de Conexão Comum</i>
<i>PWM</i>	<i>Modulação por largura de pulso (“Pulse width modulation”)</i>
<i>RSE</i>	<i>Resistência série equivalente de um dado capacitor</i>
<i>TDH</i>	<i>Taxa de distorção hamonica</i>
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switching</i>

3. SÍMBOLOS DE UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<i>A</i>	<i>ampère</i>
<i>C</i>	<i>coulomb</i>
<i>dB</i>	<i>Decibel</i>
<i>f</i>	<i>Frequência</i>
<i>F</i>	<i>faraday</i>
<i>H</i>	<i>henry</i>
<i>Hz</i>	<i>hertz</i>
<i>J</i>	<i>joule</i>
<i>m</i>	<i>Metros</i>
<i>cm</i>	<i>Centímetro</i>
<i>mm</i>	<i>Milímetro</i>
<i>mol</i>	<i>Molaridade</i>
<i>rad</i>	<i>Radiano</i>
<i>s</i>	<i>Segundos</i>
<i>T</i>	<i>tesla</i>
<i>V</i>	<i>volt</i>
<i>W</i>	<i>watt</i>
Ω	<i>ohm</i>

4. SÍMBOLOS PARA REFERENCIAR ELEMENTOS DE CIRCUITOS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<i>C</i>	<i>Capacitor</i>
<i>D</i>	<i>Diodo</i>
<i>E, Vi</i>	<i>Fonte de tensão contínua</i>
<i>L</i>	<i>Indutor</i>
<i>N</i>	<i>Número de espiras</i>
<i>R</i>	<i>Resistência</i>
<i>S</i>	<i>Interruptor</i>
<i>T</i>	<i>Transformador</i>
<i>Vac</i>	<i>Fonte de tensão alternada</i>

CAPÍTULO I

1. INTRODUÇÃO GERAL

1.1. INTRODUÇÃO

A eletricidade é uma das formas de energia mais versáteis e que melhor se adapta às necessidades da civilização no mundo atual. Sua utilização está tão estendida que dificilmente se concebe uma sociedade tecnologicamente avançada que não faça uso dela em larga escala. Um leque enorme de aparelhos é projetado para funcionar alimentado com energia elétrica. Pode-se dizer que todo o parque tecnológico, exceção feita, até o momento, em grande medida ao transporte, está baseado em eletricidade.

Porém, há tempos, pesquisas realizadas em todo o mundo, atestam que devido ao rápido crescimento da população o consumo de energia mundial tem aumentado consideravelmente, principalmente em países do terceiro mundo e em desenvolvimento. Tal crescimento populacional causará um impacto dramático na demanda de energia, fazendo-a dobrar até 2050, mesmo que os países desenvolvidos adotem políticas de conservação de energia mais eficientes tal que seu consumo não aumente durante todo este período [1–3]. Em setembro de 1998, foi atestado no Congresso Mundial de Energia, na cidade de Houston, que a demanda anual de energia crescerá para aproximadamente 154×10^{12} kWh nos próximos 20 anos. Já o Conselho Mundial de Energia especula que a demanda crescerá para 228×10^{12} kWh.

Apesar da hidroeletricidade ter grande peso na matriz energética brasileira, há uma grande quantidade de geradores a combustível fóssil espalhados em áreas remotas, principalmente nas regiões norte, nordeste e com mais intensidade nas fronteiras agrícolas do país. A disseminação destes geradores provoca, além da dependência externa do combustível, sérios problemas ambientais, tanto na geração quanto no seu refino e transporte como no seu consumo.

Passando-se ao contexto mundial, a estrutura energética atual de geração de eletricidade está essencialmente baseada no consumo massivo de combustíveis não renováveis, o que conduz inevitavelmente, a um esgotamento das reservas e supõe uma ameaça real ao meio ambiente, manifestando-se principalmente através da acidificação do ciclo da água, do provável aquecimento global do Planeta e de outros problemas relacionados com a saúde dos seres vivos.

Dados da ONU estimam que apenas 14% da energia primária consumida no planeta tem origem em fontes renováveis, ao passo que 86% do total empregariam as fontes tradicionais -

petróleo, carvão, gás natural e nuclear [4]. Essa enorme dependência de fontes não-renováveis acarreta a preocupação permanente com o seu esgotamento. Além disso, o consumo de tais fontes de energia não é bem distribuído. Atualmente, 80% das reservas no mundo são consumidas por cerca de um bilhão de pessoas que moram em países industrializados. Isto corresponde a apenas 20% da população mundial. Por outro lado, os demais 80% têm que se satisfazer com os 20% restantes [5]. Há que ser considerado também que mais da metade da população mora em países que não possuem reservas (fontes primárias de energia), tendo assim que importá-las, o que causa uma grande dependência para com os países fornecedores. O Conselho Mundial de Energia atesta que essa dependência irá aumentar em mais da metade até 2020. Ainda como um agravante, uma boa parte das reservas está localizada em países com políticas e economia instáveis, o que aumenta em muito o perigo de crises mundiais.

No Brasil, no entanto, a situação é menos preocupante devido ao peso da hidroeletricidade na matriz energética nacional que é de cerca de 92% [4]. Este percentual, entretanto, está relacionado aos dados oficiais, não englobando os sistemas particulares de geração autônoma a Diesel espalhados por todo o território nacional.

Apesar da “figura hidroeletricidade” ser expressiva no Brasil, as melhores localizações geográficas para a construção de usinas hidroelétricas já foram exploradas, com um conseqüente incremento dos custos marginais de expansão do setor, bem como um aumento da superfície alagada por unidade de energia gerada.

Outro grave problema no Brasil é que a capacidade de geração de energia elétrica instalada é historicamente menor do que a expansão do consumo. Segundo a Confederação Nacional da Indústria (CNI), essa realidade se repete há mais de duas décadas, com as empresas procurando se equilibrar para evitar contratempos. Pesquisa da CNI, anterior ao “apagão”, constatava que 60% das empresas de médio porte já fazia investimentos do próprio bolso em gestão energética.

Por questões ambientais principalmente, desde a década de 80 novas fontes de energias renováveis estão permanentemente no debate da problemática energética e ambiental (biomassa, eólica, solar, etc.). Não obstante, sua participação quantitativa no contexto global ainda é pequena, o que para alguns pode significar que tais energias têm um mercado com caráter futurista. Tal idéia ignora muitos componentes da realidade atual, pelo menos nos países em desenvolvimento. No Brasil, por exemplo, há uma notória necessidade de “saldar um débito social” e solucionar os problemas energéticos de um grande contingente humano de desfavorecidos e, se possível, de forma ambientalmente sustentável.

O uso de sistemas solares fotovoltaicos como fonte de energia alternativa vem sendo largamente discutido nas últimas décadas devido ao rápido crescimento de técnicas de processamento de energia empregadas na eletrônica de potência. Hoje, sistemas fotovoltaicos de energia podem ser utilizados de duas formas: isoladamente ou conectado à rede elétrica da concessionária.

Os sistemas isolados foram pioneiros, pois eram a solução mais adequada e prática (menor custos e peso) para fornecer a quantidade de energia necessária para longos períodos de permanência no espaço durante a corrida espacial. Os mesmos também foram largamente empregados como fontes de energia para sistemas instalados em localidades remotas.

No cenário brasileiro, o serviço de eletrificação rural é basicamente caracterizado pela grande dispersão geográfica da população, baixo consumo, alto investimento por consumidor, elevado custo operacional, resultando num baixo retorno ou até mesmo em prejuízo financeiro à concessionária de energia elétrica. Portanto, diante desta situação, não como panacéia para solucionar todos os problemas da eletrificação rural, mas como uma opção a mais ao homem do campo em função dos altos custos de distribuição da energia elétrica, é que os sistemas fotovoltaicos isolados poderiam contribuir bastante propiciando o desenvolvimento e bem-estar às populações locais. Porém, a limitada atuação do Estado quanto ao desenvolvimento de políticas sociais neste setor e os altos custos de implementação e manutenção (baterias), têm tornado a aplicação de certa maneira inviável e limitada a aplicações financiadas por instituições privadas e órgãos internacionais.

Os sistemas conectados diretamente à rede elétrica de energia surgiram no início da década de 90 e rapidamente se difundiram nos países desenvolvidos, impulsionados principalmente pelos maciços investimentos governamentais. A principal vantagem desta configuração é que além dos custos reduzidos, devido a não necessidade de utilização de acumuladores, sempre que o mesmo gerar energia em excesso em relação ao consumo da carga, esse excedente pode ser “injetado” diretamente na rede elétrica. Por outro lado, quando o sistema gerar menos energia do que a necessária para atender à demanda a rede elétrica convencional complementa o fornecimento. O maior problema deste tipo de sistema, quando aplicado ao Brasil, está na ausência de uma norma que regulamente a venda de energia, gerada a partir de pequenos e médios produtores, para a concessionária de energia elétrica local [6].

Passando para um panorama internacional, após enfrentar uma situação de quase estagnação durante grande parte da década de 1990, o mercado de sistemas fotovoltaicos nos Estados Unidos e

em vários outros países arrancou cerca de cinco anos atrás, e cresce por si só, somente nos Estados Unidos, cerca de 40% anualmente [7]. Em países como a Espanha chegaram a crescer cerca de 100% no ano de 2006. Contudo, a interpretação destes dados estatísticos requer certo cuidado, pois esses percentuais muitas vezes não traduzem a verdadeira história. Por exemplo, em 2007 o mercado alemão praticamente não observou crescimento, todavia, os alemães ainda instalaram mais sistemas fotovoltaicos do que todo o mercado norte americano [7].



Fig. 1.1 – Painéis solares ocupam praticamente todos os espaços disponíveis nos telhados dos prédios do complexo da Google.



Fig. 1.2 – Foto de um dos vários estacionamentos espalhados no complexo da Google.

No mundo todo, grandes corporações empresariais investem atualmente muito dinheiro em instalações de módulos fotovoltaicos nos telhados de seus prédios comerciais para geração de energia elétrica. Um bom exemplo é a empresa *Google*. Em seu principal complexo empresarial (*Googlecomplex*), localizado no estado da Califórnia nos EUA, a empresa instalou 9.212 módulos

solares fotovoltaicos, que juntos, geram 9000 kWh (Fig. 1.1). Essa potência equivale a 30% da demanda do complexo. Além disso, vários estacionamentos espalhados no complexo funcionam com verdadeiros postos de combustível recarregando os automóveis elétricos dos funcionários a partir da energia solar fotovoltaica (Fig. 1.2). Detalhe, a Google não aparece na lista das 10 maiores corporações que mais investem em energia solar.

A Tesco, uma rede britânica de supermercados, anunciou recentemente que irá instalar 2MW em módulos em seus escritórios no norte da Califórnia. A Wal-Mart, líder mundial no mercado varejista, planeja instalar 5,6MW de módulos solares nos telhados de 22 lojas espalhadas pelos estados da Califórnia, Hawaii e New Jersey. Interessante notar que, nos Estados Unidos, este crescimento é observado em estados que não apresentam os melhores índices de incidência solar, quando comparados, por exemplo, ao estado da Flórida. Essa desconexão entre insolação e produção de energia elétrica é ainda mais pronunciada fora dos Estados Unidos.

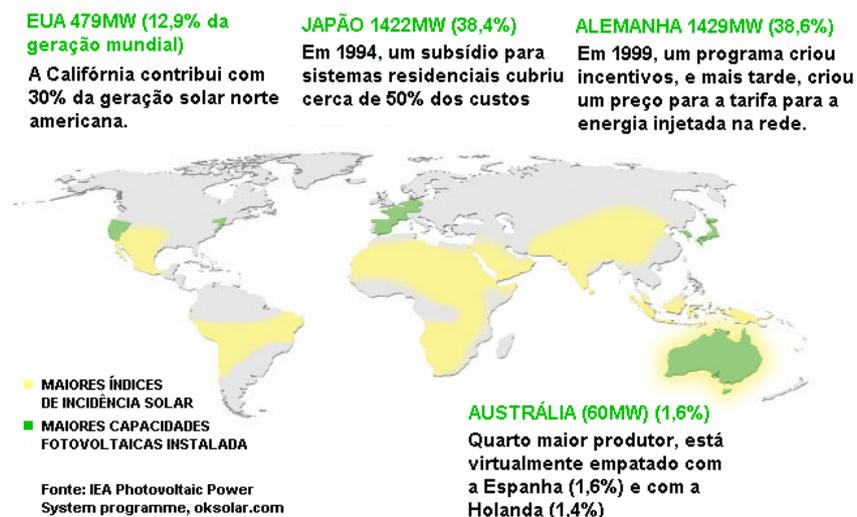


Fig. 1.3 – Países onde os sistemas fotovoltaicos são amplamente utilizados nem sempre estão nos lugares mais ensolarados no mundo. Além disso, em 2005, três países eram responsáveis por 90% dos 3705MW, da produção de energia elétrica a partir de painéis solares.

Hoje, os líderes globais em geração de energia elétrica a partir de painéis solares fotovoltaicos, em praticamente todos os parâmetros relacionados ao assunto, são a Alemanha [131, 132] e o Japão [130]. Contudo, estes países estão longe de poderem ser considerados paraísos solares (Fig. 1.3). Além disso, o preço da energia solar gerada, em ambos os países, apresenta valores elevados – em média 20 centavos de dólar por quilowatt-hora, o dobro da média dos preços da eletricidade nos Estados Unidos, em 2006, de acordo com os dados da Agência Internacional de Energia, localizada em Paris. Todavia, o grande diferencial, nestes países, foi que a partir de

meados da década de 1990, ambos os governos começaram a direcionar dinheiro para programas de incentivo a energia renovável. O mesmo ocorreu no estado da Califórnia nos Estados Unidos, só que há bem menos tempo. Como resultado, hoje, na nublada Alemanha, o setor das energias renováveis passou a ser a segunda maior fonte de novos postos de trabalho, perdendo apenas para o setor automobilístico. O setor emprega cerca de 200.000 pessoas, de acordo com Paul Runci, um cientista sênior do Pacific Northwest National Laboratory (PNNL) [8], em Richland, Washington, que pesquisa as tendências de desenvolvimento do setor energético.

Porém, em meio ao entusiasmo, é importante manter este último turbilhão solar em perspectiva. A energia solar atende menos de 0,1% da demanda de energia elétrica nos Estados Unidos, e os painéis solares, de preço acessível, disponíveis hoje comercialmente apresentam uma máxima eficiência próxima de 15%. Apesar da recente explosão de entusiasmo empresarial, a expectativa é que os preços dos módulos solares continuem caindo em apenas 5,0% ao ano, e uma paridade com a rede – momento em que os painéis solares podem competir com as concessionárias livres de subsídios – não é esperada, com a maior brevidade, antes de 2015.

Ainda é cedo para dizer se estas dispendiosas instalações empresariais vão ficar na história como o primeiro de uma série limitada de atitudes impulsivas, vitrines de uma boa publicidade movida por recém bilionários do setor tecnológico, ou como o início de um movimento de longo prazo que contribuirá para sustentar o mercado de energia solar fotovoltaica durante a próxima década e permitir que esta torne-se finalmente competitiva em termos de custos. Uma coisa é certa: o movimento irá prosperar apenas na medida em que é alimentado por um complexo mosaico de condições econômicas e burocráticas. Por exemplo, dos 9.509 novos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica comercial, instalados nos Estados Unidos em 2006, que totalizaram 101MW, 70% deles estão na Califórnia. Mas não é só porque o estado é ensolarado. Como se constata, a Califórnia subsidia os sistemas solares fotovoltaicos de uma forma particularmente generosa.

Portanto, com tantos prós e contras associados ao emprego de sistemas fotovoltaicos, a determinação da melhor maneira de empregar painéis fotovoltaicos para geração de energia no Brasil vai bem mais além dos custos envolvidos na instalação dos mesmos.

1.2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

As mais comuns tecnologias de painéis fotovoltaicos disponíveis hoje no mercado são os módulos de silício monocristalino e policristalino. A tensão de máxima potência para esses

módulos varia entre 23 e 38V para uma potência gerada de aproximadamente 160W, e sua tensão de circuito aberto é inferior a 45V. Contudo, novas tecnologias como silício amorfo e *Photo Electro Chemical* (PEC) estão em desenvolvimento e prometem mudar esse panorama no futuro.

Todavia, uma característica pertinente às células fotovoltaicas, independente do fabricante, da potência, do tamanho e outras características físicas, é que estas sempre geram energia elétrica em corrente contínua. O problema é que, dependendo da aplicação, esta fonte de energia pode não ser útil em sua forma original, sendo necessário processá-la de modo a torná-la aproveitável. Mas é neste momento que surge a questão (Fig. 1.4): como processar essa energia?



Fig. 1.4 - Como processar a energia fotovoltaica?

Para responder à questão anterior, o melhor ponto de partida é conhecer bem o tipo de carga que será conectada, porque é a partir das características da carga que é feita toda a especificação para a melhor escolha da estrutura eletrônica a ser utilizada no processamento da energia.

No caso de sistemas interligados, a carga vista pelo sistema fotovoltaico é o próprio barramento da rede de energia comercial como é ilustrado na Fig. 1.5.

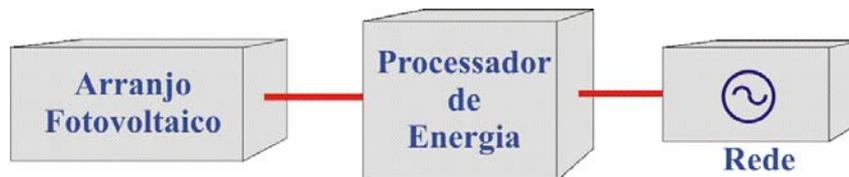


Fig. 1.5 - Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

Neste caso, a estrutura de potência, encarregada de interligar o arranjo fotovoltaico e a rede, tem que ser capaz de converter uma tensão contínua, gerada pelos painéis fotovoltaicos, em uma corrente alternada de qualidade para a concessionária e de controlar as condições nos terminais do arranjo, tal como um seguidor de máxima potência, no intuito de maximizar a potência capturada do sol pelas células fotovoltaicas. Além disso, esta conversão tem que ser efetuada com a maior eficiência possível e para um grande intervalo de variação, devido às grandes oscilações da irradiação solar durante o dia.

É importante ressaltar que ao se conectar o sistema fotovoltaico à rede de energia elétrica, este fica sujeito às normas que regulamentam o sistema de energia. Em particular às normas IEC

61727-2004[9], EN61000-3-2[10], as normas IEEE 1547-2003 e IEEE 1547.1-2004 [11], bem como ao código elétrico norte americano (U.S. NEC) 690[12].

Tabela 1.1 – Resumo das mais importantes normas relacionadas com interconexão de sistemas fotovoltaicos à rede.

Norma	IEC61727	IEEE1547	EN61000-3-2
Potência Nominal	10kW	30kW	16A x 230V = 3,7kW
Limites das harmônicas de corrente (Ordem da harmônica - h)	(3-9) 4,0% (11-15) 2,0% (17-21) 1,5% (23-31) 0,6%	(2-10) 4,0% (11-16) 2,0% (17-22) 1,5% (23-34) 0,6% (>35) 0,3%	(3) 2,30A (5) 1,14A (7) 0,77A (9) 0,40A (11) 0,33A (13) 0,21A (15-39) (2,25/h)A
	Os harmônicos pares presentes nestes intervalos devem ser inferiores a 25% do limite listado para as harmônicas ímpares		(2) 1,08A (4) 0,43A (6) 0,30A (8-40) (1,84/h)A
Máximo TDH de corrente	5,0%		-
Fator de potência para 50% da potência nominal	0,90	-	
Injeção de corrente CC	Menos de 1% da corrente nominal de saída	Menos de 0,5% da corrente nominal de saída	<0,22A
Variação de tensão para operação nominal	85% - 110% (196V – 253V)	88% - 110% (97V – 121V)	-
Variação de frequência para operação nominal	50Hz ± 1Hz	59,3Hz a 60,5Hz	-

Com pode ser observado na Tabela 1.1, a norma EN61000-3-2 é mais fácil de ser cumprida, no que diz respeito a harmônicos de corrente, quando comparada com as demais normas. Isto também se reflete na escolha das topologias a serem empregadas no sistema.

O inversor conectado à rede deve possuir um circuito de segurança que detecte o estado de operação conhecido por “*islanding operation*”, o qual não é permitido por questões de segurança pessoal e de equipamentos [13]. O efeito “*islanding*” é a continuação de operação do sistema fotovoltaico após a desconexão da rede de energia, seja por desligamento intencional, por acidente ou por algum dano. Os esquemas de detecção de falta da rede disponíveis são normalmente divididos em dois grupos: passivos e ativos. Os métodos passivos não causam influência na qualidade da energia, uma vez que só monitoram os parâmetros da rede. Os métodos ativos introduzem uma perturbação na rede e monitoram seu efeito. Estas perturbações podem afetar a qualidade da energia além de serem possíveis causadores de problemas em outros sistemas conectados à rede elétrica.

Outro ponto importante que têm que ser levado em consideração em sistemas fotovoltaicos está relacionado á máxima inserção de corrente contínua na rede. As normas da IEEE [11] e a IEC

[9] põem limitações na máxima quantidade de corrente contínua injetada. O objetivo desta limitação está na necessidade de se evitar saturação nos transformadores de distribuição [13]. Contudo, estes limites são bastante pequenos (0,5% a 1% da corrente nominal de saída), e tais valores podem ser difíceis de serem medidos com precisão. Tais problemas podem ser resolvidos com o desenvolvimento de circuitos de medição mais precisos ou com a inserção de transformadores de baixa frequência (frequência de operação da tensão da rede) entre o inversor e a rede. Alguns sistemas fotovoltaicos empregam transformadores em alta frequência para isolamento galvânica entre os painéis e a rede. Todavia, isto não resolve o problema de inserção de correntes contínuas na rede, apesar de tornar o aterramento dos painéis mais simples. Isto porque a norma NEC 690 [12] exige que os módulos fotovoltaicos sejam aterrados junto com o sistema e que as faltas por terra sejam monitoradas, sempre quando a máxima tensão de saída dos módulos alcançar certo nível de tensão, por exemplo, 50V [12-14]. Por outro lado, esta exigência pode ser um problema para vários sistemas de alta potência que operam sem transformador, uma vez que sistemas monofásicos, conectados entre a fase e o neutro da rede, já é um sistema aterrado pelo lado da rede.

1.2.1. EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

As primeiras tecnologias empregadas em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica foram baseadas em um sistema centralizado (Fig. 1.6(a)), onde um inversor conectava um grande número de módulos fotovoltaicos ao sistema elétrico [15]. Os módulos fotovoltaicos eram divididos em conexões série, com cada conexão gerando uma tensão suficientemente alta para evitar maiores amplificações. Estas conexões série eram então conectadas em paralelo para a obtenção dos altos níveis de potência. Uma série de limitações é observada nesta configuração, tal como alto nível de tensão entre os módulos e o inversor, baixo fator de potência que tinha que ser compensada através de filtros especiais, diferentes perdas nos módulos, dentre outros. Além disso, o inversor era comutado em baixa frequência através de SCRs, acarretando em um alto conteúdo harmônico na corrente e uma baixa qualidade de energia.

Já as tecnologias atuais utilizam os chamados sistemas série e os módulos CA [15]. Os sistemas série, apresentado na Fig. 1.6 (b), podem ser considerados uma versão simplificada do sistema centralizado, onde um único conjunto série é conectado ao inversor [13]. Isto requer aproximadamente 16 módulos em série para o sistema europeu. A possibilidade de usar menos módulos em série existe, se um conversor CC-CC ou um transformador em baixa frequência for utilizado para amplificar o nível de tensão. Um seguidor de máxima potência pode ser utilizado

individualmente para cada conjunto série, o que contribui para o aumento da eficiência do sistema, quando comparado ao sistema centralizado, e para a redução no preço.

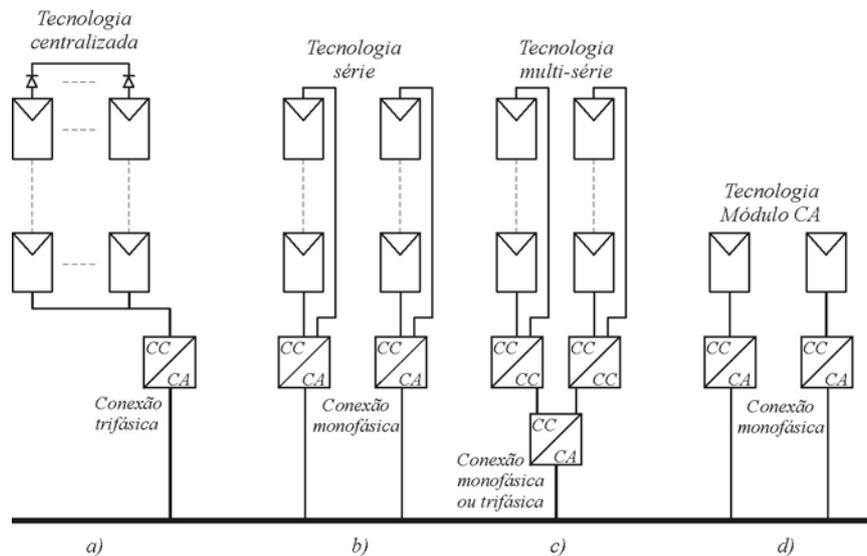


Fig. 1.6 – Sistemas fotovoltaicos: a) tecnologia centralizada; b) tecnologia série; c) tecnologia multi-série e d) tecnologia módulo CA.

Os módulos CA ilustrados na Fig. 1.6 (d) correspondem à integração do módulo fotovoltaico ao inversor em um único dispositivo elétrico [13]. Além de eliminar o problema de diferentes perdas entre módulos por fazer uso de somente um, ainda possibilita um ajuste ótimo entre o módulo e o conversor. Devido sua característica modular, este tipo de estrutura facilita muito uma rápida expansão do sistema. A grande capacidade de se tornar um dispositivo do tipo “plug-and-play”, que pode ser manuseado por pessoas sem nenhum conhecimento de instalações elétricas, também é uma característica intrínseca. Por outro lado, a necessidade de amplificação da tensão pode reduzir a eficiência global e aumentar o custo por watt, por necessitar de topologias mais complexas. Todavia, como os módulos CA se destinam a serem produzidos em massa, seus custos de produção e comercialização serão consideravelmente reduzidos.

É importante salientar que tais sistemas operam em alta frequência, por meio de IGBTs ou MOSFETs, levando a um alta qualidade de energia em conformidade com as normas.

O sistema multi-série representado na Fig. 1.6 (c) é a continuação do desenvolvimento do sistema série, onde diversos conjuntos série de módulos são interligados com seus próprios conversores CC-CC a um único inversor CA [13] e [16]. Isso trás um grande benefício, em comparação com o sistema centralizado, uma vez que cada conjunto série pode ser controlado individualmente. Assim, o usuário poderá iniciar sua própria geração fotovoltaica com alguns

módulos. Novas expansões são facilmente alcançadas, uma vez que um novo conjunto com conversor CC-CC pode ser conectado à plataforma existente.

Finalmente, o sistema inversor de célula AC é o caso onde uma grande e única célula solar é conectada a um inversor [17–19]. O grande desafio para este sistema está no desenvolvimento de uma topologia que possibilite amplificar baixos níveis de tensão, 0,5 – 1,0V e 100W por metro quadrado, para valores apropriados, e ao mesmo tempo, obter alta eficiência.

1.2.2. CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Nas próximas seções será apresentada uma classificação das diferentes tecnologias empregadas em sistemas fotovoltaicos. Os sistemas são classificados com base no número de estágios processadores de potência, quanto à localização dos capacitores de desacoplamento, se empregam transformadores ou não e nos tipos de conexões com a rede.

1.2.2.1. NÚMERO DE ESTÁGIOS PROCESSADORES DE POTÊNCIA

O número de estágios processadores de potência conectados em cascata corresponde à primeira classificação. A Fig. 1.7 ilustra três casos de sistemas simples e de múltiplos estágios.

A Fig. 1.7 (a) equivale a um sistema de processamento único que concentra todas as funções pertinentes a qualquer sistema fotovoltaico, tais como: circuito MPPT, controle da corrente de saída e amplificação da tensão. Corresponde à típica configuração de sistemas centralizados, com todos os inconvenientes associados.

A Fig. 1.7 (b) apresenta um sistema de processamento duplo. O conversor CC-CC desempenha a função do circuito seguidor de máxima potência (MPPT), e em alguns casos, também eleva a tensão dos painéis. Dependendo da estratégia de controle da corrente de saída empregada ao inversor, a saída do conversor CC-CC é uma fonte de tensão contínua, ou a corrente de saída do primeiro estágio é modulada de tal maneira a seguir uma onda senoidal retificada. Para o primeiro caso o inversor comuta em alta frequência e o controle é feito por meio da modulação PWM, por exemplo. No segundo caso, o inversor comuta em baixa frequência (120Hz) e o controle da corrente de saída torna a corrente retificada em uma corrente senoidal. Uma alta eficiência pode ser obtida para o sistema comutado em baixa frequência quando projetado para baixa potência. Caso a potência a ser projetada for alta ($\geq 1\text{kW}$) é aconselhável que o inversor opere com modulação PWM.

Por fim, na Fig. 1.7 (c) observa-se um sistema multi-série. Os conversores CC-CC alimentam um barramento CC de tensão comum e um inversor único controla a corrente na saída do sistema. O primeiro estágio desempenha unicamente a função de controle de potência.

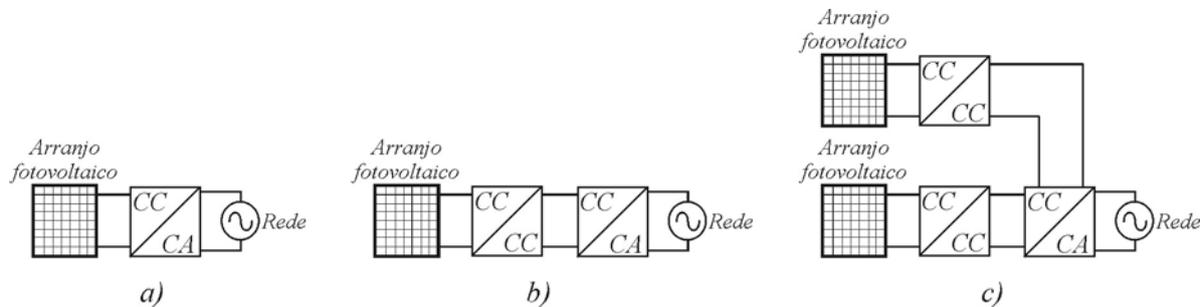


Fig. 1.7 – Exemplos de sistemas classificados pela quantidade de estágios: a) sistema de processamento único que incorpora o circuito MPPT, o controle da corrente de saída e a amplificação da tensão; b) sistema de processamento duplo onde o conversor CC-CC é responsável pelo sistema MPPT e o inversor pelo controle de corrente; c) sistema de processamento duplo onde cada arranjo é conectado a um conversor CC-CC dedicado que é conectado ao inversor.

1.2.2.2. CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO

O desacoplamento é obtido por meio de um capacitor eletrolítico. O problema é que os capacitores são justamente os elementos que mais contribuem para redução da vida útil dos sistemas fotovoltaicos. Portanto, devem ser mantidos tão pequenos quanto possível, e serem substituídos por capacitores de filme sempre que possível. Os capacitores podem ser posicionados ou em paralelo com o arranjo fotovoltaico ou entre os estágios de potência como é ilustrado na Fig. 1.8.

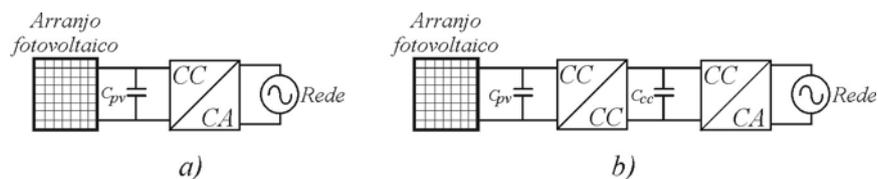


Fig. 1.8 – Possibilidades de conexão do capacitor de desacoplamento: a) capacitor colocado na entrada do sistema em paralelo com o arranjo; b) o capacitor é colocado tanto na entrada quanto entre os estágios.

A capacitância pode ser obtida através da equação expressa em (1.1).

$$C = \frac{P_{MPP}}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{cc} \cdot \Delta V_{cc}} \quad (1.1)$$

Na expressão anterior P_{MPP} equivale à máxima potência entregue pelo arranjo fotovoltaico, f corresponde à frequência da tensão da rede elétrica, V_{cc} a tensão contínua sobre o capacitor e ΔV_{cc} a ondulação de tensão. Caso o capacitor seja projetado para a entrada do sistema, por ficar submetido

à tensão de saída do arranjo, este será maior se comparado ao projeto a ser conectado entre os estágios. A equação (1.1) se baseia no fato de que a corrente no arranjo pode ser considerada em corrente contínua pura e a corrente injetada na rede elétrica segue uma senoide quadrática com o dobro da frequência da tensão rede. É importante levar em consideração durante o projeto dos capacitores a máxima corrente eficaz que estes têm que suportar, e especificá-los também em função deste parâmetro, e não somente em função da capacitância e da tensão como habitualmente é feito.

1.2.2.3. TRANSFORMADORES E TIPOS DE CONEXÕES

Alguns sistemas incorporam aos próprios estágios de potência transformadores em alta frequência, outros associam transformadores em baixa frequência na saída do sistema e outros simplesmente não fazem uso de transformadores.

Modernos sistemas tendem a usar transformadores em alta frequência, por serem menos volumosos, mais leves e mais baratos quando comparados aos projetados para baixa frequência. Isto resultada em projetos inteiramente novos, tais como projetos de componentes magnéticos totalmente integrados às placas de circuito impresso [20].

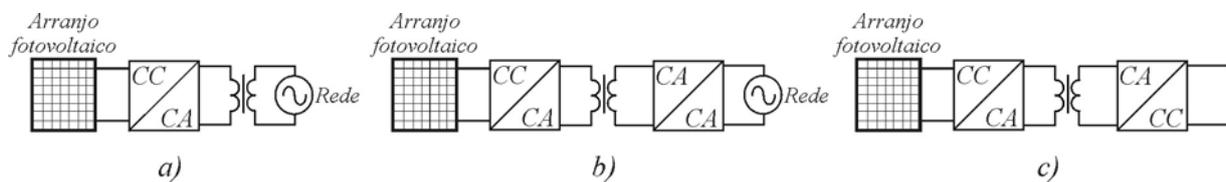


Fig. 1.9 – Exemplos de utilização de transformadores em sistemas fotovoltaicos: a) transformador projetado para baixa frequência utilizado entre a rede e o sistema (muito utilizado como solução para evitar componentes contínuas na rede; b) transformador projetado para alta frequência acoplado a um conversor CA-CA; c) transformador projetado para alta frequência utilizado em um conversor CC-CC.

Quanto aos tipos de conexões do sistema fotovoltaico à rede, estas são desempenhadas ou por um inversor comutando em baixa (120Hz) (Fig. 1.10 (a) e Fig. 1.10 (b)) ou em alta frequência (Fig. 1.10 (c) e Fig. 1.10 (d)).

Para que o inversor opere comutando em baixa frequência (120Hz) é necessário que a corrente de entrada esteja modulada por uma senoide retificada, o que só é possível com o emprego de um estágio CC-CC conectado entre o arranjo fotovoltaico e o inversor [40-43]. O benefício dessa configuração é que as perdas por comutação no inversor são reduzidas praticamente a zero sendo observados somente perdas por condução. Porém, é extremamente importante que o estágio CC-CC

de entrada seja bem escolhido para que suas perdas não sejam elevadas e comprometam o rendimento total do sistema. Outra desvantagem é que todo o sistema tem que ser projetado para o pico máximo de potência e não para a potência média, o que implica em especificações de componentes mais caros. Além disso, o capacitor de desacoplamento tem que ser conectado em paralelo com o arranjo fotovoltaico, acarretando em capacitâncias maiores.

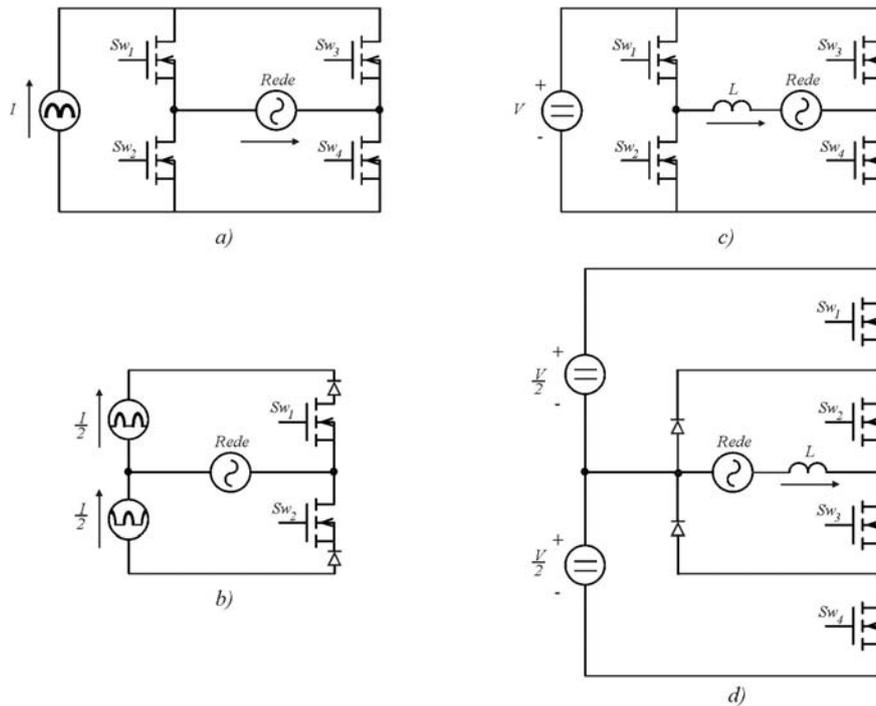


Fig. 1.10 – Tipos de conexão de sistemas fotovoltaicos com a rede: a) e b) inversores alimentados em corrente (CSI) comutando com o dobro da frequência da rede; c) e d) inversores alimentados em tensão (VSI) comutando em alta frequência.

No caso do inversor operando em alta frequência, a inclusão de um estágio de entrada CC-CC tem a função de apenas elevar a tensão do arranjo e seguir a máxima condição de potência do painel [44-48]. Outra vantagem desta configuração é que ela propicia um melhor desacoplamento entre o módulo e a rede além de poder ser projetado para a potência média e não para o pico de potência do sistema.

1.2.3. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS BASEADOS NOS MÓDULOS CA

Como já foi citado anteriormente, os módulos CA, ilustrados na Fig. 1.6 (d), correspondem à integração do módulo fotovoltaico ao inversor em um único dispositivo elétrico. Como as tensões dos módulos são relativamente baixas, os sistemas são implementados com transformadores operando em alta frequência. Além disso, os sistemas são constituídos por um ou mais estágios de

potência. As referências [14–16] e [21–23] apresentam uma visão geral dos sistemas fotovoltaicos baseados nos módulos CA. Algumas soluções bastante utilizadas nestes sistemas serão apresentadas a seguir.

A topologia *Flyback bidirecional* (BDFB), composta por dois conversores flyback bidirecionais, é apresentada na Fig. 1.11 [24]. O ganho de tensão, A , é obtido por (1.1), onde no caso o primeiro conversor opera com razão cíclica D e o segundo com razão cíclica $(1-D)$ e as correntes que circulam no transformador são contínuas.

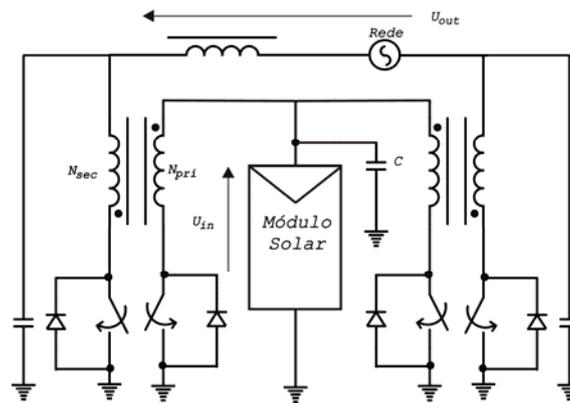


Fig. 1.11 - O inversor bidirecional flyback, baseado no conversor CC - CC bidirecional de saída variável [25].

$$A = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{D^2 - D} \quad (1.1)$$

Na equação (1.1), N_{sec} e N_{pri} representam o número de espiras do secundário e do primário respectivamente, U_{in} a tensão nos módulos e U_{out} a tensão de saída. O conversor pode sempre ser controlado para operar no modo de condução contínua (CCM) devido sua capacidade de operar com bidirecionalidade no fluxo de corrente.

Uma desvantagem da estrutura é o fato do efeito da oscilação de baixa frequência, presente na corrente entrada dos módulos solares, ser mais severo que nos sistemas de dois ou mais estágios. Um protótipo do conversor CC-CC bidirecional de saída variável foi testado em [24].

A Fig. 1.12 apresenta outro sistema, de 100W, baseado em um conversor tipo flyback [25]. As duas saídas são conectadas à rede, uma por vez, através dos MOSFETs (S_{CA1} e S_{CA2}), dois diodos e um filtro. Desta maneira o flyback pode fornecer correntes positivas e negativas na saída.

A próxima topologia, apresentada na Fig. 1.13, também se baseia em um inversor tipo flyback com um circuito adicional de desacoplamento [26]. A vantagem desta estrutura é que o circuito de desacoplamento retira a componente de baixa frequência da entrada do sistema, possibilitando a utilização de pequenas capacitâncias (filme ou de polipropileno) tanto em paralelo

com o módulo como no circuito de desacoplamento. Como resultado, a vida útil do sistema é prolongada, mesmo sob condições adversas de operação.

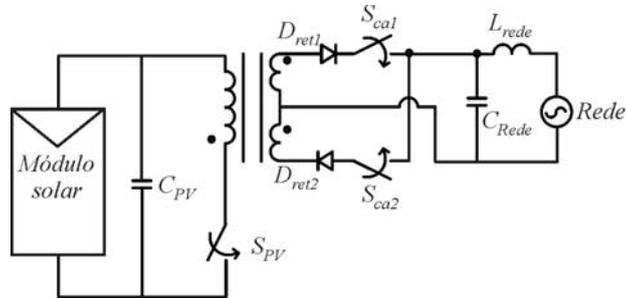


Fig. 1.12 – Sistema monofásico de 100W constituído de um conversor flyback.

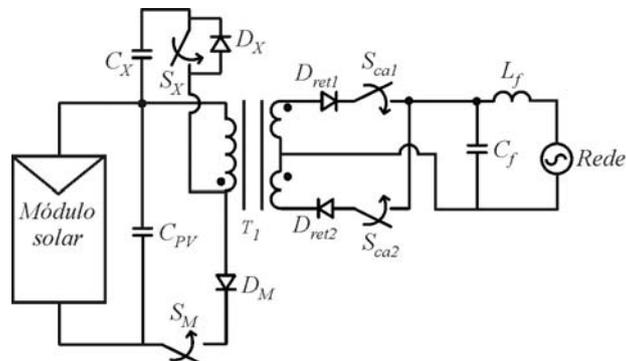


Fig. 1.13 – Outro sistema baseado em um conversor flyback com um circuito de desacoplamento.

O circuito da Fig. 1.14 é uma versão melhorada do circuito da Fig. 1.13, projetada para uma potência de 160W [27]. A principal mudança desta estrutura está na substituição do flyback simples por um flyback de dois interruptores.

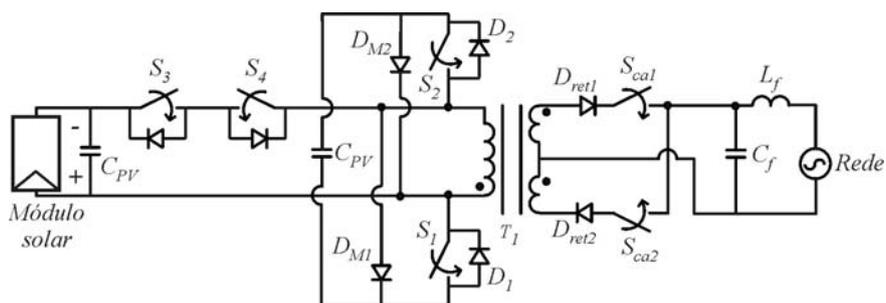


Fig. 1.14 – Sistema baseado em um inversor tipo flyback de dois interruptores.

A Fig. 1.15 ilustra um sistema de 160W do tipo módulo CA baseado no conversor Buck-Boost [28]. Os interruptores S_1' e S_2' comutam em baixa frequência (120Hz) e os interruptores S_1 e S_2 comutam em alta frequência por apenas meio ciclo da rede, permanecendo desligado no outro. O diodo D_{PV} evita que haja fluxo de energia na direção do módulo.

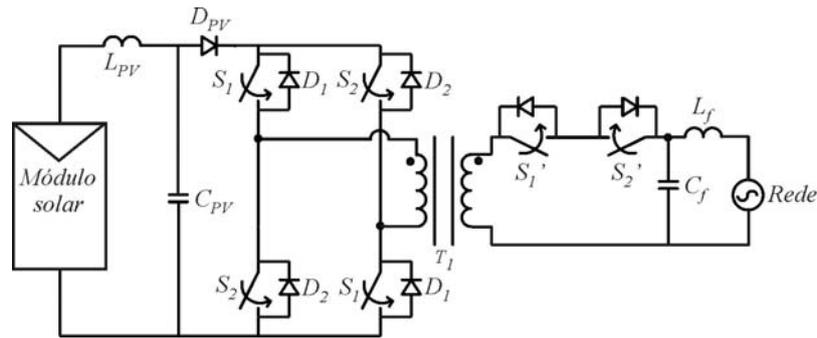


Fig. 1.15 – Sistema baseado no conversor buck-boost.

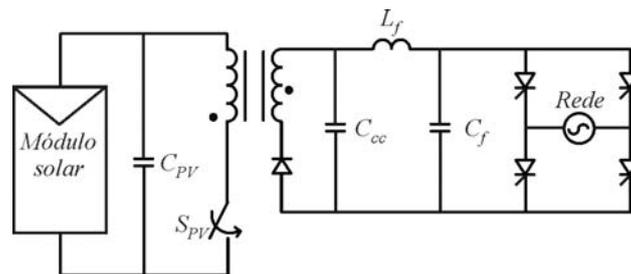


Fig. 1.16 – Sistema constituído por um flyback CC-CC e um inversor, formado por SCRs, operando em 120Hz.

A topologia na Fig. 1.16 equivale a um conversor CC-CC flyback de 150W associado a um conversor CC-CA comutando em 120Hz [29]. Em [30], a mesma estrutura é aplicada para um sistema de 100W, com a única diferença sendo a transferência do filtro do lado CC para o lado CA. Em ambos os casos o inversor é constituído por SCRs.

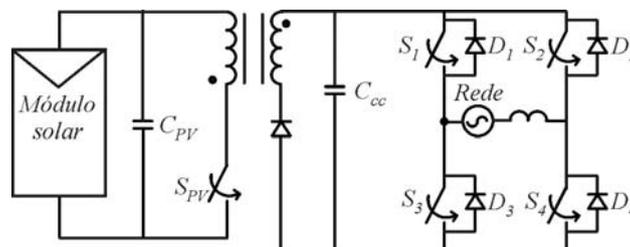


Fig. 1.17 – Sistema baseado em um flyback e um inversor PWM.

O sistema de 100W da Fig. 1.17 corresponde a um conversor CC-CC flyback associado a um inversor CC-CA PWM. O inversor é constituído por interruptores comutando em alta frequência [31-32].

O sistema apresentado em [33] é baseado em um conversor CC-CC série ressonante e um inversor ponte completa modificado conectado à rede elétrica (Fig. 1.18). O inversor é modificado de tal maneira a não operar como um retificador, impossibilitando as correntes de “*inrush*” durante o instante de conexão com a rede. O conversor CC, como mencionado anteriormente, baseia-se em

um conversor série-ressonante, onde a indutância de dispersão do transformador mais o capacitor inserido em série com o primário formam o tanque ressonante. Este conversor opera em alta frequência e razão cíclica superior a 50%.

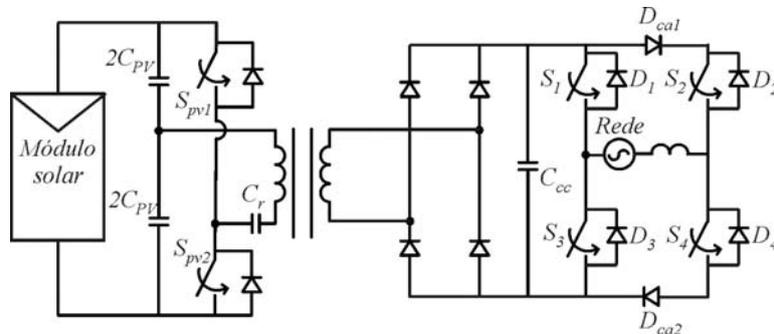


Fig. 1.18 – Sistema proposto por [20] e [33]. O conversor CC-CC eleva a tensão dos módulos e o inversor, conectado à rede, gera em corrente senoidal de saída.

Outro trabalho apresentado em [20] utiliza a mesma estrutura apresentada na Fig. 1.18, com o diferencial do inversor fazer uso de circuitos magnéticos integrados. Isto significa que todos os indutores e transformadores estão incorporados na própria placa de circuito impresso através de magnéticos planares. O indutor ressonante e o transformador do conversor CC-CC são construídos como um único circuito magnético. Isto é feito no intuito de aumentar a eficiência e reduzir os custos e volume. Outros dois indutores, conectados à rede, também são construídos da mesma maneira. O primeiro estágio opera em 500kHz e o segundo em 100Hz. Isto significa que os dois estágios não estão desacoplados, sendo necessário assim um grande capacitor na saída dos módulos fotovoltaicos de modo a atenuar as oscilações de potência.

A Tabela 1.2 apresenta um resumo dos sistemas fotovoltaicos baseados em módulos CA.

Tabela 1.2 – Resumo dos sistemas baseados em módulos CA. Para eficiência, “M” refere-se à máxima eficiência, “E” refere-se à eficiência européia e “N” refere-se à eficiência para condição nominal.

Fig. e Ref.	1.11 [24]	1.12 [25]	1.13 [26]	1.14 [27]	1.15 [28]	1.16 [29-30]	1.17 [31-32]	1.18 [33]	1.18 [20]
Potência Nominal [W]	100	100	105	160	160	150	100	110	250
Tensão da rede [V]	230	230	100	230	100	120	220	230	230
Tensão de entrada [V]	30	48	35	28	-	44	30	26-37	72
Eficiência [%]	-	96M	-	82E, 87M	-	-	84M	87M	-
Fator de Potência []	-	0,955	-	-	-	-	-	-	-
THD da corrente [%]	-	<5	-	-	-	-	-	-	-

1.2.4. SISTEMAS BASEADOS EM TECNOLOGIA SÉRIE E MULTI-SÉRIE

Os sistemas série e multi-série equivalem à combinação de um ou mais conjuntos série a conversores conectados à rede elétrica. Esses sistemas podem ser constituídos por um ou dois estágios de potência e podem ou não conter transformadores. Serão apresentados a seguir alguns sistemas clássicos destas estruturas.

O sistema apresentado na Fig. 1.19 apresenta um inversor meia ponte três níveis com diodo de grampeamento (HBDC) sem transformador [15, 34]. Neste sistema, cada conjunto série de módulos fotovoltaicos é conectado ao neutro/terra da rede, colocando-o assim em concordância com a norma NEC 690. O sistema pode ser projetado para cinco níveis adicionando mais interruptores, diodos e arranjos série. Todavia, como cada conjunto série é utilizado somente em cada meio ciclo da rede, é necessário a utilização de capacitâncias de desacoplamento maiores, o que é uma desvantagem, pois implica no aumentando dos custos.

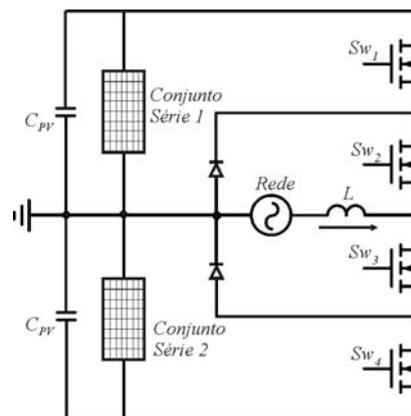


Fig. 1.19 – Sistema meia ponte três níveis com diodo de grampeamento.

O inversor da Fig. 1.20 equivale a um inversor de dois níveis alimentado em tensão (VSI), interfaceando dois conjuntos séries de módulos fotovoltaicos [35-36]. A grande diferença entre esta estrutura e a anterior está no circuito de controle de geração (GCC), composto pelos interruptores S_{w2} , S_{w3} e o indutor L_{pv} , o qual pode operar com cada conjunto série independentemente. A vantagem no GCC está no fato de que um algoritmo de máxima potência pode ser empregado para cada conjunto. Além disso, a expansão do sistema pode ser obtida adicionando mais um conjunto, um capacitor, um interruptor e um indutor.

Uma desvantagem, pertinente tanto nesta estrutura quanto à estrutura da Fig. 1.19, está no fato de ambas possuírem características abaixadoras, acarretando no fato de que a mínima tensão de operação do conjunto série deve ser sempre superior à tensão de pico da tensão da rede. Para painéis

com uma tensão em seu terminal de 20V, serão necessários dois conjuntos série, de pelo menos 18 módulos em série cada, para o sistema da Fig. 1.19 e dois conjuntos série, de pelo menos 9 módulos em série cada, para o sistema da Fig. 1.20.

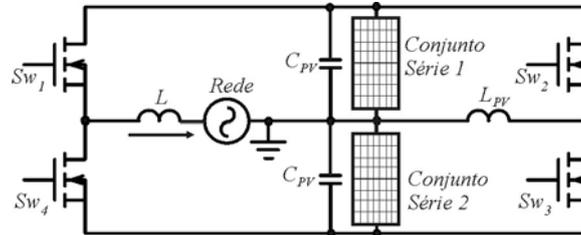


Fig. 1.20 – Sistema fotovoltaico conectado à rede com circuito de controle de geração (GCC).

No trabalho [37] é abordado um esquema de conversão de energia no qual uma forma de onda senoidal retificada é drenada do conversor CC-CC e convertida em uma corrente senoidal por um inversor operando em baixa frequência. Os interruptores são acionados aos pares, de tal modo que S_1 , S_4 e S_2 , S_3 são ligados e desligados complementarmente em intervalos de 120Hz. A Fig. 1.21 apresenta o circuito proposto pelos autores.

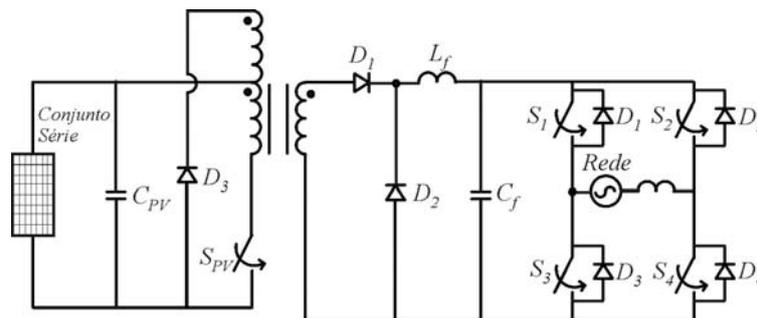


Fig. 1.21 – Circuito proposto em [37] para o sistema fotovoltaico.

O sistema apresentado na Fig. 1.22 foi projetado para três conjuntos série, de 2200W e tensão de entrada variando entre 125V ~ 750V cada [38]. Um circuito MPPT é utilizado em cada conjunto. Um conversor *Boost* é acoplado à saída dos arranjos e o sistema é conectado à rede através de um inversor dois níveis meia ponte alimentado em tensão.

Por fim, a Fig. 1.23 ilustra um sistema multi-série, de 1500W e tensão de entrada variando entre 200V ~ 500V cada [39]. Os conversores CC-CC são baseados nos inversores ponte completa alimentados em corrente, com transformadores operando em alta frequência e uma ponte retificadora a diodo na saída. Assim como no caso do sistema da Fig. 1.22, o estágio CC-CC com entrada em fonte de corrente favorece a redução da capacitância associada paralelamente ao

conjunto. Para este exemplo, o sistema é acoplado à rede através de um inversor três níveis alimentado em tensão.

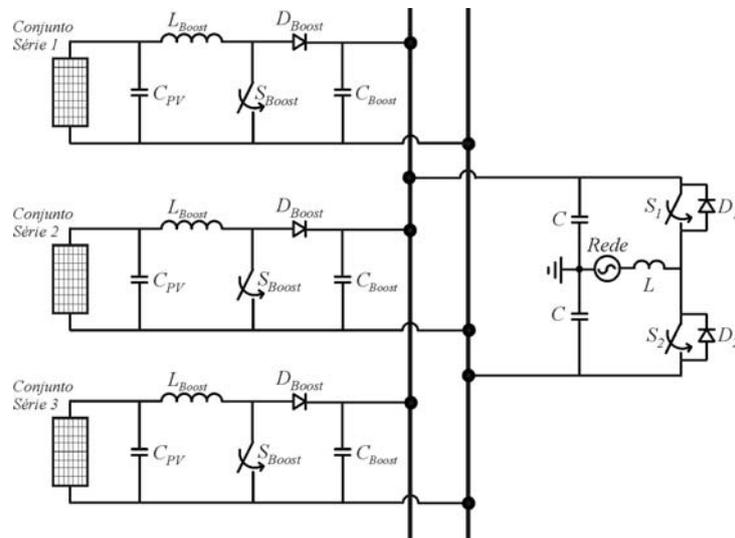


Fig. 1.22 – Sistema multi-série de 2000W.

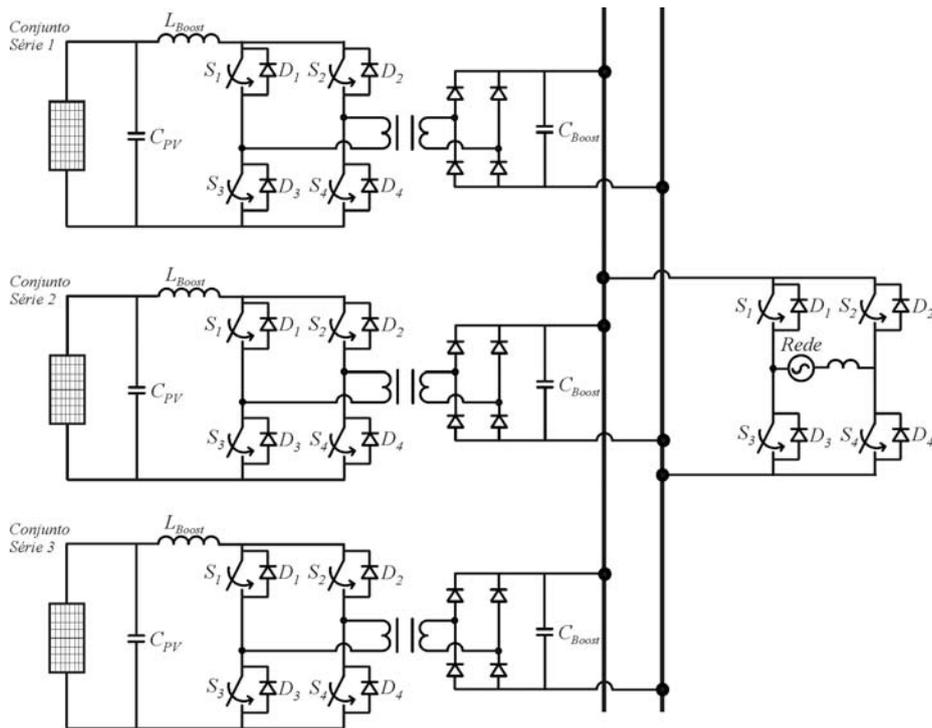


Fig. 1.23 – Sistema multi-série de 1500W.

A Tabela 1.3 apresenta um resumo das estruturas empregadas em sistemas fotovoltaicos baseadas em tecnologia série e multi-séries de módulos. Foram levados em consideração o número de estágios de potência utilizados, o inversor, a tensão mínima de entrada do sistema, a potência nominal de operação, eficiência, taxa de distorção harmônica da corrente (TDH) e o número de

componentes, sendo este dividido em: transformadores (alta frequência – AF ou baixa frequência – BF), indutores e capacitores (Filme e Eletrolítico), interruptores e diodos e em número de módulos solares fotovoltaicos em série.

Tabela 1.3 – Resumo das estruturas baseadas na tecnologia série e multi-série.

Nº da Fig.	Nº de Estágios/conj. série	Inversor	Min. Tensão de entrada	Potência nominal	Eficiência	TDH	Número de Componentes			
							T	L/F/E	I/D	PV
-	-	-	-	-	-	-	T	L/F/E	I/D	PV
1.19	1 / 2, 4, 6...	Três níveis	2x360V	5,8kW	-	-	0	1/2/2	4/2	2x18
1.20	2 / (1), 2, (3), 4...	Dois níveis	360V	2,9kW	-	-	0	2/2/2	4/0	2x9
1.21	2 / 3	Três níveis	200V	3,0kW	91%	-	1xAF	1/-/-	5/3	3x9
1.22	2 / 1, 2, 3	Dois níveis	150V	6,6kW	95%	<4%	0	4/3/2	5/3	3x13
1.23	2 / 1, 2, 3	Três níveis	200V	4,5kW	94,5%	5%	3xAF	4/3/3	16/12	3x9

T – Transformador; L – Indutor; F – Capacitor de filme, E – Capacitor Eletrolítico; I – Interruptor; D – Diodo; PV – Módulo fotovoltaico.

Os tópicos anteriores abordaram de uma maneira geral os sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede de energia elétrica, falando um pouco de sua evolução, classificação dos sistemas quanto ao número de estágios, capacitores de desacoplamento e transformadores, além dos sistemas baseados em módulos solares e na tecnologia série e multi-série. Sabe-se que é numerosa a quantidade de trabalhos gerados e publicados em cada tópico. Contudo, utilizou-se como critério para referenciar os tópicos, as publicações consideradas pioneiras e de maior relevância. Todavia, é notório que as pesquisas no campo da eletrônica de potência aplicada a energias renováveis não param, como resultado da eterna busca dos pesquisadores por novas topologias [114-118], novas estratégias de controle [119-122], assim como novas aplicações [123-129]. Como consequência, no decorrer da pesquisa, este trabalho foi sendo realimentado por essas novas idéias e novos conceitos, que muito contribuíram para seu enriquecimento e, principalmente, serviram como parâmetro ou mesmo referência crítica para o devido enquadramento do presente trabalho diante das atuais correntes de pesquisa. Sendo assim, este trabalho de tese buscou contribuir para o aumento das fronteiras do conhecimento em sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede elétrica.

1.3. MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS DA PESQUISA

O processamento eletrônico de energia elétrica é de vital importância para um país desenvolvido e para a qualidade de vida de sua população. Assim, o domínio tecnológico desta área básica, disponibilizando aos consumidores energia elétrica de qualidade, se faz necessário de forma sistemática e completa.

Como foi abordado nos tópicos anteriores, há tempos que a tecnologia de geração de energia elétrica a partir de módulos fotovoltaicos deixou de ser uma alternativa para o futuro e passou a ser realidade, tornando-se cada vez mais parte integrante da matriz energética mundial.

Motivados por fortes investimentos privados, incentivos governamentais, questões ambientais e por possuírem uma enorme dependência de fontes não-renováveis, as pesquisas em processamento de energia solar fotovoltaica nos países desenvolvidos andam a passos largos.

Contudo, o mesmo volume de pesquisa não é constatado em solo brasileiro. O simples fato da matriz energética nacional ser fundamentada em grandes centrais hidroelétricas, não diminui a responsabilidade dos centros de pesquisa de explorarem novos horizontes energéticos. Além disso, o fato do nosso país apresentar há mais de duas décadas uma capacidade de geração de energia elétrica instalada menor do que a expansão do consumo, só motiva para que maiores esforços em pesquisa em fontes alternativas de energia sejam despendidos.

Diante deste quadro, ficou determinado desenvolver, como meta principal, um sistema fotovoltaico monofásico que operasse conectado à rede elétrica comercial. O sistema seria composto por dois estágios de potência, sendo o primeiro um estágio CC-CC e o segundo um CC-CA.

Todavia, no início das pesquisas, precisamente no primeiro ano de doutorado, a concessionária de energia do estado, Centrais Elétricas de Santa Catarina S.A. (CELESC), nos procurou, pois estudava a possibilidade de dar início a uma parceria em pesquisas exatamente na área de interesse do nosso grupo. A empresa havia recentemente adquirido dois sistemas conectados à rede. Um nacional e um outro importado. O primeiro apresentava o problema de operar com onda quadrada na saída e o segundo, além da questão custo e manutenção, ainda havia sido projetado para 127V e 50Hz. Portanto, a CELESC buscava a possibilidade de desenvolver um sistema de baixo custo, que trabalhasse em 220V e 60Hz, que entregasse uma corrente senoidal de qualidade e que fosse projetado para a faixa de potência de 500W a 1000W.

Portanto, foi estipulado o estudo de dois sistemas independentes, um para a potência de 500W e outro para a potência de 1000W. Essa distinção entre as potências e a decisão de se implementar dois sistemas possibilitou o estudo de diferentes topologias a serem aplicadas ao primeiro estágio. Para tal, foi feita uma ampla revisão bibliográfica de sistemas fotovoltaicos e a classificação das melhores opções foi realizada baseada em critérios bem definidos. Assim, dois conversores CC-CC foram definidos, estudados e utilizados nos sistemas.

Técnicas de controle possíveis de serem utilizadas ao estágio CC-CC foram analisadas. A estratégia de controle mais adequada corresponde àquela que possibilita a operação dos conversores, senão no ponto, pelo menos sempre próximo da máxima potência de geração do arranjo fotovoltaico.

A escolha da estratégia de controle mais adequada para os conversores CC-CC também foi baseada no estudo do comportamento elétrico das células fotovoltaicas. Portanto, foi agregado à pesquisa, o desenvolvimento de um modelo elétrico equivalente para as células fotovoltaicas que possibilitasse a simulação do arranjo.

A pesquisa também contemplou o estudo da topologia inversora mais adequada para o segundo estágio de potência do sistema. Foram abordadas questões relacionadas tanto ao estágio de potência quanto ao controle da corrente de saída do sistema. Ficou determinado que as malhas de controle trabalhariam para garantir uma corrente senoidal e de qualidade além de controlar o fluxo de potência do sistema.

A conexão de cargas entre o sistema fotovoltaico e o ponto de conexão com a rede também foi analisada. Neste tipo de configuração há a possibilidade do sistema operar como um filtro ativo, contribuindo assim para melhorar a qualidade da energia drenada da rede.

O projeto e a implementação de um circuito de supervisão e proteção associado ao sistema foi amplamente discutido e passou a constar também como um dos objetivos da pesquisa. Questões relacionadas aos procedimentos de partida e de desligamento do sistema, ao sincronismo, à proteção quanto a altos níveis de tensão no barramento CC, a faltas da rede, dentre outras, foram abordadas e soluções foram propostas.

Além disso, a continuidade da pesquisa em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, iniciada no INEP em 1998, e a possibilidade de contribuir com soluções teóricas e técnicas, com o estudo de sistemas fotovoltaicos, aumenta o interesse no trabalho ora documentado.

1.4. CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO DE TESE

Como já foi comentado, o sistema será composto por dois estágios sendo o primeiro um conversor CC-CC e o segundo o inversor. Na eletrônica de potência o cascadeamento de conversores compromete o rendimento da fonte como um todo além de trazer alguns outros inconvenientes devido ao aumento do peso e do volume, como por exemplo, o difícil transporte para reparos ou manutenção. Portanto, foi feito um amplo estudo nos conversores CC-CC Meia Ponte ZVS Assimétrico e no conversor Ponte Completa ZVS, visando o desenvolvimento de uma

metodologia de projeto, possível de ser aplicada a ambas as estruturas, e que contemplasse a possibilidade de redução do número de componentes, volume dos capacitores e magnéticos, redução das perdas além de aumentar a faixa de operação em comutação suave. Mesmo o estudo de otimização de conversores sendo uma área bem difundida no campo da eletrônica de potência, principalmente em aplicações como telecomunicação, fontes de alto rendimento, etc – inclusive com excelentes trabalhos desenvolvidos no próprio laboratório – a mesma prática não foi observada para sistemas fotovoltaicos. Sendo assim, a aplicação dos mesmos estudos no campo dos conversores utilizados em energias renováveis mostrou-se um interessante desafio.

O trabalho de tese também trouxe importantes contribuições no campo da estratégia de controle empregada aos conversores aplicados a sistemas fotovoltaicos. A estratégia desenvolvida e incorporada aos conversores que compõem o sistema fotovoltaico trabalha junto às estruturas CC-CC, forçando-as a operarem sempre próximas da potência que os painéis estão fornecendo, bem como no inversor, injetando no sistema elétrico uma corrente senoidal de qualidade, em fase com a tensão de saída da concessionária e proporcional à potência que o sistema pode fornecer a cada instante. O estudo realizado demonstra que utilizando apenas um sensor de corrente no segundo estágio é possível controlar a corrente de saída do sistema e ainda possibilitar a conexão de cargas.

Outra contribuição do trabalho foi o desenvolvimento de um modelo elétrico do painel fotovoltaico. Boa parte do trabalho foi destinada ao estudo de uma estratégia de controle que propiciasse ao conversor empregado no primeiro estágio a possibilidade de operar processando sempre a máxima potência gerada pelo arranjo fotovoltaico. Todavia, durante essa etapa constatou-se a necessidade de estudar detalhadamente o comportamento da célula fotovoltaica sob diversas condições de incidência solar e temperatura. Para isso foi feita uma análise matemática de uma célula e foi desenvolvido um modelo elétrico que a representasse. Alguns resultados do modelo são apresentados no decorrer do trabalho, contudo, uma pesquisa específica nessa área foi conduzida em paralelo com a tese, resultando em uma dissertação de mestrado, defendida pelo aluno Roberto Francisco Coelho.

No decorrer da pesquisa, constatou-se que a conexão de fontes alternativas de energia ao sistema elétrico deve ser realizada seguindo critérios bem definidos. Conseqüentemente, a implementação de um sistema de supervisão e proteção agregou bastante conhecimento e contribuiu bastante para solucionar questões relacionadas à entrada e saída de operação do sistema fotovoltaico.

Por fim, na presente pesquisa também estudou-se a continuidade de operação do sistema em condições de baixa – ou até mesmo ausência – incidência solar. Para tal, o mesmo comportar-se-á como um filtro ativo, auxiliando no melhoramento da qualidade de energia na rede elétrica. Portanto, o trabalho também contribui no campo de filtros ativos, área esta já amplamente difundida no laboratório INEP, todavia sem ser explorada anteriormente no campo de fontes renováveis.

1.5. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Os capítulos 2 e 3 apresentam os dois conversores utilizados no primeiro estágio dos sistemas fotovoltaicos. São apresentadas as etapas de operação de cada estrutura, o que é de fundamental importância para o desenvolvimento matemático utilizado na otimização dos mesmos. Também é apresentada toda otimização dos conversores, destacando o estudo da escolha do valor da indutância ressonante em função da relação de transformação. O estudo leva em consideração o valor ideal do indutor ressonante de tal maneira a garantir comutação ZVS para um valor mínimo de carga a ser estipulado pelo projetista. O projeto dos conversores e as especificações dos componentes são explanados.

No capítulo 4 é apresentada a estrutura utilizada no estágio de saída do sistema. Toda análise matemática, projeto e especificação são apresentadas. Também foi dada ênfase ao estudo da técnica de controle empregada.

O capítulo 5 apresenta os circuitos MPP, supervisão e auxiliares utilizados no sistema completo.

O capítulo 6 apresenta os resultados de simulação, dos dois sistemas, e experimentais obtidos.

Na seção seguinte são apresentadas as conclusões gerais sobre o trabalho, e propostas para possíveis continuações nesta linha de pesquisa.

CAPÍTULO II

2. ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC MEIA PONTE PWM ZVS COM COMANDO ASSIMÉTRICO

2.1. INTRODUÇÃO

A estrutura de potência do conversor CC-CC Meia-Ponte PWM ZVS com comando assimétrico (MP-PWM-ZVS Assimétrico) é ilustrada na Fig. 2.1. Como pode ser observado, o mesmo pode ser considerado idêntico ao conversor Meia-Ponte Isolado convencional (Fig. 2.2), principalmente se o indutor ressonante (L_r) for considerado como sendo a própria indutância de dispersão do transformador.

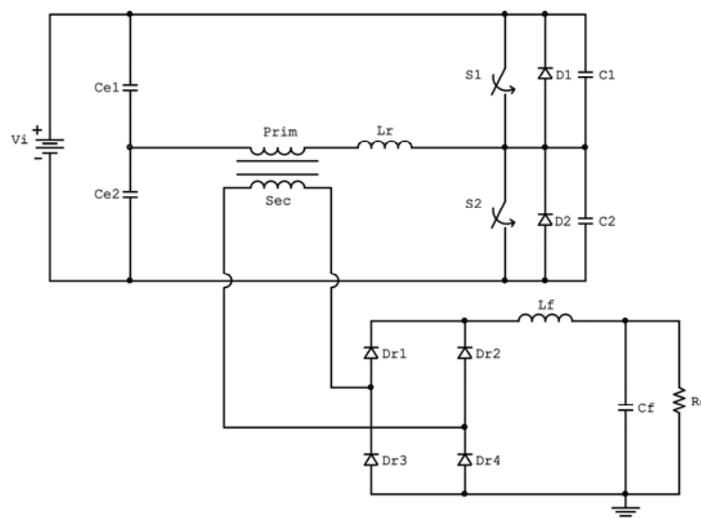


Fig. 2.1 – Conversor Meia-Ponte, PWM, ZVS com comando assimétrico.

Assim como outros conversores convencionais em meia ponte, o conversor CC-CC MP-PWM-ZVS baseia-se na aplicação de tensão sobre o filtro de saída durante uma parcela do período total de comutação. Visando manter a tensão de saída em níveis pré-estabelecidos, face as diferentes demandas de carga e/ou variações da tensão de entrada, a razão entre o período em que a fonte fornece energia para a carga e o período de comutação é modulado, dando origem à denominação PWM (“Pulse Width Modulation” – Modulação por largura de pulsos).

Nas estruturas processadoras de energia convencionais, tanto nos instantes de entrada em condução quanto nos instantes de bloqueio dos interruptores, há o surgimento simultâneo de tensão e corrente durante a comutação, tornando as mesmas dissipativas. Assim, uma vez que as perdas por

comutação são diretamente proporcionais à frequência de comutação dos interruptores, estes conversores acabam sendo forçados a comutar em apenas uma restrita faixa de frequências.

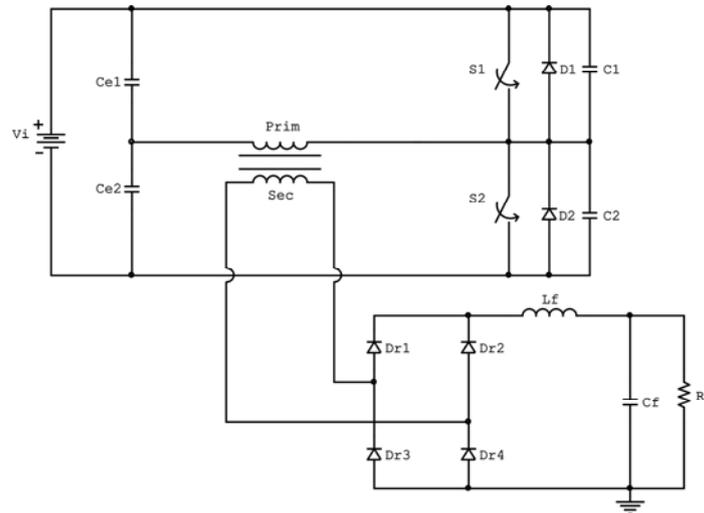


Fig. 2.2 – Conversor Meia-Ponte Isolado convencional.

Na topologia Meia-Ponte convencional, quando operando com razão cíclica unitária (cada interruptor operando durante 50% do período), é possível obter uma comutação mais favorável. No instante em que o interruptor S_1 é bloqueado, a corrente que circula na indutância de dispersão do transformador é igual a corrente de saída refletida ao primário. No instante do bloqueio, esta corrente é transferida para os capacitores $C1$ e $C2$ carregando $C1$ e descarregando $C2$. Quando a tensão nestes capacitores se iguala a metade da tensão de entrada V_i , o transformador é colocado em curto e tem início a etapa de ressonância. Ao final da etapa, a tensão em $C2$ se anula, forçando a entrada em condução do diodo $D2$, permitindo assim que a energia acumulada na indutância seja devolvida à fonte de entrada. Durante todo o intervalo de tempo de devolução de energia, a tensão sobre o interruptor S_2 é nula. Portanto, se neste intervalo, o interruptor S_2 for comandado a conduzir, a entrada em condução ocorrerá sob tensão nula, ou seja, comutação ZVS (“Zero Voltage Switching”). Os capacitores também permitem um bloqueio de S_1 mais suave por proporcionarem um incremento gradual da tensão sobre o interruptor além de fornecerem um caminho alternativo para a corrente.

Porém, caso o conversor deixe de operar com razão cíclica unitária, a corrente no indutor inverterá de sentido e o interruptor S_2 não terá sido comandado a conduzir, ocorrendo assim uma nova ressonância entre o indutor e os capacitores. Conseqüentemente, quando S_2 entrar em condução a mesma não será mais suave.

É exatamente neste ponto em questão que o conversor CC-CC Meia-Ponte PWM ZVS com Comando Assimétrico se enquadra. O maior diferencial da topologia estudada encontra-se na possibilidade de obter comutação suave, mesmo quando operando com uma razão cíclica não mais unitária. O comando assimétrico, que consiste em habilitar os interruptores de maneira complementar durante um período de comutação, possibilita manter os intervalos de comutação independente da razão cíclica. Desta maneira, à exceção dos pequenos intervalos de tempo destinados às comutações, sempre um dos interruptores se encontra ativo. Os capacitores de entrada C_{e1} e C_{e2} , por apresentarem valores médios diferentes, dão a característica de assimetria do mesmo.

Este conversor também é chamado de conversor quase-ressonante por possuir uma etapa ressonante durante o período de comutação. Esta etapa ressonante é realizada através de um circuito composto por um indutor ressonante e os capacitores de comutação em paralelo com os interruptores. Este tipo de comutação, ZVS, permite tanto a entrada em condução como o bloqueio sob tensão nula.

O uso da técnica ZVS, restringindo a ressonância a pequenos intervalos dentro do período de comutação evita o aumento dos esforços de tensão e corrente sobre os interruptores. No entanto, durante estes períodos a tensão na entrada do filtro de saída é nula, reduzindo assim o tempo de aplicação da tensão e inserindo o que se chama de perda de razão cíclica.

Vale ressaltar que o volume da estrutura pode ser bastante reduzido, uma vez que os próprios elementos intrínsecos dos interruptores são aproveitados, e devido à possibilidade de trabalhar com frequências bem elevadas, por possuir baixas perdas por comutação, seus elementos magnéticos podem ser reduzidos.

2.2. ANÁLISE DO CONVERSOR

A título de facilitar a análise do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico algumas simplificações e considerações foram adotadas:

- Todas as grandezas referentes ao estágio de saída do conversor, tais como, corrente na carga e tensão média de saída, são referidas ao primário do transformador.
- O transformador é representado apenas por sua indutância magnetizante.
- O filtro de saída será substituído por uma fonte de corrente constante e ideal com valor igual ao valor da corrente de carga referida ao primário.
- Os diodos da ponte também são referidos ao primário do transformador.
- S_1 e S_2 são ideais, bem como os diodos em anti-paralelo.

- É desprezada a ondulação de corrente na indutância de magnetização.
- As tensões sobre Ce_1 e Ce_2 são constantes e iguais a $(1 - D) \cdot Vi$ e $D \cdot Vi$, onde D é a razão cíclica e Vi a tensão de entrada.

A Fig. 2.3 apresenta a estrutura simplificada do MP-PWM-ZVS Assimétrico já com as simplificações mencionadas anteriormente.

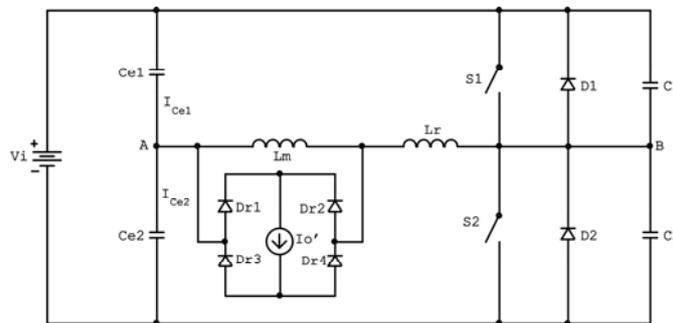


Fig. 2.3 – Estrutura simplificada do MP-PWM-ZVS Assimétrico.

2.2.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO

As etapas de operação são descritas a seguir. Todas as etapas foram baseadas no circuito simplificado apresentado anteriormente. Outras referências, tais como em [49–54] apresentam outras análises semelhantes da estrutura.

PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_0 - t_1$)

Durante toda esta etapa, Fig. 2.4, o interruptor S_1 encontra-se em condução, possibilitando a transferência de toda energia da fonte para a carga. A corrente que circula através de S_1 , que é a mesma corrente do indutor ressonante, é igual a $I_{Lm} + I_o'$. Como a corrente através de L_r é constante, a queda de tensão sobre o indutor ressonante é nula. A etapa termina quando S_1 é bloqueado.

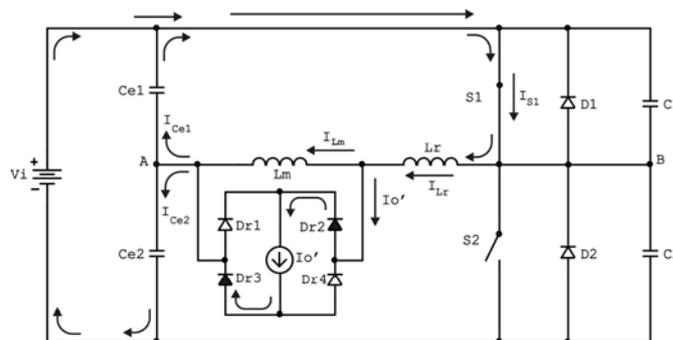


Fig. 2.4 – Circuito equivalente à primeira etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_0$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_0) = I_0' + I_{Lm} = 2 \cdot I_0' (1 - D) \quad (2.1)$$

$$V_{C1}(t_0) = 0 \quad (2.2)$$

$$V_{C2}(t_0) = Vi \quad (2.3)$$

$$V_{AB}(t_0) = (1 - D) \cdot Vi \quad (2.4)$$

$$V_0'(t_0) = (1 - D) \cdot Vi \quad (2.5)$$

No decorrer da etapa, os valores de corrente e tensão são:

$$i_{Lr}(t) = I_0' + I_{Lm} = 2 \cdot I_0' \cdot (1 - D) \quad (2.6)$$

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (2.7)$$

$$V_{C2}(t) = Vi \quad (2.8)$$

$$V_0'(t) = (1 - D) \cdot Vi \quad (2.9)$$

A etapa tem duração de:

$$\Delta t_{(0-1)} = D \cdot Ts \quad (2.10)$$

SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_1 - t_2$)

A etapa tem início no instante $t = t_1$ quando S_1 é bloqueado. O bloqueio de S_1 ocorre sob tensão nula. A partir deste instante $C1$ começa a se carregar e $C2$ a se descarregar, ambos com corrente constante. Portanto os capacitores possuem uma variação de tensão linear. A etapa é conhecida como etapa linear de desbloqueio de S_1 . A mesma termina quando a tensão em $C1$ atinge o valor de $(1 - D) \cdot Vi$. A Fig. 2.5 ilustra o circuito equivalente à etapa.

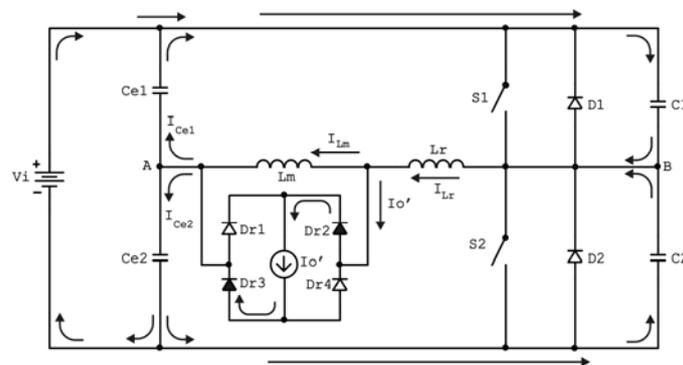


Fig. 2.5 – Circuito equivalente à segunda etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_l$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_1) = I_0' + I_{Lm} = 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' \quad (2.11)$$

$$V_{C1}(t_1) = 0 \quad (2.12)$$

$$V_{C2}(t_1) = Vi \quad (2.13)$$

$$V_{AB}(t_1) = (1 - D) \cdot Vi \quad (2.14)$$

$$V_0'(t_1) = (1 - D) \cdot Vi \quad (2.15)$$

A equação (2.16) representa a corrente no indutor ressonante.

$$i_{Lr}(t) = 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' \quad (2.16)$$

Sabendo que a corrente no indutor corresponde a soma das correntes que circulam pelos capacitores $C1$ e $C2$, esta também pode ser representada por:

$$i_{Lr}(t) = i_{C1}(t) - i_{C2}(t) \quad (2.17)$$

Como,

$$\frac{dV_{C1}(t)}{dt} = -\frac{dV_{C2}(t)}{dt} \quad (2.18)$$

A tensão sobre $C1$ pode então ser determinada como descrito abaixo:

$$2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' = C_1 \cdot \frac{dV_{C1}(t)}{dt} - C_2 \cdot \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

Substituindo (2.18) em (2.19) tem-se:

$$2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' = C_1 \cdot \frac{dV_{C1}(t)}{dt} + C_2 \cdot \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \quad (2.20)$$

Reagrupando (2.20).

$$\frac{dV_{C1}(t)}{dt} = \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot I_0'}{C_1 + C_2} \quad (2.21)$$

$$V_{C1}(t) = \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot I_0'}{C_1 + C_2} \cdot t \quad (2.22)$$

A tensão em $C2$ é calculada por:

$$V_{C2}(t) = Vi - \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot I_0'}{C_1 + C_2} \cdot t \quad (2.23)$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(1-2)} = \frac{V_i \cdot (C_1 + C_2)}{2 \cdot I_0'} \quad (2.24)$$

TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_2 - t_3$)

A etapa inicia no instante em que a tensão no capacitor $C1$ atinge $(1 - D) \cdot V_i$, ou ainda, quando a tensão no capacitor $C2$ atinge $D \cdot V_i$, ($t = t_2$). Neste instante, a tensão entre os pontos A e B se anula, tendendo, logo em seguida, a inverter de sentido. Porém, com a presença do indutor L_r em série com o primário do transformador, a corrente fica impossibilitada de inverter seu sentido instantaneamente, colocando assim a ponte retificadora de saída em curto-circuito, que por sua vez, acaba absorvendo também a corrente de magnetização. Como neste instante, só há a presença do indutor ressonante entre os pontos A e B e a corrente de saída está circulando em roda livre pelos diodos retificadores, o indutor se descarrega, de modo ressonante, juntamente com os capacitores $C1$ e $C2$. A etapa termina em t_3 quando $V_{C2} = 0$ e $V_{C1} = V_i$. A Fig. 2.6 apresenta o circuito equivalente.

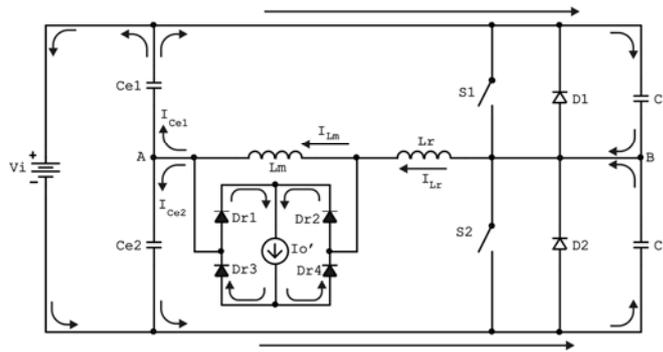


Fig. 2.6 – Circuito equivalente à terceira etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_2$) são iguais a:

$$i_{L_r}(t_2) = I_0' + I_{L_m} = 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' \quad (2.25)$$

$$V_{C1}(t_2) = (1 - D) \cdot V_i \quad (2.26)$$

$$V_{C2}(t_2) = D \cdot V_i \quad (2.27)$$

$$V_{AB}(t_2) = 0 \quad (2.28)$$

$$V_o'(t_2) = 0 \quad (2.29)$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.30):

$$i_{L_r}(t) = 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' \cdot \cos(\omega t) \quad (2.30)$$

As tensões sobre os capacitores $C1$ e $C2$ são calculadas pelas equações (2.31) e (2.32).

$$V_{C1}(t) = (1-D) \cdot Vi + 2 \cdot (1-D) \cdot Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{2.31}$$

$$V_{C2}(t) = D \cdot Vi - 2 \cdot (1-D) \cdot Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{2.32}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(2-3)} = \frac{\text{asen} \left[\frac{D \cdot Vi}{2 \cdot I_0' \cdot (1-D) \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}}} \right]}{\omega} \tag{2.33}$$

Onde ω , Ceq e Z equivalem às equações (2.34), (2.35) e (2.36).

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Lr \cdot Ceq}} \tag{2.34}$$

$$Ceq = C1 + C2 \tag{2.35}$$

$$Z = \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \tag{2.36}$$

QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_3 - t_4$)

Em $t = t_3$, a tensão no capacitor $C2$ atinge zero e o diodo $D2$ entra em condução, grampeando a tensão em $C2$ em zero dando um fim à ressonância, Fig. 2.7. Durante esta etapa ocorre a desmagnetização de Lr , devolvendo a energia para a fonte. A etapa termina quando a corrente em Lr atinge o valor zero. É importante ressaltar que o interruptor S_2 tem que ser comandado a conduzir nesta etapa.

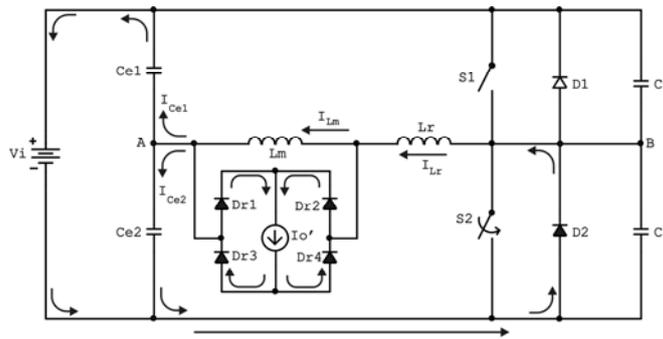


Fig. 2.7 – Circuito equivalente à quarta etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_3$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_3) = I_0' + I_{Lm} = 2 \cdot (1-D) \cdot I_0' \tag{2.37}$$

$$V_{C1}(t_3) = Vi \tag{2.38}$$

$$V_{C2}(t_3) = 0 \tag{2.39}$$

$$V_{AB}(t_3) = -D \cdot Vi \tag{2.40}$$

$$V_0'(t_3) = 0 \tag{2.41}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.42):

$$i_{Lr}(t) \cong 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' - \frac{D \cdot Vi}{Lr} \cdot t \tag{2.42}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = Vi \tag{2.43}$$

$$V_{C2}(t) = 0 \tag{2.44}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(3-4)} = \frac{Lr \cdot i_{Lr_{t3}}(\Delta t_{(2-3)})}{D \cdot Vi} \tag{2.45}$$

QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₄ - t₅)

A etapa começa em $t = t_4$, quando a corrente em L_r atinge zero (Fig. 2.8). Neste instante a corrente em L_r inverte de sentido, bloqueando o diodo $D2$ e passando a circular através de S_2 . Durante toda a etapa a ponte retificadora continua em curto-circuito. A etapa termina quando a corrente em L_r atinge o valor de $i_{Lr}(t_5) = -(I_0' - i_{Lm})$.

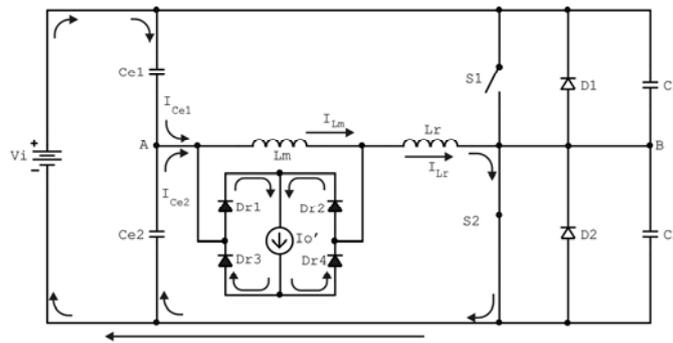


Fig. 2.8 – Circuito equivalente à quinta etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_4$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_4) = 0 \tag{2.46}$$

$$V_{C1}(t_4) = Vi \tag{2.47}$$

$$V_{C2}(t_4) = 0 \tag{2.48}$$

$$V_{AB}(t_4) = -D \cdot Vi \tag{2.49}$$

$$V_0'(t_4) = 0 \tag{2.50}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.51):

$$i_{Lr}(t) = -\frac{D \cdot Vi}{Lr} \cdot t \tag{2.51}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = Vi \tag{2.52}$$

$$V_{C2}(t) = 0 \tag{2.53}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(4-5)} = \frac{2 \cdot Lr \cdot I_0'}{Vi} \tag{2.54}$$

SEXTA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₅ - t₆)

Esta etapa tem início em $t = t_5$ quando a corrente em L_r atinge o valor $I_{Lm} - I_0'$. Neste instante a corrente do filtro de saída deixa de circular em “roda livre” pelos diodos retificadores. A fonte de entrada volta a transferir energia para a saída através de S_2 . A etapa termina quando o interruptor S_2 é bloqueado. A Fig. 2.9 apresenta o circuito equivalente.

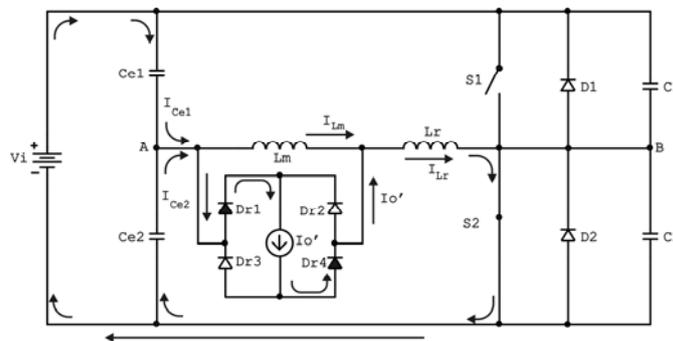


Fig. 2.9 – Circuito equivalente à sexta etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_5$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_5) = -I_0' + I_{Lm} \tag{2.55}$$

$$V_{C1}(t_5) = Vi \tag{2.56}$$

$$V_{C2}(t_5) = 0 \tag{2.57}$$

$$V_{AB}(t_5) = -D \cdot Vi \quad (2.58)$$

$$V_0'(t_5) = -D \cdot Vi \quad (2.59)$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.60):

$$i_{L_r}(t) = -I_0' + I_{L_m} = -2 \cdot D \cdot I_0' \quad (2.60)$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = Vi \quad (2.61)$$

$$V_{C2}(t) = 0 \quad (2.62)$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(5-6)} = (1 - D) \cdot Ts \quad (2.63)$$

SÉTIMA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_6 - t_7$)

Em t_6 o interruptor S_2 é bloqueado sob tensão nula. Neste instante, a corrente é desviada para os capacitores $C1$ e $C2$ que iniciam uma nova transição de estado (Fig. 2.10). As tensões V_{C1} e V_{C2} variam linearmente até t_7 , quando V_{C1} atinge $(1 - D) \cdot Vi$, ou V_{C2} atinge $D \cdot Vi$. Ao final da etapa a tensão entre os pontos A e B se anula.

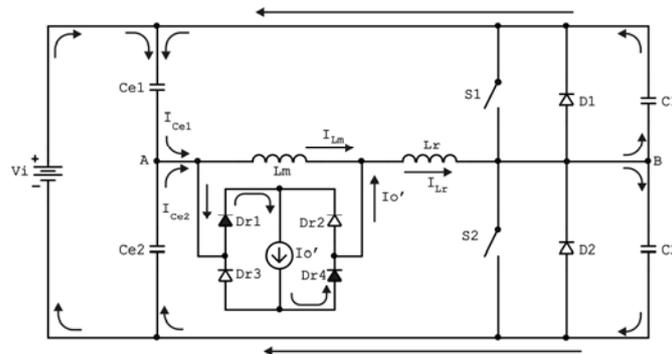


Fig. 2.10 – Circuito equivalente à sétima etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_6$) são iguais a:

$$i_{L_r}(t_6) = -I_0' + I_{L_m} \quad (2.64)$$

$$V_{C1}(t_6) = Vi \quad (2.65)$$

$$V_{C2}(t_6) = 0 \quad (2.66)$$

$$V_{AB}(t_6) = -D \cdot Vi \quad (2.67)$$

$$V_0'(t_6) = -D \cdot Vi \quad (2.68)$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.69):

$$i_{Lr}(t) = -I_0' + I_{Lm} = -2 \cdot D \cdot I_0' \quad (2.69)$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = Vi - \frac{2 \cdot D \cdot I_0'}{C_1 + C_2} \cdot t \quad (2.70)$$

$$V_{C2}(t) = \frac{2 \cdot D \cdot I_0'}{C_1 + C_2} \cdot t \quad (2.71)$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(6-7)} = \frac{Vi \cdot Ceq}{2 \cdot I_0'} \quad (2.72)$$

OITAVA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_7 - t_8$)

Em $t = t_7$ a tensão em $C1$ atinge $(1 - D) \cdot Vi$ e a tensão entre os pontos A e B se anula. A partir deste instante a corrente I_0' entra em “roda livre” através dos diodos da ponte, ao mesmo tempo L_r entra em ressonância com os capacitores $C1$ e $C2$. A etapa termina quando a transição de estado dos capacitores é concluída. A Fig. 2.11 apresenta o circuito equivalente.

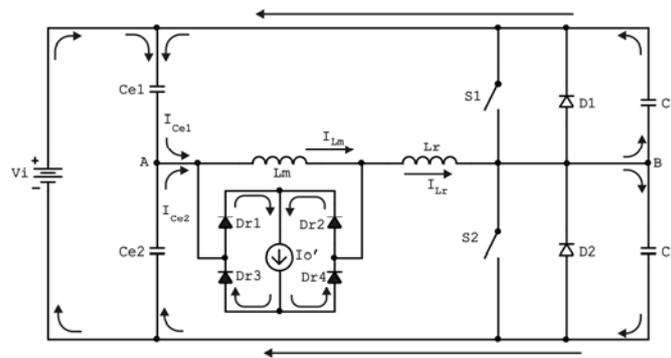


Fig. 2.11 – Circuito equivalente à oitava etapa.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_7$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_7) = -I_0' + I_{Lm} \quad (2.73)$$

$$V_{C1}(t_7) = (1 - D) \cdot Vi \quad (2.74)$$

$$V_{C2}(t_7) = D \cdot Vi \quad (2.75)$$

$$V_{AB}(t_7) = 0 \quad (2.76)$$

$$V_0'(t_7) = 0 \tag{2.77}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.78):

$$i_{Lr}(t) = -2 \cdot D \cdot I_0' \cdot \cos(\omega t) \tag{2.78}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = (1 - D) \cdot Vi - 2 \cdot D \cdot Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{2.79}$$

$$V_{C2}(t) = D \cdot Vi + 2 \cdot D \cdot Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{2.80}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(7-8)} = \frac{\text{asen} \left[\frac{(1 - D) \cdot Vi}{2 \cdot D \cdot I_0' \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}}} \right]}{\omega} \tag{2.81}$$

NONA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₈ - t₉)

Em $t = t_8$ a tensão sobre $C1$ atinge zero, polarizando $D1$, que passa a conduzir a corrente em Lr , que se desmagnetiza linearmente. Durante esta etapa a tensão sobre $S1$ é zero, favorecendo sua entrada em condução sob tensão nula. Portanto, $S1$ deve ser comandado a conduzir neste intervalo de tempo. A etapa termina (Fig. 2.12) quando a corrente no indutor ressonante se anula.

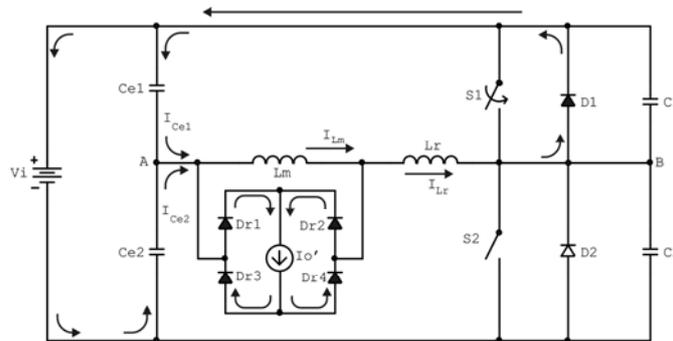


Fig. 2.12 – Circuito equivalente à nona etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_8$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_8) = -I_0' + I_{Lm} \tag{2.82}$$

$$V_{C1}(t_8) = 0 \tag{2.83}$$

$$V_{C2}(t_8) = Vi \tag{2.84}$$

$$V_{AB}(t_8) = (1 - D) \cdot Vi \tag{2.85}$$

$$V_0'(t_8) = 0 \tag{2.86}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.87):

$$i_{Lr}(t) \cong -2 \cdot D \cdot I_0' + \frac{(1 - D) \cdot Vi}{Lr} \cdot t \tag{2.87}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = 0 \tag{2.88}$$

$$V_{C2}(t) = Vi \tag{2.89}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(8-9)} = \frac{I_{Lr_t8}(\Delta t_{(7-8)})}{(1 - D) \cdot Vi} \tag{2.90}$$

DÉCIMA ETAPA DE OPERÇÃO (t₉ - t₁₀)

Em $t = t_9$ a corrente em L_r atinge zero invertendo seu sentido, passando a circular pelo interruptor S_1 . A corrente em L_r cresce linearmente até alcançar o valor $I_0' + I_{Lm}$. No instante em que a corrente disponível no primário se iguala à I_0' a etapa é concluída (Fig. 2.13).

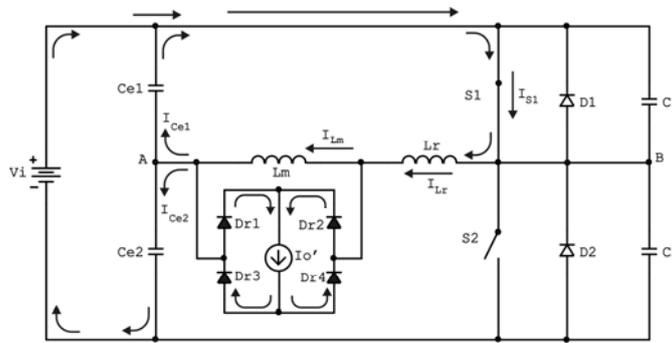


Fig. 2.13 – Circuito equivalente à décima etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores $C1$ e $C2$, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_9$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_9) = 0 \tag{2.91}$$

$$V_{C1}(t_9) = 0 \tag{2.92}$$

$$V_{C2}(t_9) = Vi \tag{2.93}$$

$$V_{AB}(t_9) = (1 - D) \cdot Vi \tag{2.94}$$

$$V_0'(t_9) = 0 \quad (2.95)$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (2.96):

$$i_{Lr}(t) = \frac{(1-D) \cdot Vi}{Lr} \cdot t \quad (2.96)$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1}(t) = 0 \quad (2.97)$$

$$V_{C2}(t) = Vi \quad (2.98)$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(9-10)} = \frac{2 \cdot Lr \cdot I_0'}{Vi} \quad (2.99)$$

Na Fig. 2.14 estão apresentadas as principais formas de onda do conversor. As correntes dos interruptores foram exibidas em conjunto com as correntes de seus respectivos diodos em antiparalelo. Como pode ser observada na ilustração, a tensão de cada interruptor fica limitada à tensão de entrada. Com respeito às correntes em cada interruptor, seus valores médios são iguais para ambos, porém S_1 é submetido a esforços de corrente maiores, pois mesmo conduzindo por um intervalo de tempo menor, o valor eficaz da corrente que circula pelo mesmo é superior.

A corrente que circula pelo indutor ressonante excursiona por uma amplitude de $2I_0'$ entre dois valores extremos, sendo que o valor médio destes dois extremos é igual à corrente de magnetização. Como o conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico trabalha com tensões assimétricas, as taxas de variações da corrente do indutor ressonante, que ocorrem duas vezes em um único período, são diferentes.

Quanto aos diodos da ponte retificadora, percebe-se que o par $Dr_1 - Dr_4$ é mais sacrificado que seus complementares, por conduzirem a corrente de carga durante um intervalo de tempo maior e por suportarem uma tensão reversa também maior.

A Fig. 2.14 também ilustra a forma de onda da tensão, refletida ao primário, aplicada ao filtro de saída (V_0').

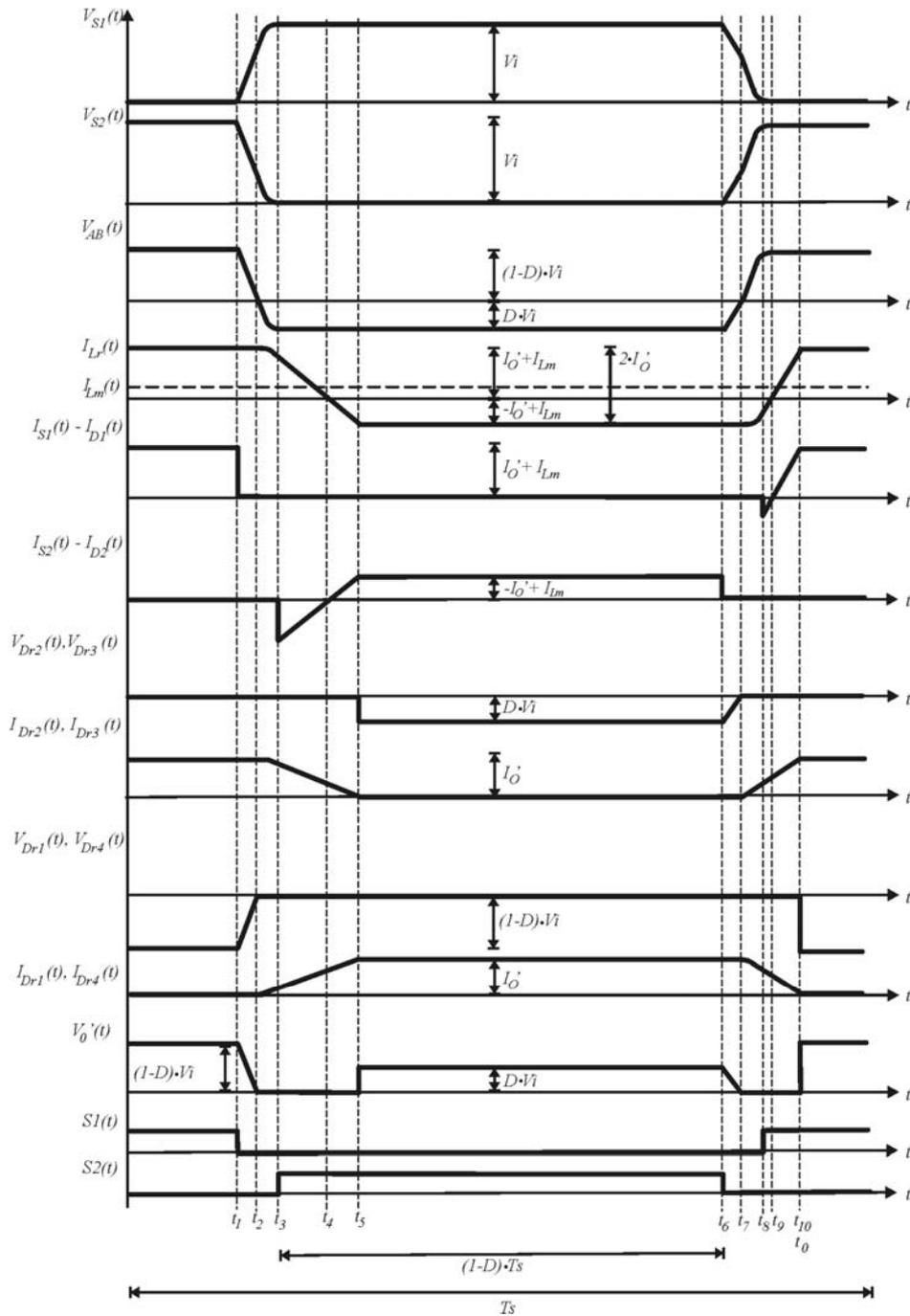


Fig. 2.14 – Principais formas de onda.

2.3. ANÁLISE DA COMUTAÇÃO SUAVE

Como foi explanado na seção anterior, o pequeno intervalo de tempo que o indutor utiliza para sua desmagnetização é o tempo disponível que cada interruptor tem para ser comandado a conduzir. Portanto, o instante compreendido entre o início da condução do diodo e o momento que a corrente no indutor se anula, corresponde o máximo tempo morto admissível entre os comandos dos

interruptores. Todavia, devido a operação assimétrica do conversor, o que acarreta diferentes taxas de variações da corrente no indutor ressonante, há uma diferença no tempo que cada interruptor tem disponível para entrar em condução, resultando em uma condição mais crítica para a entrada em condução de um dos interruptores [50] e [55].

O tempo de carga e descarga dos capacitores $C1$ e $C2$ determina a condição mínima necessária a ser respeitada antes que o comando dos interruptores seja acionando, determinando assim o tempo morto mínimo necessário para se obter comutação sob condição nula de tensão. A transição de estado dos capacitores ocorre nas etapas 2 e 3, que corresponde o bloqueio de S_1 e em seguida o ligar de S_2 , e nas etapas 7 e 8, que corresponde ao bloqueio de S_2 e em seguida o ligar de S_1 . O período mais crítico ocorre nas 7ª e 8ª etapas, principalmente quando o conversor está operando no limite de carga que permite comutação suave. Assim, o tempo morto mínimo equivale a:

$$T_{\min} = \Delta t_{67} + \Delta t_{78} = \frac{V_i \cdot C_{eq}}{2 \cdot I'_0} + \frac{\text{asen} \left[\frac{(1-D) \cdot V_i}{2 \cdot D \cdot I'_0 \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}}} \right]}{\omega} \quad (2.100)$$

Como o interruptor deve ser comando até o instante em que a corrente do indutor se anula, conclui-se que o máximo tempo morto necessário para garantir uma comutação suave equivale ao mínimo tempo que o indutor L_r necessita para anular sua corrente. Como citado na seção anterior, a desmagnetização do indutor ocorre nas etapas 4 e 9, e assim como para o mínimo tempo morto, o período crítico ocorre na 9ª etapa de operação. Portanto, considerando a corrente no indutor constante durante a etapa ressonante que precede a etapa crítica, o máximo tempo morto equivale a:

$$T_{\max} = T_{\min} + \frac{2 \cdot I'_0 \cdot D \cdot L_r}{(1-D) \cdot V_i} \quad (2.101)$$

Portanto, para garantir comutação ZVS em toda faixa de operação especificada em projeto, o comando dos interruptores tem que ter um tempo morto localizado, aproximadamente, no ponto médio entre o máximo e mínimo valor calculado pela equação (2.102):

$$T_m = \frac{T_{\max} + T_{\min}}{2} \quad (2.102)$$

2.4. CAPACITORES DE ARMAZENAMENTO (C_{e1} e C_{e2})

Durante a primeira etapa de transferência de potência, o sistema constituído pela carga e pela indutância magnetizante recebe mais energia do que a segunda etapa. Esta diferença de energia se reflete diretamente em diferentes valores de corrente absorvida do sistema formado pela fonte de entrada e pelos capacitores de armazenamento. Variando-se a relação entre C_{e1} e C_{e2} , estes capacitores absorvem em maior ou em menor grau a assimetria da corrente. Como o objetivo é manter o mesmo valor médio de corrente fornecido pela fonte de entrada durante os estágios de operação haverá uma razão C_{e1}/C_{e2} , que permite esta condição.

A equação (2.103) representa a soma das tensões dos capacitores de entrada, que obrigatoriamente tem que ser igual à tensão de entrada.

$$V_{C_{e1}} + V_{C_{e2}} = Vi \quad (2.103)$$

Como a tensão de entrada é constante, derivando a equação anterior obtém-se:

$$\frac{dV_{C_{e1}}}{dt} = -\frac{dV_{C_{e2}}}{dt} \quad (2.104)$$

Substituindo as derivadas das tensões nos capacitores, a equação (2.104) pode ser reescrita como:

$$\frac{C_{e1}}{C_{e2}} = -\frac{I_{C_{e1}}}{I_{C_{e2}}} \quad (2.105)$$

Para o intervalo $\Delta t_{(0-1)} = D \cdot Ts$, a corrente no interruptor S_1 é dada pela equação (2.106):

$$I_{S_1} = 2 \cdot (1-D) \cdot I_0' = -I_{C_{e1}} + I_{C_{e2}} \quad (2.106)$$

Assim, substituindo a equação (2.105) em (2.106) e desenvolvendo a equação resultante tem-se a corrente do capacitor C_{e2} que é igual a corrente fornecida pela fonte durante todo o intervalo de tempo.

$$I_{C_{e2}} = 2 \cdot \left(\frac{C_{e2}}{C_{e1} + C_{e2}} \right) \cdot (1-D) \cdot I_0' = I_{Vi}(D) \quad (2.107)$$

Utilizando todo o raciocínio anterior, só que agora para o intervalo de tempo $\Delta t_{(5-6)} = (1-D) \cdot Ts$, é possível encontrar a corrente no capacitor C_{e1} que é igual a corrente fornecida pela fonte durante todo o intervalo de tempo.

$$I_{S_2} = 2 \cdot D \cdot I_0' \quad (2.108)$$

$$I_{S_2} = I_{C_{e1}} - I_{C_{e2}} \quad (2.109)$$

$$I_{C_{e_1}} = 2 \cdot \left(\frac{C_{e_1}}{C_{e_1} + C_{e_2}} \right) \cdot D \cdot I_0' = I_{Vi} (1 - D) \quad (2.110)$$

Igualando as equações (2.107) e (2.110) obtém-se (2.111).

$$\frac{(1 - D)}{D} = \frac{C_{e_1}}{C_{e_2}} \quad (2.111)$$

Considerando $C_{ieq} = C_{e_1} + C_{e_2}$ (Fig. 2.15), o valor da carga armazenada no capacitor equivalente de entrada do conversor é dado por:

$$Q_{C_{ieq}} = \int_0^{D \cdot T_s} I_{C_{ieq}}(t) \cdot dt = \int_0^{D \cdot T_s} I_{S_1} \cdot dt \quad (2.112)$$

$$Q_{C_{ieq}} = \int_0^{D \cdot T_s} 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' \cdot dt = 2 \cdot (1 - D) \cdot I_0' \cdot D \cdot T_s \quad (2.113)$$

Reescrevendo o valor da carga armazenada em C_{ieq} em função da ondulação de tensão e igualando a (2.113) chega-se a (2.114).

$$Q_{C_{ieq}} = C_{ieq} \cdot \Delta V_{C_{ieq}} = 2 \cdot I_0' \cdot (1 - D) \cdot D \cdot T_s = \frac{2 \cdot I_0' \cdot (1 - D) \cdot D}{f_s} \quad (2.114)$$

$$C_{ieq} = \frac{2 \cdot I_0' \cdot (1 - D) \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_{C_{ieq}}} \quad (2.115)$$

$$C_{ieq} = \frac{P_0}{f_s \cdot \Delta V_{C_{ieq}} \cdot Vi} \quad (2.116)$$

Portanto, a partir da equação (2.111) e sabendo que $C_{ieq} = C_{e_1} + C_{e_2}$ chega-se a (2.117) e (2.118).

$$C_{e_1} = \frac{P_0}{f_s \cdot \Delta V_{C_{ieq}} \cdot Vi} \cdot (1 - D) \quad (2.117)$$

$$C_{e_2} = \frac{P_0}{f_s \cdot \Delta V_{C_{ieq}} \cdot Vi} \cdot D \quad (2.118)$$

2.5. CÁLCULO DA CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO

A operação assimétrica do conversor em questão, faz com que circule através da indutância de magnetização uma corrente com valor médio não nulo ([49-50] e [52-54]), a exemplo dos conversores CC-CC clássicos isolados com um único interruptor. Esta característica passa a ser uma

desvantagem deste conversor e deve ser levada em consideração no momento de projetar o transformador para evitar a sua saturação.

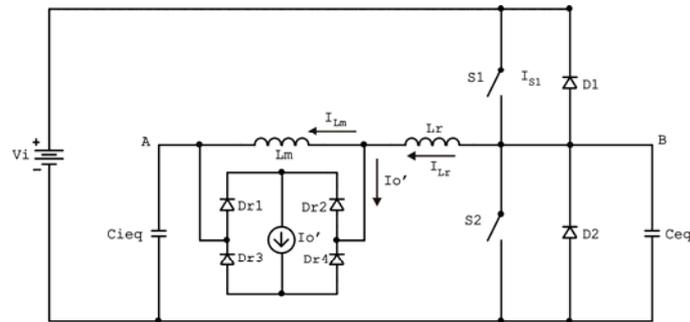


Fig. 2.15 – Modelo do conversor com capacitores equivalentes.

Considerando o modelo com os capacitores equivalentes, apresentado na Fig. 2.15, é possível determinar qual é o valor médio da corrente de magnetização. A corrente média no retificador do modelo é dada por (2.119).

$$I_{ret_{med}} = \frac{D \cdot T_s \cdot I_o'}{T_s} - \frac{(1-D) \cdot T_s \cdot I_o'}{T_s} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot I_o}{n} \quad (2.119)$$

Por outro lado, analisando a Fig. 2.15, conclui-se que a seguinte relação é válida para os valores médios das correntes de magnetização, corrente no capacitor equivalente da entrada e corrente no retificador.

$$I_{Cieq_{med}} = I_{ret_{med}} + I_{Lm_{med}} \quad (2.120)$$

Como o valor médio da corrente no capacitor equivalente de entrada é nulo, o valor médio da corrente de magnetização equivale a:

$$I_{Lm_{med}} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot I_o}{n} \quad (2.121)$$

Quando o conversor opera de forma simétrica, o valor médio da corrente de magnetização é zero.

2.6. CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR

Como foi explanado anteriormente nas etapas de operação, durante os intervalos em que ocorrem as transições de corrente no indutor ressonante ($\Delta t_{(2-5)}$ e $\Delta t_{(7-10)}$), os diodos da ponte retificadora de saída se mantêm curto-circuito, não havendo assim transferência de energia para a carga. Como consequência, ocorre uma redução do tempo efetivo durante o qual a fonte deveria estar transferindo energia para a carga, o que se traduz em uma diminuição na tensão média de saída

[49-50], [53-54]. O índice que mede o percentual de energia que deixa de ser transferida durante estes intervalos é chamado “*perda de razão cíclica*”.

A Fig. 2.16 ilustra a tensão e a corrente em L_r durante um período de comutação, desprezando-se a ondulação da corrente de magnetização e considerando constantes as tensões sobre os capacitores de entrada do conversor. Analisado a mesma, conclui-se que a ondulação da corrente no indutor ressonante é igual a $2 \cdot I_o'$.

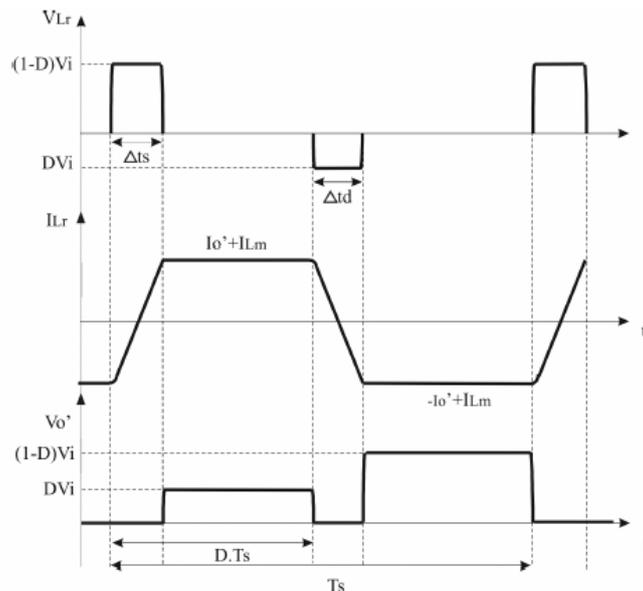


Fig. 2.16 - Tensão e corrente em L_r durante um período de funcionamento.

Considerando apenas o intervalo Δt_s , a tensão sobre o indutor é dada pela equação (2.122):

$$V_{L_r}(\Delta t_s) = L_r \cdot \frac{di_{L_r}(\Delta t_s)}{dt} \quad (2.122)$$

Durante todo o intervalo Δt_s , é aplicado sobre o indutor ressonante uma tensão igual a:

$$V_{L_r}(\Delta t_s) = (1-D) \cdot V_i \quad (2.123)$$

Substituindo (2.123) em (2.122) e desenvolvendo (2.122) obtém-se:

$$(1-D) \cdot V_i = L_r \cdot \frac{2 \cdot I_o'}{\Delta t_s} \quad (2.124)$$

$$\Delta t_s = \frac{2 \cdot I_o' \cdot L_r}{(1-D) \cdot V_i} \quad (2.125)$$

De forma análoga, a equação (2.126) representa a tensão sobre o indutor ressonante no intervalo de tempo Δt_d .

$$V_{Lr}(\Delta t_d) = Lr \cdot \frac{di_{Lr}(\Delta t_d)}{dt} \quad (2.126)$$

Desenvolvendo (2.126).

$$D \cdot Vi = Lr \cdot \frac{2 \cdot I_0'}{\Delta t_d} \quad (2.127)$$

$$\Delta t_d = \frac{2 \cdot I_0' \cdot Lr}{D \cdot Vi} \quad (2.128)$$

O valor médio da tensão de saída refletida ao primário é dado pela equação (2.129):

$$V_{0' med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ (1-D) \cdot Vi \cdot (D \cdot T_s - \Delta t_d) + D \cdot Vi \cdot [(1-D) \cdot T_s - \Delta t_d] \right\} \quad (2.129)$$

Desenvolvendo (2.129) e agrupando os termos da equação em função da relação entre tensão média de saída refletida ao primário e da tensão de entrada tem-se:

$$V_{0' med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ (1-D) \cdot Vi \cdot \left[D \cdot T_s - \frac{2 \cdot I_0' \cdot Lr}{(1-D) \cdot Vi} \right] + D \cdot Vi \cdot \left[(1-D) \cdot T_s - \frac{2 \cdot I_0' \cdot Lr}{D \cdot Vi} \right] \right\} \quad (2.130)$$

$$V_{0' med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \frac{D \cdot (1-D) \cdot Vi}{f_s} - 2 \cdot I_0' \cdot Lr + \frac{D \cdot (1-D) \cdot Vi}{f_s} - 2 \cdot I_0' \cdot Lr \right\} \quad (2.131)$$

$$V_{0' med} = 2 \cdot D \cdot (1-D) \cdot Vi - 4 \cdot I_0' \cdot Lr \cdot f_s \quad (2.132)$$

$$q = \frac{V_{0' med}}{Vi} = 2 \cdot D \cdot (1-D) - \frac{4 \cdot I_0' \cdot Lr \cdot f_s}{Vi} \quad (2.133)$$

A equação (2.133) apresenta o ganho estático do conversor “ q ”, que representa a característica de saída do conversor.

O termo ΔD de (2.133), que é apresentado em (2.134), representa a perda de razão cíclica do conversor. Este termo é responsável pela redução do valor médio da tensão de saída.

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_0' \cdot Lr \cdot f_s}{Vi} \quad (2.134)$$

A Fig. 2.17 ilustra a característica de saída do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico. Como pode ser observado, tanto pela equação (2.134), como pela ilustração abaixo, a tensão média de saída do conversor depende da corrente de carga.

Admitindo uma indutância ressonante nula na equação (2.134), chega-se à equação (2.135) que representa a característica de transferência do conversor. A Fig. 2.18 apresenta o gráfico da característica de transferência.

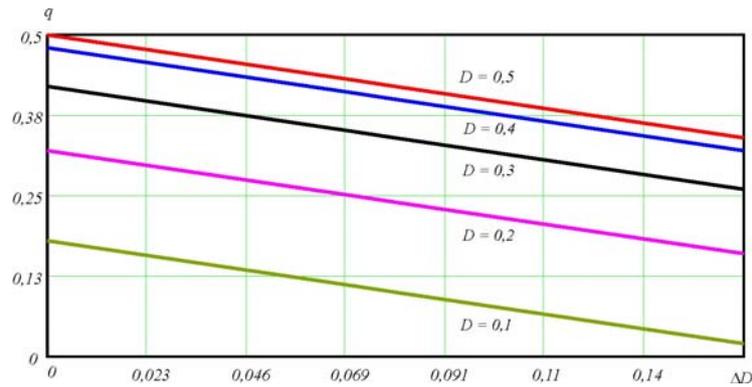


Fig. 2.17 – Característica de saída do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico.

$$q = \frac{V_{ABmed}}{V_i} = 2 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot V_i \quad (2.135)$$

Pelo gráfico, pode-se concluir que para cada valor do ganho estático “ q ”, há dois valores de razão cíclica “ D ” que igualam à equação (2.135). Por isso a importância de limitar a razão cíclica do conversor para 0,5.



Fig. 2.18 – Característica de transferência do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico.

2.7. OTIMIZAÇÃO E DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE

Como é sabido, no conversor CC-CC Meia-Ponte PWM ZVS com Comando Assimétrico, a cada período há duas comutações em cada interruptor, uma no ligar e outra no desligar, com cada comutação ocorrendo no decorrer de três etapas bem definidas. A primeira corresponde à etapa linear, que tem início no instante do bloqueio dos interruptores e se estende até o momento que $C1$ e $C2$ atingem os valores de $(1-D) \cdot V_i$ e $D \cdot V_i$ respectivamente. A segunda corresponde à etapa ressonante, que inicia ao término da primeira e se estende até o momento que a tensão em $C1$ ou $C2$

se anula. Por fim, a terceira corresponde à etapa de desmagnetização do indutor ressonante, que se inicia com a polarização de $D1$ ou de $D2$ e se estende até o momento que a corrente em L_r inverte de sentido.

Porém, como pode ser visto na Fig. 2.14, as formas de onda das correntes que circulam através dos diodos $D1$ e $D2$ atestam que o indutor L_r possui mais energia na 4ª etapa que na 8ª. Em ambos os casos, a comutação ocorre livremente, com participação da corrente de carga, até o instante que as tensões nos capacitores $C1$ e $C2$ atingem os valores citados anteriormente. Durante o bloqueado do interruptor S_1 , a corrente que circula no indutor ressonante equivale a $i_{L_r}(t) = I_0' + I_{L_m}$ e quem deve ser descarregado é o capacitor $C2$, que se encontra carregado com $D \cdot Vi$ de tensão. Por outro lado, quando o interruptor S_2 é bloqueado, a corrente que circula no indutor ressonante equivale a $i_{L_r}(t) = -I_0' + I_{L_m}$ e quem deve ser descarregado é o capacitor $C1$, que se encontra carregado com $(1-D) \cdot Vi$ de tensão. Portanto, o bloqueio de S_2 é mais crítico, pelo fato de que uma menor corrente em L_r deve efetuar uma maior transição de tensão. E como esta corrente depende diretamente da corrente de carga, quanto menor a carga, menor a corrente disponível em L_r e conseqüentemente mais crítica torna-se a transição de tensão.

Desta forma, o dimensionamento do indutor ressonante, para o correto funcionamento do conversor, está ligado diretamente ao valor da capacitância intrínseca dos interruptores de potência e ao valor da carga para o qual se deseja que o conversor opere com comutação ZVS, o que torna indispensável um dimensionamento mais criterioso do mesmo.

Primeiramente, é possível atestar que o valor mínimo de indutância ressonante, que garante comutação ZVS até o limite de carga crítica estabelecida pelo projetista, tem que possuir uma energia acumulada, no instante de comutação, suficiente para descarregar completamente a capacitância intrínseca do interruptor. E como foi relatado anteriormente, o caso mais crítico ocorre durante a segunda etapa ressonante ou oitava etapa de operação, momento este que a energia armazenada no capacitor é máxima e a corrente no indutor é mínima.

Assim, reescrevendo as equações (2.73) e (2.74) tem-se:

$$I_{L_r}(t_7) = 2 \cdot D \cdot I_0' \quad (2.136)$$

$$V_{C1}(t_7) = (1-D) \cdot Vi \quad (2.137)$$

A tensão no capacitor $C1$ no decorrer da etapa ressonante é dada pela equação (2.79) e reescrita abaixo.

$$V_{Cl}(t) = (1-D) \cdot V_i - I_{Lr} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.138)$$

A energia em L_r tem que garantir que ao final da etapa a tensão em Cl seja nula, ou seja, $V_{Cl}(t_8) = 0$, portanto:

$$(1-D) \cdot V_i - I_{Lr} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot \text{sen}(\omega t) = 0 \quad (2.139)$$

Desenvolvendo (2.139) obtém-se:

$$\sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} = \frac{(1-D) \cdot V_i}{I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (2.140)$$

$$Lr = \left[\frac{(1-D) \cdot V_i}{I_{Lr} \cdot \text{sen}(\omega t)} \right]^2 \cdot Ceq \quad (2.141)$$

Fazendo um estudo da equação (2.141) observa-se que a mesma será mínima quando seu denominador for máximo, ou seja, quando $\text{sen}(\omega t) = 1$. Assim, o valor mínimo de L_r é expresso pela equação (2.142):

$$Lr = \left[\frac{(1-D) \cdot V_i}{I_{Lr}} \right]^2 \cdot Ceq \quad (2.142)$$

Substituindo (2.136) em (2.142) obtém-se:

$$Lr = \left[\frac{(1-D) \cdot V_i}{2 \cdot D \cdot I_0} \right]^2 \cdot Ceq \quad (2.143)$$

Para se garantir que o conversor funcionará sob comutação suave para o valor mínimo de carga estabelecido no projeto, deve se substituir os valores de razão cíclica e corrente de carga pelos valores correspondentes.

Da equação de ganho estático tem-se:

$$q = 2 \cdot D \cdot (1-D) - \Delta D \quad (2.144)$$

Considerando D_{Imin} e ΔD_{Imin} como sendo a razão cíclica e a perda de razão cíclica para a menor corrente de carga para o qual o conversor continua operando com ZVS, a equação anterior pode ser reescrita como:

$$q = 2 \cdot D_{Imin} \cdot (1 - D_{Imin}) - \Delta D_{Imin} \quad (2.145)$$

Desenvolvendo (2.145):

$$q = 2 \cdot D_{I \min} - 2 \cdot D_{I \min}^2 - \Delta D_{I \min} \quad (2.146)$$

$$D_{I \min}^2 - D_{I \min} + \frac{1}{2} \cdot (\Delta D_{I \min} + q) = 0 \quad (2.147)$$

$$D_{I \min} = \frac{1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{1}{2} \cdot (\Delta D_{I \min} + q)}}{2} \quad (2.148)$$

Ou ainda:

$$D_{I \min} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \Delta D_{I \min} - 2 \cdot q} \quad (2.149)$$

A menor perda de razão cíclica é obtida a partir da equação (2.150):

$$\Delta D_{I \min} = \frac{4 \cdot I_{0 \min} \cdot Lr \cdot fs}{Vi_{\max}} \quad (2.150)$$

O ganho estático “ q ” é igual a:

$$q = \frac{n \cdot V_0}{Vi} \quad (2.151)$$

Assim, substituindo (2.150) e (2.151) em (2.149) tem-se:

$$D_{I \min} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \frac{4 \cdot I_{0 \min} \cdot Lr \cdot fs}{Vi_{\max}} - 2 \cdot \frac{n \cdot V_0}{Vi_{\max}}} \quad (2.152)$$

Substituindo (2.152) em (2.143) e desenvolvendo em função de Lr obtém-se:

$$Lr(n) = \left[\frac{\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot I_{0 \min} \cdot Lr \cdot fs}{n \cdot Vi_{\max}} - 2 \cdot \frac{n \cdot V_0}{Vi_{\max}}} \right) Vi_{\max}}{\left(1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot I_{0 \min} \cdot Lr \cdot fs}{n \cdot Vi_{\max}} - 2 \cdot \frac{n \cdot V_0}{Vi_{\max}}} \right) \cdot I_{0 \min}} \right]^2 \cdot C_{eq} \quad (2.153)$$

A equação anterior pode ser resolvida numericamente para encontrar a relação entre o valor mínimo do indutor ressonante e a relação de transformação. No entanto também é possível encontrar uma solução analiticamente ao se considerar o seguinte sistema. De (2.143) encontra-se:

$$Lr_1(n) = \left[\frac{(1 - D_{I \min}) \cdot Vi_{\max}}{2 \cdot D_{I \min} \cdot I_{0 \min}} \right]^2 \cdot C_{eq} \cdot n^2 \quad (2.154)$$

Da equação (2.152) obtém-se:

$$Lr_2(n) = \frac{n \cdot Vi_{\max} \cdot \left[1 - (1 - D_{I \min})^2 \right] - 2 \cdot n^2 \cdot V_0}{8 \cdot fs \cdot I_{0 \min}} \quad (2.155)$$

A resposta do sistema acima é obtida encontrando o ponto de intersecção de duas parábolas com concavidades opostas, que se cruzam em (0,0). Para isso deve ser atribuído um valor para $D_{I\min}$, e para cada valor atribuído, um par de curvas e um ponto são encontrados.

Igualando (2.154) e (2.155) chega-se ao valor da relação de transformação que satisfaz o sistema.

$$n(D_{I\min}) = \frac{4 \cdot D_{I\min} \cdot (1 - D_{I\min})}{\frac{(1 - D_{I\min})^2 \cdot V_{i\max}}{D_{I\min}^2 \cdot I_{0\min}} \cdot 2 \cdot C_{eq} \cdot fs + \frac{2 \cdot V_0}{V_{i\max}}} \quad (2.156)$$

Para se obter o valor de L_{rmin} basta substituir o valor de n calculado por (2.156) em uma das duas equações do sistema apresentado por (2.154) e (2.155).

Ao se variar o valor de D_{Imin} desde zero até 0,5 pode-se obter as curvas que apresentam todos os valores de L_{rmin} para toda a faixa de variação da relação de transformação que permite a comutação ZVS com carga mínima. Estas curvas são apresentadas abaixo na Fig. 2.19.

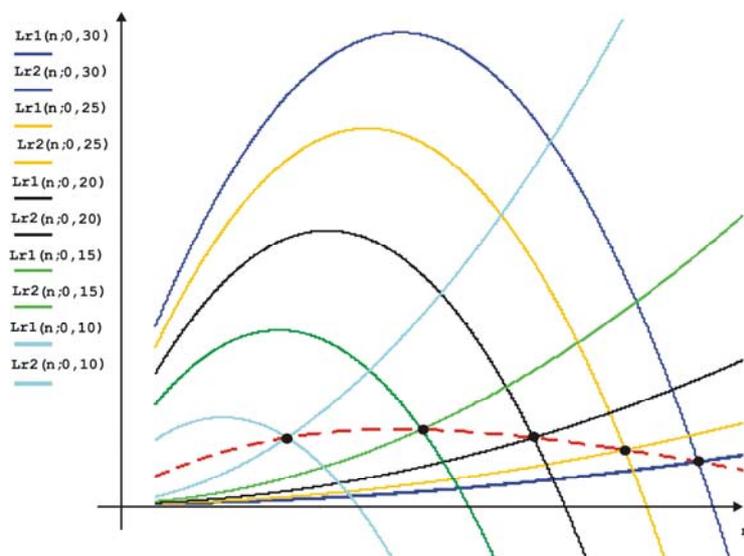


Fig. 2.19 – Curva com os mínimos valores de indutância para vários D_{Imin} .

Até o presente momento, todo estudo foi desenvolvido para garantir o funcionamento do conversor sob comutação suave para o valor mínimo de carga estabelecido no projeto. Porém, esta é apenas uma, das duas condições que têm que ser obedecida. A segunda condição se refere ao máximo valor da razão cíclica que o conversor pode ter para garantir operação no modo assimétrico. O valor máximo da razão cíclica, como foi justificado previamente, deve ser menor que 0,5 e é uma condição a ser estipulada pelo projetista.

Voltando à equação (2.152), a mesma pode ser reescrita como segue:

$$D_{m\acute{a}x} \geq \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \frac{4 \cdot \frac{I_0}{n} \cdot L_r \cdot f_s}{V_{i_{\min}}} - 2 \cdot \frac{n \cdot V_0}{V_{i_{\min}}}} \quad (2.157)$$

Onde o termo $D_{m\acute{a}x}$ representa a raz\~ao c\~ıclica m\~axima estabelecida pelo projetista que garante a opera\~ao assim\~etrica do conversor.

Isolando L_r em (2.157) chega-se ao valor que garante a opera\~ao assim\~etrica do conversor para $D_{m\acute{a}x}$.

$$L_{r_3}(n) \leq \frac{1}{8} \cdot \frac{\left[1 - 2 \cdot \frac{n \cdot V_0}{V_i} - (1 - 2 \cdot D_{m\acute{a}x})^2 \right]}{f_s \cdot I_0} \cdot n \cdot V_i \quad (2.158)$$

Atrav\~es das equa\~oes (2.153) e (2.158) pode-se tra\~car as curvas apresentadas na Fig. 2.20, onde a curva (a) representa o m\~aximo valor de L_r para que se garanta a opera\~ao com raz\~ao c\~ıclica menor que 0,5 e a curva (b) representa o m\~ınimo valor de L_r necess\~ario para se obter comuta\~ao ZVS para o valor m\~ınimo da carga. Atrav\~es da equa\~ao (2.158) pode-se chegar ao m\~aximo valor de indut\~ancia para L_r apresentado em (2.159).

$$L_{r_{m\acute{a}x}} = \left[2 \cdot D_{m\acute{a}x} \cdot (1 - 2 \cdot D_{m\acute{a}x}) - \frac{V_0 \cdot n}{V_{i_{\min}}} \right]^2 \cdot \frac{V_{i_{\min}} \cdot n}{4 \cdot f_s \cdot I_0} \quad (2.159)$$

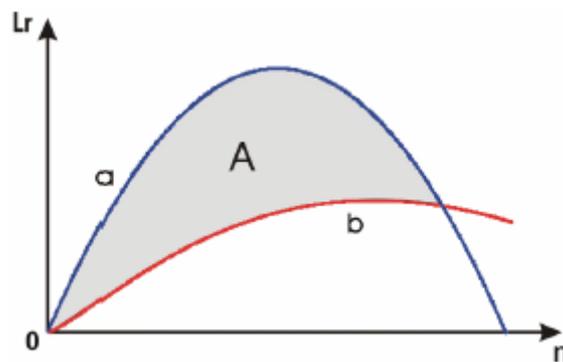


Fig. 2.20 – Indut\~ancia de resson\~ancia em fun\~cao da rela\~ao de transforma\~ao.

Como pode ser observada na figura anterior, a regi\~ao (A) cont\~em os valores de L_r e n que satisfazem as duas condi\~oes. Considerando que o valor de L_r a ser escolhido deve estar sobre a curva b para que se tenha um indutor ressonante que seja o menor poss\~ıvel resta ent\~ao conhecer qual o ponto em (A) deve ser escolhido.

Fazendo um estudo das perdas e esfor\~cos nos semicondutores em fun\~cao da varia\~ao da raz\~ao c\~ıclica mais adequada para a situa\~ao m\~ınima de carga e da rela\~ao de transforma\~ao, \~e

possível determinar que a corrente eficaz no interruptor S_1 , que é a mesma corrente no primário do transformador durante o intervalo $D \cdot T_s$, é dada por:

$$I_{S_{1RMS}} = I_0' \cdot 2 \cdot (1-D) \cdot \sqrt{D} \quad (2.160)$$

Parametrizando a equação anterior, obtém-se:

$$\overline{I_{S_{1RMS}}} = \frac{I_{S_{1RMS}}}{I_0'} = 2 \cdot (1-D) \cdot \sqrt{D} \quad (2.161)$$

A corrente eficaz no interruptor S_2 , que é a mesma corrente no primário do transformador durante o intervalo $(1-D) \cdot T_s$, é dada por:

$$I_{S_{2RMS}} = I_0' \cdot 2 \cdot D \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (2.162)$$

Parametrizando a equação anterior, obtém-se:

$$\overline{I_{S_{2RMS}}} = \frac{I_{S_{2RMS}}}{I_0'} = 2 \cdot D \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (2.163)$$

A Fig. 2.21 apresenta o comportamento das correntes parametrizadas em função da razão cíclica.

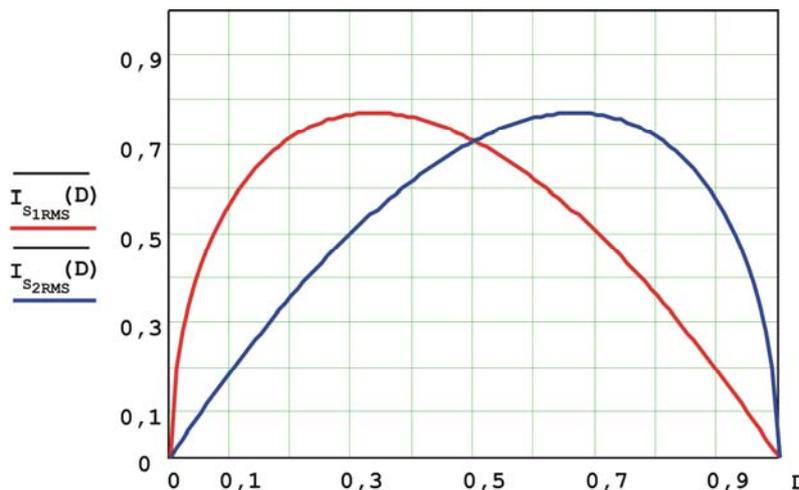


Fig. 2.21 – Comportamento das correntes parametrizadas dos interruptores em função da razão cíclica.

Devido ao comportamento assimétrico do conversor, o que obriga o mesmo a trabalhar sempre com uma razão cíclica menor que 0,5, sempre um dos interruptores será submetido a esforços de corrente maiores.

Assim como nos interruptores, os diodos da ponte retificadora também são submetidos a esforços diferenciados. As equações a seguir apresentam as correntes média e eficaz dos diodos.

$$I_{Dr1_{RMS}} = I_{Dr4_{RMS}} = I_0 \cdot \sqrt{D} \quad (2.164)$$

$$I_{Dr1_{MED}} = I_{Dr4_{MED}} = I_0 \cdot D \quad (2.165)$$

$$I_{Dr2_{RMS}} = I_{Dr3_{RMS}} = I_0 \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (2.166)$$

$$I_{Dr2_{MED}} = I_{Dr3_{MED}} = I_0 \cdot (1-D) \quad (2.167)$$

As perdas por condução nos interruptores podem ser obtidas a partir da equação (2.168).

$$P = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{RMS}}^2 \quad (2.168)$$

Substituindo as equações (2.160) e (2.162) em (2.168) e parametrizando obtém-se.

$$\overline{P_{S1}} = \frac{P_{S1}}{R_{DS(on)} \cdot I_0^2} = \left(\frac{2}{n} \cdot (1-D) \cdot \sqrt{D} \right)^2 \quad (2.169)$$

$$\overline{P_{S2}} = \frac{P_{S2}}{R_{DS(on)} \cdot I_0^2} = \left(\frac{2}{n} \cdot D \cdot \sqrt{(1-D)} \right)^2 \quad (2.170)$$

As perdas totais são obtidas a partir da equação (2.171).

$$\overline{P_{ST}} = \overline{P_{S1}} + \overline{P_{S2}} \quad (2.171)$$

Substituído (2.156) em (2.169), (2.170) e (2.171) têm-se.

$$\overline{P_{S1}} = \left(\left[\frac{(1-D_{I \min})^2}{D_{I \min}^2} \cdot \frac{V_{i \max} \cdot 2 \cdot C_{eq} \cdot fs}{I_{0 \min}} + \frac{2 \cdot V_0}{V_{i \max}} \right] \cdot \frac{2 \cdot (1-D_{I \min}) \cdot \sqrt{D_{I \min}}}{4 \cdot D_{I \min} \cdot (1-D_{I \min})} \right)^2 \quad (2.172)$$

$$\overline{P_{S2}} = \left(\left[\frac{(1-D_{I \min})^2}{D_{I \min}^2} \cdot \frac{V_{i \max} \cdot 2 \cdot C_{eq} \cdot fs}{I_{0 \min}} + \frac{2 \cdot V_0}{V_{i \max}} \right] \cdot \frac{2 \cdot D_{I \min} \cdot \sqrt{(1-D_{I \min})}}{4 \cdot D_{I \min} \cdot (1-D_{I \min})} \right)^2 \quad (2.173)$$

$$\overline{P_{ST}} = \left[\frac{(1-D_{I \min})^2}{D_{I \min}^2} \cdot \frac{V_{i \max} \cdot 2 \cdot C_{eq} \cdot fs}{I_{0 \min}} + \frac{2 \cdot V_0}{V_{i \max}} \right]^2 \cdot \frac{1}{4 \cdot D_{I \min} \cdot (1-D_{I \min})} \quad (2.174)$$

Analisando a equação (2.174), pode-se observar que as perdas totais nos interruptores diminuem a medida que a razão cíclica mínima aumenta. Como a equação (2.156) atesta que existe uma relação entre a relação de transformação e a mínima razão cíclica ($n \times D_{I \min}$) e que esta relação é direta, pode-se afirmar que à medida que se adota um valor maior para a relação de transformação as perdas totais nos interruptores diminuem.

A mesma análise pode ser estendida aos esforços de tensão nos diodos da ponte retificadora, onde cada par de diodos é submetido a uma tensão reversa de:

$$V_{Dr1_{RMS}} = V_{Dr4_{RMS}} = \frac{2 \cdot D \cdot V_i}{n} \quad (2.175)$$

$$V_{Dr2_{RMS}} = V_{Dr3_{RMS}} = \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot Vi}{n} \quad (2.176)$$

Substituindo-se o valor da relação de transformação dado por (2.156) em (2.176) e o valor da razão cíclica por D_{Imin} , para o qual ocorre o maior esforço, obtém-se (2.177).

$$V_{Dr2_{RMS}} = V_{Dr3_{RMS}} = \frac{2 \cdot (1 - D_{Imin}) \cdot Vi}{n(D_{Imin})} \quad (2.177)$$

Como foi relatado anteriormente, a função (2.177) é diretamente proporcional à razão cíclica mínima. Analisando-se o numerador da equação anterior, nota-se que o mesmo decresce com relação a D_{Imin} . Conseqüentemente isto também implica que os esforços de tensão nos diodos serão inversamente proporcionais ao valor da relação de transformação adotada.

Com base nestas análises chega-se à conclusão que a melhor escolha para o valor do indutor ressonante e relação de transformação será dada pelo ponto de intersecção entre as curvas obtidas pelas equações (2.153) e (2.158) para o qual se tem valor máximo de D_{Imin} e conseqüentemente da relação de transformação n (Fig. 2.22).

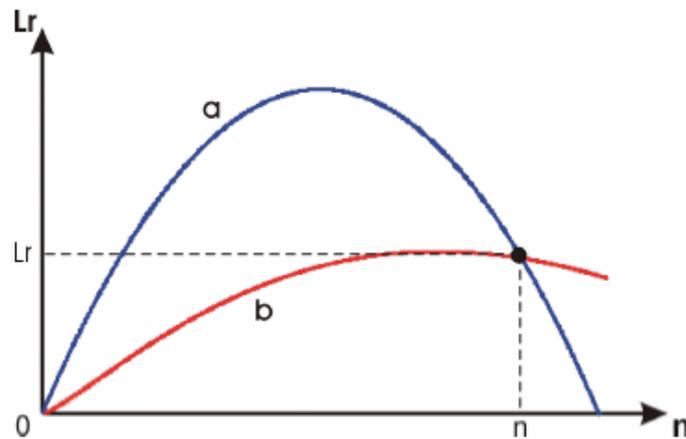


Fig. 2.22 – Ajuste ótimo para o indutor ressonante e a relação de transformação.

No ponto de intersecção entre as curvas, a diferença entre os valores do indutor ressonante calculados por (2.154) e (2.158) é nula.

$$Lr(D_{Imin}) = 0 = Lr_3(n(D_{Imin})) - Lr_1(n(D_{Imin})) \quad (2.178)$$

Portanto, pode se estabelecer uma curva dada pela diferença entre estas duas funções, que dependem de D_{Imin} , onde o valor da relação de transformação é dado por (2.156), que também é uma função de D_{Imin} . Desta forma o valor de razão cíclica mínima a ser escolhida será igual ao valor da raiz não nula desta função.

Após se encontrar o valor da razão cíclica para operação ZVS com carga mínima D_{min} , basta substituir este valor em (2.156) para se encontrar o valor da relação de transformação e , em seguida substituir estes valores em (2.154), para se encontrar o valor do indutor ressonante.

2.8. PROJETO DO TRANSFORMADOR

Como já foi citada na introdução, uma característica importante, e que pode vir a tornar-se uma grande vantagem do conversor estudado, é a possibilidade de construí-lo com um número reduzido de componentes. Isso porque os próprios elementos intrínsecos dos interruptores são aproveitados e devido à possibilidade de trabalhar com frequências bem elevadas, por possuir baixas perdas por comutação, seus elementos magnéticos podem ser reduzidos, ou até mesmo, retirados, como é o caso do indutor ressonante, que pode ser a própria indutância de dispersão do transformador.

Contudo, esses mesmos elementos “parasitas” podem também causar efeitos indesejáveis ao funcionamento do conversor, como é o caso das capacitâncias dos enrolamentos do transformador. Essas capacitâncias, além de contribuírem substancialmente para o aumento da energia total a ser armazenada no indutor ressonante para garantir comutação ZVS, ainda causam, juntamente com a própria indutância de dispersão e as capacitâncias intrínsecas dos diodos retificadores, elevadas oscilações de tensão nos diodos de saída.

Para reduzir os efeitos dessas oscilações nos diodos retificadores, primeiramente foi aplicada uma metodologia de projeto otimizada ([54] e [56-57]), para a construção do transformador, visando encontrar os valores ótimos de parâmetros construtivos do mesmo, de modo a reduzir as perdas como um todo e minimizar os efeitos das capacitâncias dos enrolamentos. Posteriormente, a metodologia foi aplicada a um transformador composto por dois secundários (Fig. 2.23).

A necessidade de se utilizar um transformador com dois secundários, com cada um sendo projetado para operar com metade da tensão de saída, surgiu devido ao fato do conversor operar com elevada tensão eficaz na saída. A opção de apenas um secundário comprometeria bastante os diodos, pois os mesmos teriam que suportar picos de tensões que poderiam chegar a três vezes o valor da tensão nominal de saída. Com a configuração utilizada em projeto, é possível reduzir pela metade o máximo valor de tensão reversa que cada diodo da ponte retificadora tem que suportar, facilitando até a especificação dos mesmos. Conectando em série as saídas do conversor, obtém-se a tensão total necessária.

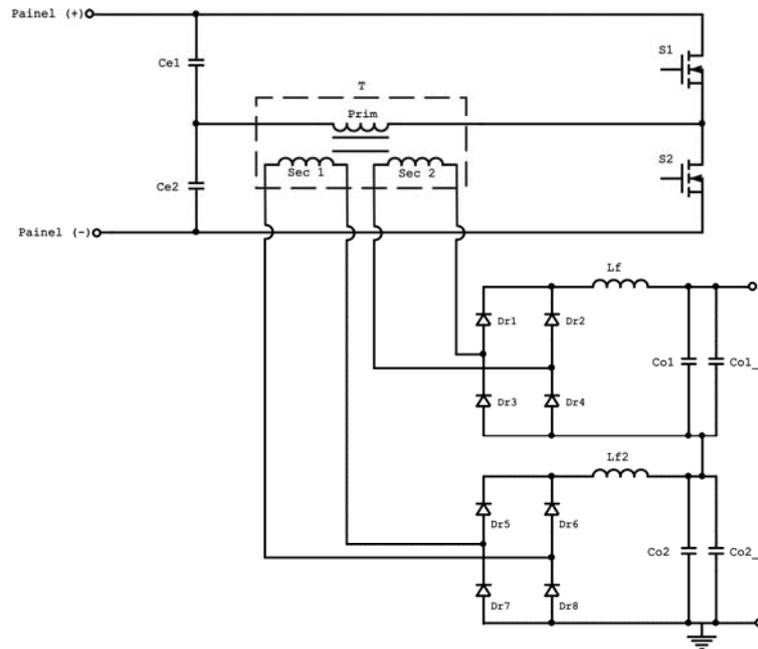


Fig. 2.23 – Circuito de potência do conversor com dois secundários.

2.8.1. OTIMIZAÇÃO DA ÁREA DA JANELA E DAS PERDAS E NO COBRE

A primeira tarefa a ser estabelecida em um projeto de transformador é a ocupação da área da janela (A_W) disponível, entre os vários enrolamentos. Considerando um transformador contendo k enrolamentos, com relações de transformação $n_1 : n_2 \dots : n_k$ e onde cada enrolamento conduz uma corrente eficaz $I_1 : I_2 \dots : I_k$ respectivamente, as tensões nos enrolamentos são idealmente relacionadas pela equação (2.179). Um esquema simplificado do transformador é apresentado na Fig. 2.24 (a).

$$\frac{V_1}{n_1} = \frac{V_2}{n_2} = \dots = \frac{V_k}{n_k} \quad (2.179)$$

Os parâmetros geométricos relevantes do transformador são apresentados resumidamente na Fig. 2.24 (b). Como também pode ser observado na Fig. 2.24 (c), é necessário alocar uma porção da área total da janela para cada enrolamento.

Seja α_j uma fração da área da janela ocupada pelo enrolamento j , onde:

$$\begin{aligned} 0 < \alpha_j < 1 \\ \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k &= 1 \end{aligned} \quad (2.180)$$

A perda no cobre no enrolamento j ($P_{Cu,j}$), para baixa frequência, depende da resistência CC R_j do mesmo enrolamento, como segue:

$$P_{Cu,j} = I_j^2 \cdot R_j \quad (2.181)$$

A resistência do enrolamento j é igual a:

$$R_j = \rho \cdot \frac{l_j}{A_{s,j}} \quad (2.182)$$

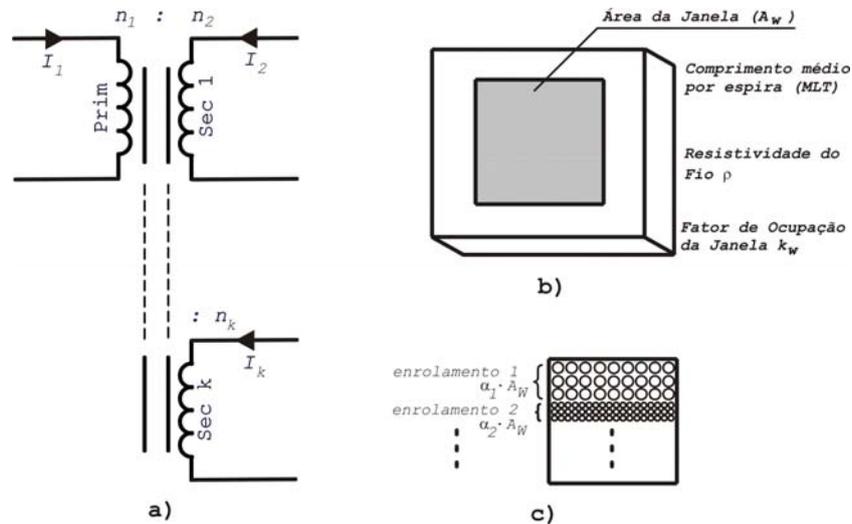


Fig. 2.24 – (a) Esquema básico do transformador com um primário e vários secundários; (b) Topologia básica de um núcleo com a área da janela (A_w) sombreada; (c) A própria janela com os vários enrolamentos dispostos.

Onde ρ é a resistividade do fio, l_j é o comprimento do fio usado no enrolamento j e $A_{s,j}$ é a área da seção transversal do fio usado no mesmo enrolamento. Porém, estas variáveis podem ser expressas como:

$$\rho = \rho_{20^\circ C} [1 + \alpha_c \cdot (T_e - 20)] \quad (2.183)$$

$$l_j = n_j \cdot (MLT) \quad (2.184)$$

$$A_{s,j} = \frac{A_w \cdot k_w \cdot \alpha_j}{n_j} \quad (2.185)$$

Onde MLT é o comprimento médio por espira do enrolamento e k_w é o fator de ocupação da janela, $\rho_{20^\circ C}$ representa a resistividade do cobre a vinte graus Celsius, α_c o coeficiente de temperatura do cobre e T_e a temperatura do enrolamento. Substituindo as equações (2.184) e (2.185) em (2.182) obtém-se:

$$R_j = \rho \cdot \frac{n_j^2 \cdot MLT}{A_w \cdot k_w \cdot \alpha_j} \quad (2.186)$$

Assim, a perda no cobre para o enrolamento j é dada por:

$$P_{Cu,j} = \frac{n_j^2 \cdot I_j^2 \cdot \rho \cdot (MLT)}{A_w \cdot k_w \cdot \alpha_j} \quad (2.187)$$

Expandindo o estudo para todos os enrolamentos encontra-se que a perda no cobre total no transformador é:

$$P_{Cu} = P_{Cu,1} + P_{Cu,2} + \dots + P_{Cu,k} = \frac{\rho \cdot MLT}{A_w \cdot k_w} \cdot \sum_{j=1}^k \frac{n_j^2 \cdot I_j^2}{\alpha_j} \quad (2.188)$$

Analisando a equação anterior é possível verificar o comportamento das perdas do transformador quando se varia somente um dos fatores de ocupação, como por exemplo, α_1 , entre 0 e 1. Quando $\alpha_1 = 0$, isto significa que nenhuma fração da área total da janela é disponibilizada para o enrolamento 1. Conseqüentemente, a resistência do enrolamento 1 tende a infinito. As perdas no cobre do enrolamento 1 também tendem a infinito. Por outro lado, os demais enrolamentos disponibilizam de máxima área e, portanto suas perdas no cobre podem ser reduzidas. Porém, as perdas totais no cobre tendem a infinito.

Quando $\alpha_1 = 1$, então toda área da janela é preenchida pelo enrolamento 1. Portanto, a resistência do enrolamento 1, bem como toda perda no cobre para baixa frequência são minimizadas. Porém, as perdas no cobre novamente tendem a infinito.

Como ilustrado na Fig. 2.25, há um valor ótimo de α_1 localizado entre os dois extremos, onde as perdas totais no cobre são minimizadas.

A solução que resulta nas menores perdas totais no cobre para a escolha ótima dos fatores de ocupação equivale:

$$P_{Cu,Total} = \frac{\rho \cdot MLT}{A_w \cdot k_w} \cdot \left(\sum_{j=1}^3 n_j \cdot I_j \right)^2 \quad (2.189)$$

$$\alpha_m = \frac{n_m \cdot I_m}{\sum_{j=1}^3 n_j \cdot I_j} \quad (2.190)$$

Onde o valor eficaz da corrente para o enrolamento do primário e os enrolamentos secundários do transformador é dado por:

$$I_1 = 2 \cdot \frac{I_0}{n} \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} \quad (2.191)$$

$$I_2 = I_3 = 2 \cdot I_0 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} \quad (2.192)$$

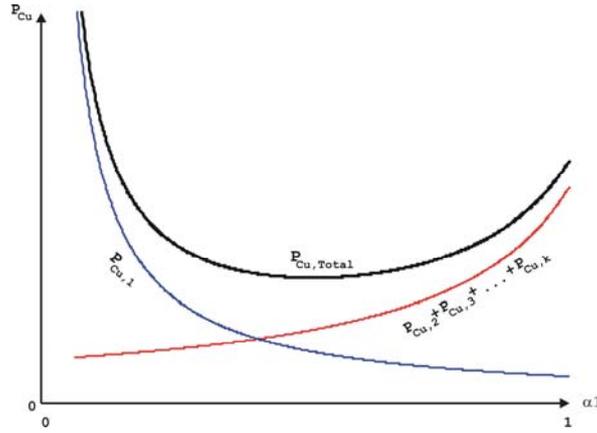


Fig. 2.25 – Variação das perdas no cobre com relação α_1 .

Desenvolvendo a equação (2.189), é possível expressar separadamente as perdas no cobre para os enrolamentos primário e secundário em função de α_1 .

$$P_{Cu,P}(\alpha_1) = \frac{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2}{A_W \cdot k_W \cdot n^2} \cdot \left[\frac{\left(2 \cdot I_o \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}\right)^2}{\alpha_1} \right] \quad (2.193)$$

$$P_{Cu,S}(\alpha_1) = \frac{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2}{A_W \cdot k_W \cdot n^2} \cdot \left[\frac{\left(2 \cdot I_o \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}\right)^2}{1-\alpha_1} \right] \quad (2.194)$$

Parametrizando as equações anteriores em função das perdas no cobre para os enrolamentos primário e secundário obtém-se:

$$\overline{P_{Cu,P}(\alpha_1)} = \frac{P_{Cu,P}(\alpha_1)}{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2 \cdot I_o^2} = \frac{\left(2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}\right)^2}{\alpha_1} \quad (2.195)$$

$$\overline{P_{Cu,S}(\alpha_1)} = \frac{P_{Cu,S}(\alpha_1)}{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2 \cdot I_o^2} = \frac{\left(2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}\right)^2}{1-\alpha_1} \quad (2.196)$$

Assim, as perdas no cobre podem ser minimizadas para um valor específico de razão cíclica.

2.8.2. MINIMIZAÇÃO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR ATRAVÉS DA ESCOLHA DO MELHOR VALOR DE ΔB

As perdas totais no cobre são minimizadas quando a área da janela do núcleo (A_w) é preenchida pelas várias camadas de enrolamentos de acordo com a equação (2.190). A perda total do núcleo é então obtida pela expressão (2.189) que também pode expressa como:

$$P_{Cu} = \frac{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2}{A_w \cdot k_w} \cdot I_{Total}^2 \quad (2.197)$$

Onde I_{Total} é a soma das correntes eficazes de cada enrolamento relacionadas ao enrolamento do primário. A expressão (2.198) descreve matematicamente I_{Total} .

$$I_{Total} = \sum_{j=1}^3 \frac{n_j}{n_1} \cdot I_j \quad (2.198)$$

A lei de Faraday relaciona a tensão induzida em um enrolamento com o fluxo total que passa através desse enrolamento. Considerando um fluxo com distribuição uniforme, é possível expressar $v(t)$ em termos de densidade de fluxo magnético $B(t)$.

$$v(t) = n \cdot A_e \cdot \frac{dB(t)}{dt} \Rightarrow \Delta B(t) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} v(t) \cdot dt}{n \cdot A_e} \quad (2.199)$$

Desenvolvendo matematicamente a equação anterior e colocando-a em função do número de espiras, têm-se:

$$n_1 = \frac{\int_0^{D \cdot T_s} \frac{2 \cdot I_0 \cdot L_r}{n \cdot (1-D) \cdot V_i} (1-D) \cdot V_i \cdot dt}{\Delta B \cdot A_e} = \frac{\lambda}{\Delta B \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (2.200)$$

Onde A_e corresponde à área da seção transversal do núcleo.

Substituindo (2.200) em (2.197):

$$P_{Cu} = \left(\frac{\rho \cdot I_{Total}^2 \cdot \lambda^2}{k_w} \right) \cdot \left(\frac{MLT}{A_e^2 \cdot A_w} \right) \cdot \frac{1}{\Delta B^2} \cdot 10^8 \quad (2.201)$$

O termo à direita da equação (2.201) foi agrupado em três termos. O primeiro termo contém especificações, enquanto que o segundo termo é uma função da geometria do núcleo. O último termo é uma função de ΔB , que deve ser obtido de tal maneira a otimizar o projeto. A expressão mostra que as perdas no cobre são inversamente proporcionais a ΔB^2 , ou seja, as perdas podem ser reduzidas com o aumento de ΔB .

Com respeito às perdas no núcleo, estas dependem diretamente da densidade de fluxo magnético, da frequência de operação e do volume do núcleo.

As referências [56], [58] e [59] demonstram que as perdas no núcleo são dadas por:

$$P_{Nucleo} = C_m \cdot V_e \cdot f_s^x \cdot \Delta B^y \cdot 10^{-3} \quad (2.202)$$

Onde C_m e x são os coeficientes de perdas no núcleo para o material utilizado operando a 80°C, y corresponde ao coeficiente de Steimetz, V_e representa o volume efetivo do núcleo e f_s a frequência de comutação. Diferente das perdas no cobre, as perdas no núcleo são diretamente proporcionais a ΔB^y .

As perdas totais no transformador (equação (2.203)) versus ΔB são obtidas somando as equações (2.201) e (2.202). A dependência de P_{Cu} , P_{Nucleo} e P_{Total} em relação a ΔB é esboçada na Fig. 2.26.

$$P_{Total} = P_{Cu} + P_{Nucleo} \quad (2.203)$$

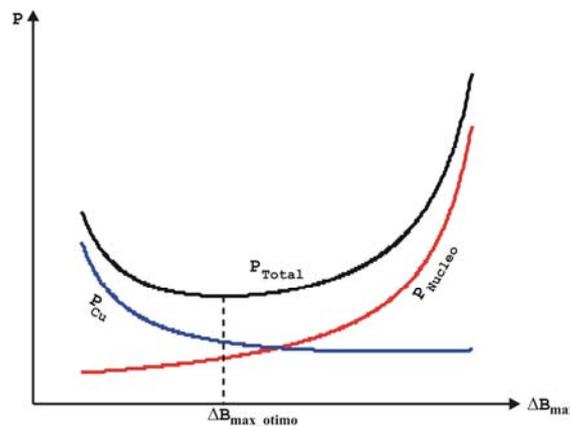


Fig. 2.26 – Dependência da perda no cobre, no núcleo e total em relação a densidade de fluxo.

Derivando as equações (2.201) e (2.202) em função de ΔB e substituindo os resultados em (2.203), obtém-se o valor da densidade de fluxo magnético para o qual as perdas no transformador são mínimas.

$$\frac{\partial P_{Total}}{\partial \Delta B} = \frac{\partial P_{Cu}}{\partial \Delta B} + \frac{\partial P_{Nucleo}}{\partial \Delta B} = 0 \quad (2.204)$$

$$\Delta B_{Otimo} = \left(2 \cdot 10^{11} \cdot \frac{\rho \cdot MLT \cdot \lambda^2}{y \cdot C_m \cdot V_e \cdot f_s^x \cdot A_e^2 \cdot A_w \cdot k_w} \cdot I_{Total}^2 \right)^{\frac{1}{y+2}} \quad (2.205)$$

Assim, o valor mínimo das perdas totais no transformador é obtido a partir da equação a seguir.

$$P_{Otimo} = \left[\frac{\rho \cdot MLT \cdot \lambda^2}{A_e^2 \cdot A_W \cdot k_W} \cdot I_{Total}^2 \cdot \frac{1}{\left(2 \cdot 10^{11} \cdot \frac{\rho \cdot MLT \cdot \lambda^2}{y \cdot C_m \cdot V_e \cdot f_S^x \cdot A_e^2 \cdot A_W \cdot k_W} \cdot I_{Total}^2 \right)^{\frac{2}{y+2}}} \cdot 10^8 + \right. \\ \left. + C_m \cdot V_e \cdot f_S^x \cdot \left(2 \cdot 10^{11} \cdot \frac{\rho \cdot MLT \cdot \lambda^2}{y \cdot C_m \cdot V_e \cdot f_S^x \cdot A_e^2 \cdot A_W \cdot k_W} \cdot I_{Total}^2 \right)^{\frac{y}{y+2}} \cdot 10^{-3} \right] \quad (2.206)$$

A expressão (2.206) pode ser simplificada obtendo-se:

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_W}{V_e^{\frac{2}{y}} \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} = \frac{10^8 \cdot \left(\frac{y \cdot C_m \cdot f_S^x}{2 \cdot 10^{11}} \right)^{\frac{2}{y+2}} \cdot \left(1 + \frac{2}{y} \right)}{P_{Total} \cdot \left(\frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{Total}^2}{k_W} \right)^{\frac{-y}{y+2}}} \quad (2.207)$$

O primeiro membro de (2.207) depende somente da geometria do núcleo, enquanto o segundo termo depende das especificações parâmetros de projeto e do material utilizado no núcleo.

Assim, para que se possa garantir a operação do transformador com perdas menores ou iguais ao máximo adotado para as perdas totais, o primeiro membro da equação (2.207) deve possuir um valor maior ou igual ao valor calculado pelo segundo membro da equação.

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_W}{V_e^{\frac{2}{y}} \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} \geq \frac{10^8 \cdot \left(\frac{y \cdot C_m \cdot f_S^x}{2 \cdot 10^{11}} \right)^{\frac{2}{y+2}} \cdot \left(1 + \frac{2}{y} \right)}{P_{Total} \cdot \left(\frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{Total}^2}{k_W} \right)^{\frac{-y}{y+2}}} \quad (2.208)$$

Com o núcleo especificado calcula-se o valor da resistência térmica do material, e em seguida, o valor da elevação de temperatura do núcleo.

$$R_T = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (2.209)$$

$$\Delta T = R_T \cdot P_{Total} \quad (2.210)$$

O número de espiras do enrolamento secundário pode ser obtido a partir de (2.211):

$$N_p = \frac{\lambda \cdot 10^4}{\Delta B_{Otimo} \cdot A_e} \quad (2.211)$$

2.9. INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO

A indutância de magnetização determina o tamanho do entreferro e a ondulação da corrente de magnetização capazes de gerar ΔB .

Uma característica de operação do conversor CC-CC MP-ZVS-PWM com comando assimétrico é a presença de uma corrente de magnetização no primário transformador com valor médio não nulo. Essa característica limita o valor da máxima excursão da densidade (ΔB), que deve ser determinada de tal maneira a evitar que o valor máximo da densidade de fluxo magnético não ultrapasse o valor de saturação do núcleo. O comportamento da densidade de fluxo magnético para esta topologia de conversor é apresentado na Fig. 2.27 [56].

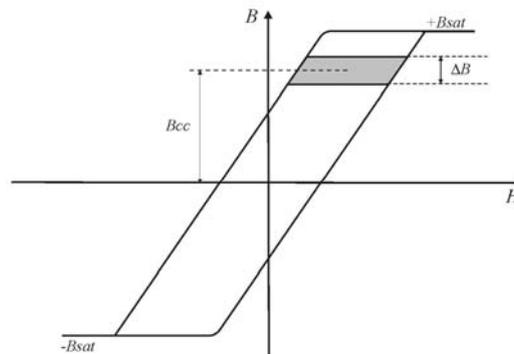


Fig. 2.27 – Variação da densidade de fluxo no transformador.

Deste modo, para se determinar o valor da indutância de magnetização é necessário calcular o máximo valor da ondulação da corrente de magnetização, capaz de gerar a variação da densidade de fluxo ótima e ao mesmo tempo não saturar o núcleo do transformador.

Para que o núcleo não sature, a soma do valor médio da densidade de fluxo magnético, representado por B_{cc} , com o valor médio da máxima excursão da densidade de fluxo magnético deve ser inferior ao valor de saturação (B_{sat}) como é apresentado na equação (2.212).

$$B_{cc} + \frac{\Delta B_{Otimo}}{2} < B_{sat} \quad (2.212)$$

Onde B_{cc} equivale:

$$B_{cc} = \text{Im}_{med} \cdot \frac{\Delta B_{Otimo}}{\Delta \text{Im}_{max}} \quad (2.213)$$

Substituindo (2.213) em (2.212), chega-se ao valor mínimo da ondulação de corrente de magnetização.

$$\Delta \text{Im}_{\min} \geq \frac{\text{Im}_{\text{med}}}{\frac{B_{\text{sat}}}{\Delta B_{\text{Otimo}}} - \frac{1}{2}} \quad (2.214)$$

Adotando-se um valor de ondulação da corrente de magnetização maior ou igual a duas vezes o valor mínimo calculado ($\Delta \text{Im} = 2\Delta \text{Im}_{\min}$), o valor de pico da densidade de fluxo será igual à equação (2.215), onde o valor médio da corrente de magnetização (Im_{med}) foi expressa em (2.121).

$$B_{\max} = \left(\frac{\text{Im}_{\text{med}}}{\Delta \text{Im}_{\min}} + 1 \right) \cdot \frac{\Delta B_{\text{Otimo}}}{2} = \left(\frac{\text{Im}_{\text{med}}}{\Delta \text{Im}} + \frac{1}{2} \right) \cdot \Delta B_{\text{Otimo}} \quad (2.215)$$

O valor da indutância de magnetização é apresentado na equação (2.216) e o valor do entreferro pode ser calculado por (2.217).

$$L_m = \frac{N_p \cdot A_e \cdot \Delta B_{\text{Otimo}} \cdot 10^{-4}}{\Delta \text{Im}_{\max}} \quad (2.216)$$

$$\sigma = \frac{\mu_0 \cdot N_p \cdot \text{Im}_{\text{pico}} \cdot 10^3}{B_{\max}} - 10 \cdot \frac{l_e}{\mu_r} \quad (2.217)$$

Onde, l_e é o valor do comprimento magnético efetivo do núcleo escolhido, μ_0 e μ_r são os valores de permeabilidade magnética e Im_{pico} é o valor de pico da corrente de magnetização dado por:

$$\text{Im}_{\text{pico}} = \text{Im}_{\text{med}} + \frac{\Delta \text{Im}_{\max}}{2} \quad (2.218)$$

2.10. ANÁLISE DO CONTROLE DO CONVERSOR MEIA PONTE

Em todas as famílias de conversores chaveados, a tensão de saída $v_o(t)$ do conversor é uma função da tensão de entrada $v_i(t)$, da razão cíclica $D(t)$, da corrente de carga $i_o(t)$, bem como dos valores dos elementos do circuito (Fig. 2.28). Contudo, nas aplicações destas mesmas fontes deseja-se obter uma tensão de saída constante, independentemente das perturbações ocorridas em $v_i(t)$ e $i_o(t)$ e independentemente das variações nos valores dos elementos do circuito. As fontes destas perturbações e variações são as mais variadas e como, tanto suas intensidades quanto suas ocorrências possuem comportamento aleatório, é praticamente impossível configurar uma razão cíclica para o conversor e obter uma saída constante sob todas as condições de operação.

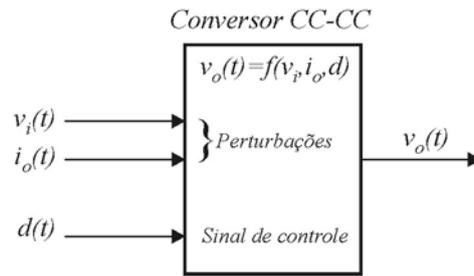


Fig. 2.28 – Diagrama funcional [57] ilustrando a dependência de $v_o(t)$ das variáveis independentes $v_i(t)$, $i_o(t)$ e d .

Para que o sistema seja capaz de manter a tensão de saída constante, com a presença de perturbações, é imprescindível o uso de uma malha de controle com realimentação negativa, como ilustrado na Fig. 2.29. A idéia por trás de um sistema realimentado está na construção de um circuito que ajuste automaticamente a razão cíclica, quando necessário, para obter a tensão de saída desejada com uma alta precisão e independente das variações e perturbações inerentes ao sistema.

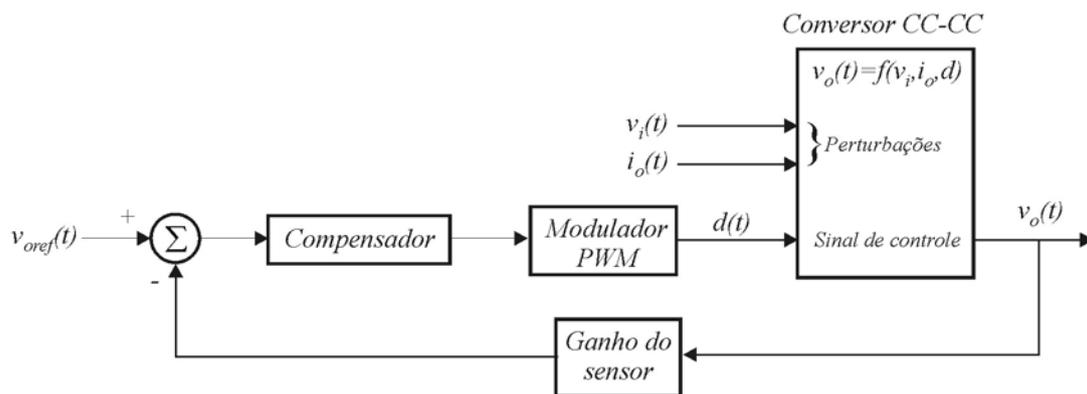


Fig. 2.29 – Diagrama funcional [57] do sistema com realimentação.

Analisando agora o caso do conversor CC-CC proposto para o primeiro estágio do sistema estudado observa-se não é diferente e, portanto, assim como na teoria supracitada, a tensão de saída também é função de outras variáveis. Porém, o sistema ainda apresenta um agravante relacionado à fonte de alimentação de todo o sistema, constituída pelos módulos solares.

Longe de se comportar como uma fonte CC ideal, os módulos solares apresentam um comportamento não linear, com sua geração de energia dependente das variáveis ambientais tais como incidência solar e temperatura. As Fig. 2.30 e Fig. 2.31 ilustram, no mesmo gráfico, as curvas de corrente versus tensão e potência versus tensão, considerando primeiro uma temperatura fixa de 25°C e um índice de incidência solar S variando de 400W/m² a 1000W/m², e em segundo um índice de incidência solar S de 1000W/m² e uma temperatura variando de 5°C a 65°C. A natureza não-linear dos painéis fica evidente nas figuras, havendo somente um único ponto de máxima potência

para cada condição de incidência solar e de temperatura. Portanto, como o ponto de máxima potência varia muito com as condições ambientais é praticamente impossível manter a operação do sistema na máxima potência, para todas as condições de insolação, sem mudar os parâmetros do sistema.

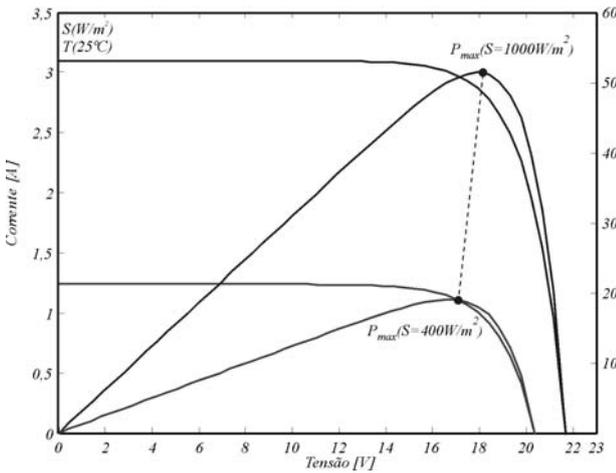


Fig. 2.30 – Curva corrente x tensão e potência x tensão para $T=25^{\circ}\text{C}$ e $S=400$ e $1000\text{W}/\text{m}^2$.

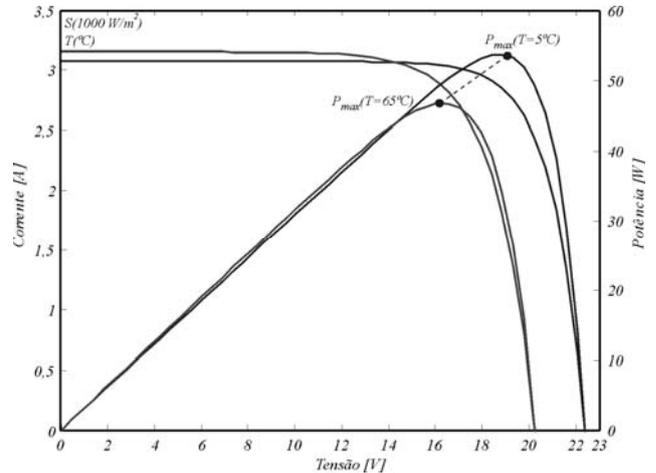


Fig. 2.31 – Curva corrente x tensão e potência x tensão para $S=1000\text{W}/\text{m}^2$ e para $T=5^{\circ}$ e 65°C .

Portanto, para que o sistema seja capaz de transferir sempre a máxima potência gerada pelos módulos solares, ou seja, trabalhar sempre no ponto ótimo de potência, a utilização de uma malha de controle com realimentação é imprescindível.

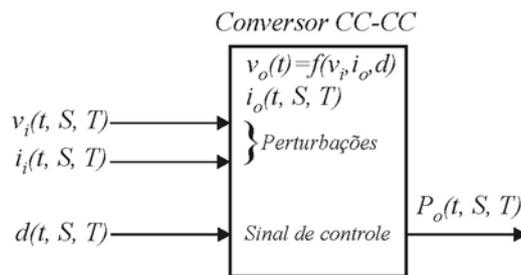


Fig. 2.32 – Diagrama funcional ilustrando a dependência de $P_o(t)$ das variáveis independentes S (incidência solar) e T (temperatura).

Todavia, com uma potência de entrada variável, é de se esperar que a potência de saída do conversor também sofra as mesmas variações ao longo do dia, ou seja, a potência de saída do conversor também depende das condições ambientais (Fig. 2.32). Caso a carga conectada à saída deste permaneça constante, a tensão de saída do conversor sofrerá grandes variações, tornando praticamente inviável para a aplicação. Portanto, a utilização de uma malha com realimentação ao

sistema não é suficiente para o controle das variáveis, sendo também necessário uma carga que se adapte às condições de operação do conversor.

Como o sistema é constituído por dois estágios, a carga vista pelo conversor CC-CC é o próprio inversor, que tem a função de injetar uma corrente senoidal e em fase com a tensão de saída do sistema. Como será abordado no quarto capítulo, para garantir a controlabilidade da corrente de saída do inversor é necessário antes garantir que a tensão de entrada do inversor esteja dentro de certos limites. Esses limites têm que ser respeitados, pois são eles que possibilitam as derivadas sobre o indutor. Portanto, manter constante o nível de tensão no barramento CC de saída do conversor Meia Ponte passa a ser tarefa fundamental.

Para manter o nível de tensão constante no banco de capacitores, a malha de corrente do inversor terá que ser capaz de adaptar a amplitude da corrente de saída proporcionalmente à potência que o sistema pode fornecer a cada instante. Desta forma, o controle do barramento tem que ser feito pelo segundo estágio e não pelo conversor CC-CC.

Conseqüentemente, o controle associado ao primeiro estágio terá unicamente a função de forçar o mesmo a operar sempre próximo ao ponto de máxima potência. Isto é, será aplicado ao conversor CC-CC um controlador de máxima potência.

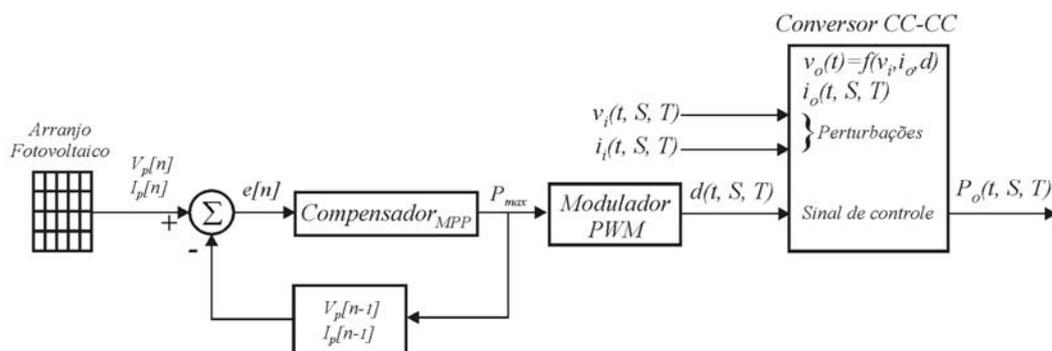


Fig. 2.33 – Diagrama funcional da malha de potência aplicada ao conversor CC-CC.

A Fig. 2.33 ilustra o diagrama funcional da malha de controle aplicada ao primeiro estágio do sistema. O bloco *Compensador_{MPP}* representa o algoritmo de controle de máxima potência que foi desenvolvido para a aplicação e as variáveis $V_p[n]$, $I_p[n]$, $V_p[n-1]$ e $I_p[n-1]$ correspondem, respectivamente, tensão atual, corrente atual, tensão anterior e corrente anterior. Maiores detalhes relacionados tanto ao algoritmo de máxima potência quanto ao circuito de controle implementado serão apresentados no quinto capítulo.

2.11. FILTRAGEM DAS ALTAS E BAIXAS FREQUÊNCIAS DA CORRENTE

Como já foi mencionado em outras oportunidades, o sistema fotovoltaico estudado é constituído por dois estágios de potência, sendo o segundo responsável por injetar uma corrente senoidal e em fase com a tensão disponibilizada pela concessionária de energia.

Considerando que a eficiência do segundo estágio seja η_{inv} e que a corrente de saída do inversor esteja exatamente em fase com a tensão da rede, é possível demonstrar que a corrente de entrada do inversor (i_i), ou seja, a corrente de saída do conversor CC-CC pode ser expressa como na equação (2.219), onde v_{cc} corresponde à tensão de entrada do inversor, v_{oef} a tensão eficaz da rede e i_{oef} a corrente eficaz da corrente de saída do inversor.

$$i_{cc}(\omega t) = \frac{\frac{P_{o_inv}(\omega t)}{\eta_{inv}}}{v_{cc}} = \frac{2 \cdot v_{oef} \cdot i_{oef} \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{v_{cc} \cdot \eta_{inv}} \quad (2.219)$$

Realizando algumas manipulações matemáticas em i_{cc} , encontra-se a corrente média instantânea de saída do conversor CC-CC parametrizada (equação (2.220)). A equação demonstra que a corrente é composta por uma componente contínua e uma componente alternada com o dobro da frequência da tensão da rede (120Hz).

$$\overline{i_{cc}(\omega t)} = \frac{i_{cc}(\omega t) \cdot v_{cc} \cdot \eta_{inv}}{2 \cdot v_{oef} \cdot i_{oef}} = \text{sen}^2(\omega t) \quad (2.220)$$

Para avaliar melhor a influência da variação da componente alternada de baixa frequência da corrente em relação a sua componente média, a corrente na fonte pode ser generalizada como em (2.221).

$$i_{cc}(\omega t) = i_{cc} + i_{ca} \cdot \text{sen}\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.221)$$

Parametrizando a equação anterior em função da componente contínua obtém-se (2.222), onde q_i equivale à relação entre as componentes alternada e contínua e varia entre 0 e 1.

$$\overline{i_{cc}(\omega t)} = \frac{i_{cc}(\omega t)}{i_{cc}} = 1 + q_i \cdot \text{sen}\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.222)$$

Determinando o acréscimo percentual na corrente eficaz da fonte em função da amplitude da componente alternada de baixa frequência encontra-se a equação (2.223).

$$\Delta i_{ef} \%(q_i) = \left(\frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(1 + q_i \cdot \text{sen}\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right)^2 d\omega t}}{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(1 + q_i \cdot \text{sen}\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right) d\omega t} - 1 \right) \cdot 100 \quad (2.223)$$

$$\Delta i_{ef} \%(q_i) = \left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{4 + 2 \cdot q_i^2} - 1 \right) \cdot 100 \quad (2.224)$$

Resolvendo (2.224) para q_i máximo, observa-se que o acréscimo na corrente eficaz pode chegar a 22,5%. A Fig. 2.34 ilustra o percentual de aumento do valor eficaz da corrente em função de q_i .

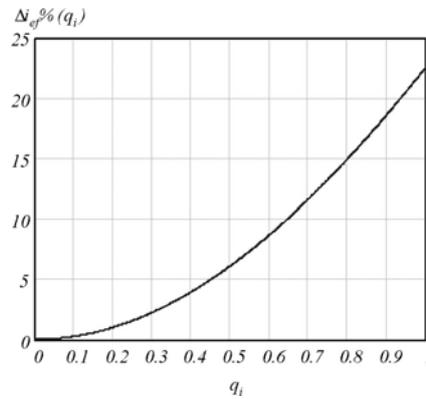


Fig. 2.34 – Percentual de aumento do valor eficaz da corrente em função de q_i .

Para bloquear ou reduzir a propagação da componente alternada de baixa frequência da corrente, diferentes métodos podem ser utilizados. Pode-se bloquear esta propagação através do aumento da impedância entre o inversor e o arranjo fotovoltaico. Uma outra possibilidade seria criar um caminho alternativo para circular as componentes alternadas de corrente, o que pode ser feito através da inserção de elementos de baixa impedância em paralelo com o barramento de corrente contínua. Ambas opções podem ser implementadas de forma passiva, fazendo uso de indutores e capacitores ou, através de circuitos eletrônicos comandados [113].

No presente estudo, a filtragem das componentes alternadas será feita de forma passiva, utilizando filtros paralelos, sintonizados na frequência de 120Hz, os quais são auxiliados pela existência de impedância na fonte.

Os filtros paralelos sintonizados [60] propiciam um caminho alternativo à circulação da energia reativa. A Fig. 2.35 apresenta o circuito idealizado do sistema contemplando o modelo do arranjo fotovoltaico, o conversor CC, o filtro sintonizado de 120Hz conectado na saída do conversor CC-CC e o inversor, que foi substituído por duas fontes de corrente.

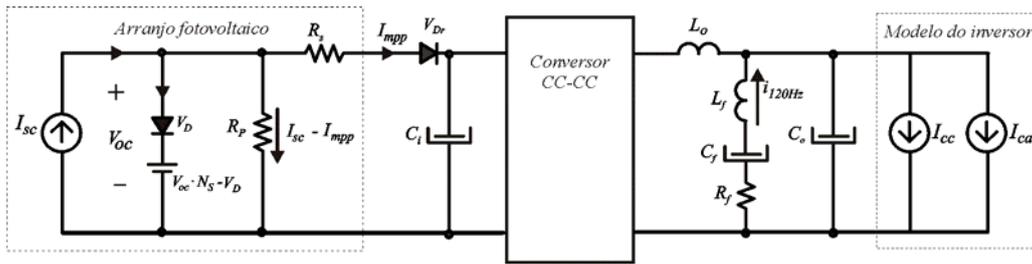


Fig. 2.35 – Filtro paralelo localizado na saída do conversor CC-CC.

Desenvolvendo uma análise simplificada do circuito anterior, considerando a resistência R_f do filtro muito pequena a ponte de poder ser considerada desprezível, a impedância do filtro pode ser considerada como na expressão (2.225).

$$Z_f = \left(s \cdot L_f + \frac{1}{s \cdot C_f} \right) \Bigg|_{s=j\omega} = j \left(\omega \cdot L_f - \frac{1}{\omega \cdot C_f} \right) \quad (2.225)$$

Fazendo ω como em (2.226), onde ω_s representa a frequência angular da tensão da rede, então a impedância Z_f será nula. Portanto, escolhendo adequadamente os valores de L_f e C_f , a impedância para a frequência de sintonia será nula.

$$\omega = 2 \cdot \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.226)$$

A partir do conhecimento da corrente solicitada ao conversor CC-CC (fundamental e harmônicas) e com o auxílio do diagrama dado na Fig. 2.35, é possível, via análise convencional de circuitos elétricos, a obtenção dos parâmetros R, L e C do filtro [60].

Além da componente de baixa frequência gerada no processo de inversão, e que se não for devidamente bloqueada ou atenuada será propagada e drenada do arranjo solar fotovoltaico, o conversor CC-CC MP ZVS-PWM também apresenta uma corrente de entrada oscilatória na frequência de comutação. Como o painel fotovoltaico possui restrições quanto à ondulação de corrente, faz-se necessário a adição de um estágio intermediário [61] que atenua a ondulação de corrente no painel para níveis aceitáveis.

Este estágio intermediário corresponde ao filtro passivo (L_{f_AF} e C_{f_AF}) compreendido entre o conversor e o arranjo. A Fig. 2.36 apresenta um modelo simplificado do sistema contemplando os filtros de alta e baixa frequência.

Com a utilização do filtro sintonizado para a baixa frequência na saída do conversor CC-CC, o projeto do filtro de alta frequência (L_{f_AF} e C_{f_AF}) conectado na entrada do conversor CC-CC levará somente em consideração a filtragem da componente localizada na frequência de comutação

do conversor. Como essa componente se encontra na casa das dezenas de quilohertz, o volume desse filtro é bastante reduzido.

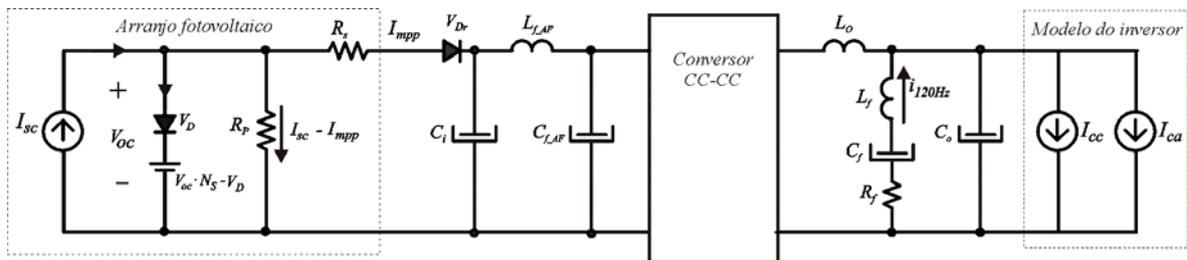


Fig. 2.36 – Modelo simplificado do sistema contemplando os filtros de alta e baixa frequência.

2.12. PROJETO DO CONVERSOR

A seguir será apresentado o projeto do conversor CC-CC MP ZVS-PWM com base nas equações apresentadas nas seções anteriores e aplicando as técnicas de otimização das perdas do transformador definidas ao longo deste trabalho.

2.12.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Todas as especificações de projeto são apresentadas na tabela abaixo.

Tabela 2.1 - Especificações de projeto.

Potência de entrada	$P_{in} = 1000W$
Rendimento esperado	95%
Tensão de entrada máxima	$V_i = 83,5V$
Máxima variação da tensão de entrada	$\Delta V_i = 10\%$
Tensão de saída	$V_o = 400V$
Máxima variação da tensão de saída	$\Delta V_o = 2\%$
Frequência de comutação	$f_s = 100kHz$
Razão cíclica máxima	$D_{max} = 0,45$
Percentual mínimo de carga para o qual o conversor deve operar com ZVS	$ZVS\% = 20\%$

2.12.2. CÁLCULOS INICIAIS

Cálculo da potência e da corrente de saída do conversor.

$$P_0 = P_{in} \cdot \eta = 950W \quad (2.227)$$

$$I_o = \frac{P_0}{V_0} = 2,37A \quad (2.228)$$

Variações da tensão de entrada do conversor.

$$V_{i_{\max}} = V_i \cdot (1 + \Delta V_i) = 90,75V \quad (2.229)$$

$$V_{i_{\min}} = V_i \cdot (1 - \Delta V_i) = 75,15V \quad (2.230)$$

Como já foi citado, os capacitores que auxiliam na comutação suave são as próprias capacitâncias de saída dos MOSFETs (Coss). O problema é que essas capacitâncias variam muito, e de forma não linear, com a tensão entre dreno e fonte (Vds). Na maioria dos manuais dos fabricantes de MOSFETs, os valores de Coss especificados são para tensões Vds de 25V, o que não é muito útil para a aplicação atual.

Por isso, para o projeto, foram escolhidos MOSFETs que além de estarem dentro das especificações de tensão e corrente, também apresentassem em seu catálogo, o valor da capacitância de saída efetiva (Coss Effective). Essa capacitância é definida como uma capacitância fixa, que mantém o mesmo tempo de carga enquanto a tensão dreno fonte cresce de zero a 80% do seu valor nominal quando a tensão entre gatilho e fonte é zero.

Os capacitores ressonantes especificados foram:

$$C1 = C2 = 500pF \quad (2.231)$$

Sendo assim, de acordo com a equação (2.35):

$$C_{eq} = 1nF$$

2.12.3. RAZÃO CÍCLICA PARA CARGA MÍNIMA

Para o cálculo da razão cíclica mínima, é necessário antes encontrar as raízes da equação (2.178). Os valores de $Lr_3(n(D_{Imin}))$, $Lr_3(n(D_{Imin}))$ e $n(D_{Imin})$ foram obtidos a partir das equações (2.158), (2.154) e (2.156), e apresentados abaixo.

$$Lr_3(n(D_{I \min})) = \frac{1}{8} \cdot \frac{\left[1 - 2 \cdot \frac{n(D_{I \min}) \cdot 400}{83,5} - (1 - 2 \cdot D_{máx})^2 \right]}{100 \cdot 10^3 \cdot 2,37} \cdot n(D_{I \min}) \cdot 83,5 \quad (2.232)$$

$$Lr_1(n(D_{I \min})) = \left[\frac{(1 - D_{I \min}) \cdot 83,5}{2 \cdot D_{I \min} \cdot 2,37 \cdot ZVS\%} \right]^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot n(D_{I \min})^2 \quad (2.233)$$

$$n(D_{I \min}) = \frac{4 \cdot D_{I \min} \cdot (1 - D_{I \min})}{\frac{(1 - D_{I \min})^2 \cdot 90,75}{D_{I \min}^2 \cdot 2,37 \cdot ZVS\%} \cdot 2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 + \frac{2 \cdot 400}{90,75}} \quad (2.234)$$

Substituindo (2.234) em (2.232) e (2.233), e traçando a curva obtida através da equação (2.178), encontra-se o valor de $D_{I \min}$ no ponto onde a curva cruza o eixo horizontal (Fig. 2.37). Conhecendo o valor de $D_{I \min}$, chega-se ao valor da relação de transformação através de (2.234) e o valor do indutor ressonante através de (2.232) ou (2.233).

Portanto, de acordo com o gráfico da Fig. 2.37, a razão cíclica para carga mínima é:

$$D_{I \min} = 0,20$$

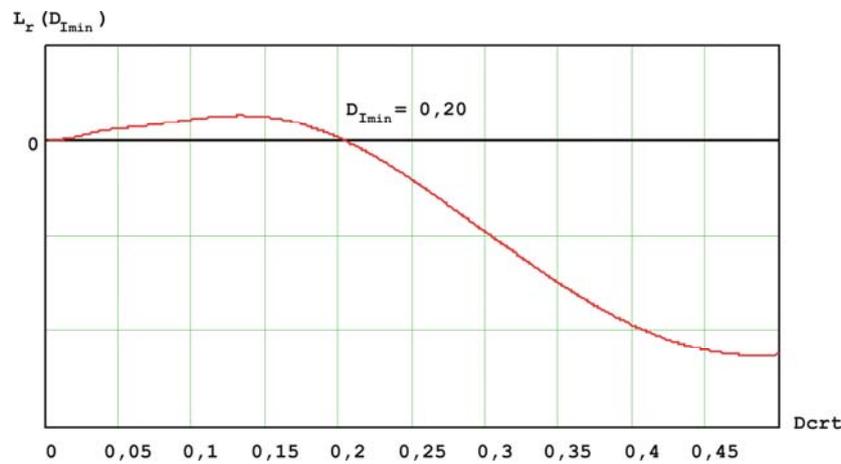


Fig. 2.37 – Determinação da mínima razão cíclica.

Substituindo esse valor em (2.234) e em (2.233) obtém-se:

$$n(0,20) = \frac{4 \cdot 0,20 \cdot (1 - 0,20)}{\frac{(1 - 0,20)^2 \cdot 90,75}{0,20^2 \cdot 2,37 \cdot 20\%} \cdot 2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 + \frac{2 \cdot 400}{90,75}} = 0,069 \quad (2.235)$$

$$Lr_1(0,069) = \left[\frac{(1 - 0,2) \cdot 83,5}{2 \cdot 0,2 \cdot 2,37 \cdot 20\%} \right]^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 0,069^2 \cong 665nF \quad (2.236)$$

A equação (2.237) apresenta o cálculo da razão cíclica nominal.

$$D = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \frac{4 \cdot 2,37 \cdot 665 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3}{0,069 \cdot 83,5} - 2 \cdot \frac{0,069 \cdot 400}{83,5}} = 0,335 \quad (2.237)$$

2.12.4. CÁLCULO DOS CAPACITORES DE ARMAZENAMENTO (C_{e1} e C_{e2})

Considerando uma ondulação de 5V no capacitor equivalente e de posse da equação (2.115), encontra-se o valor da capacitância equivalente C_{ieq} .

$$C_{ieq} = \frac{2 \cdot I_0' \cdot (1-D) \cdot D}{f_S \cdot \Delta V_{C_{ieq}}}$$

$$C_{ieq} = \frac{2 \cdot 2,37 \cdot (1-0,335) \cdot 0,335}{0,069 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 5} \cong 30 \mu F$$

Desta forma os capacitores C_{e1} e C_{e2} equivalem, de acordo com as equações (2.117) e (2.118):

$$C_{e1} = 30 \cdot 10^{-6} \cdot (1-0,335) \cong 20 \mu F$$

$$C_{e2} = 30 \cdot 10^{-6} \cdot 0,335 \cong 10 \mu F$$

2.12.5. DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

2.12.5.1. CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE OCUPAÇÃO

A equação (2.190) apresenta o cálculo dos coeficientes de ocupação dos enrolamentos para otimizar as perdas no cobre quando o conversor estiver funcionando sob carga nominal.

Desenvolvendo as equações chega-se aos seguintes valores de α .

$$\alpha_1 = \frac{4 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}}{4 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} + 2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} + 2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}} = 0,5 \quad (2.238)$$

$$\alpha_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}}{4 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} + 2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} + 2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}} = 0,25 \quad (2.239)$$

$$\alpha_3 = \frac{2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}}{4 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} + 2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} + 2 \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}} = 0,25 \quad (2.240)$$

2.12.5.2. DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO

Por se tratar de um transformador, o que implica o uso de vários enrolamentos e na inserção, muitas vezes, de isolamento entre cada bobina, e também para se ter uma margem de segurança, adotar-se-á um fator de ocupação da janela igual a:

$$k_w = 0,4 \quad (2.241)$$

Para a construção do núcleo, foi utilizado o material ferrite do tipo IP12 da THORNTON [104]. Este material é largamente utilizado na área de eletrônica de potência e foi escolhido por apresentar menores perdas em altas frequências [56], [58].

A Tabela 2.2 apresenta os valores das constantes do material supracitado, que foi utilizado para a confecção dos indutores e do transformador projetado para o protótipo do conversor CC-CC MP ZVS-PWM e os quais foram objeto de estudo e caracterização experimental em laboratório realizado por [58].

Tabela 2.2 – Constantes do material IP12.

<i>Material IP12 a 80°C</i>				
<i>Restrição</i>	<i>C_m</i>	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>Erro</i>
$x \geq 1,0$ e $y \geq 2,0$	$7,9292 \cdot 10^{-3}$	1,4017	2,3294	$1,4197 \cdot 10^{-3}$

Para o cálculo do núcleo que melhor se adapta ao transformador é necessário antes calcular a corrente total (I_{Total}), o λ e resistividade do cobre (ρ), o que é feito através das equações (2.198), (2.200) e (2.183) respectivamente.

$$I_{Total} = \sum_{j=1}^3 \frac{n_j}{n_1} \cdot I_j \cong 65 A$$

$$\lambda = \int_0^k (1 - 0,33) \cdot 83,5 \cdot dt = 1,379 \cdot 10^{-4}$$

Onde k equivale a:

$$k = \left(0,33 \cdot 10 \cdot 10^{-6} - \frac{2 \cdot 2,37 \cdot 665 \cdot 10^{-9}}{0,069 \cdot (1 - 0,33) \cdot 83,5} \right)$$

$$\rho = 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (100 - 20)] = 2,245 \cdot 10^{-6}$$

O rendimento teórico estipulado para o transformador será de 98%. Sendo assim, o valor do mínimo do segundo termo da equação (2.208), será de:

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_w}{V_e^{\frac{2}{y}} \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} \geq \frac{10^8 \cdot \left(\frac{2,3294 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \cdot 10^3)^x}{2 \cdot 10^{11}} \right)^{\frac{2}{2,3294+2}} \cdot \left(1 + \frac{2}{2,3294} \right)}{(1-0,98) \cdot 950 \cdot \left(\frac{\rho \cdot (1,379 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 65^2}{0,4} \right)^{-\frac{2,3294}{2,3294+2}}} \geq 0,151$$

Com base nos valores mínimos das constantes calculadas acima, deve ser escolhido o menor núcleo que, ao substituir os valores de suas dimensões geométricas no primeiro termo da equação anterior, se obtenha um resultado que satisfaça a condição de valor mínimo.

2.12.5.3. ESCOLHA DO NÚCLEO

Foi escolhido o núcleo EE65/26 da THORNTON, que possui as seguintes dimensões.

- $A_e = 5,32 \text{ cm}^2$ → Área efetiva do núcleo;
- $A_w = 3,7 \text{ cm}^2$ → Área da janela;
- $l_e = 14,7 \text{ cm}$ → Comprimento magnético efetivo do núcleo;
- $MLT = 14,8 \text{ cm}$ → Comprimento médio por espira;
- $V_e = 78,204 \text{ cm}^3$ → Volume efetivo do núcleo.

Substituindo as dimensões do núcleo escolhido na equação (2.208) obtém-se:

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_w}{V_e^{\frac{2}{y}} \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} = \left(\frac{5,32^2 \cdot 3,7}{(78,204)^{\frac{2}{2,3294}} \cdot 14,8} \right)^{\frac{2,3294}{2,3294+2}} = 0,382$$

Após escolhido o núcleo, calcula-se, a partir da equação (2.205), o valor da variação da densidade de fluxo magnético que minimiza as perdas no transformador.

$$\Delta B_{Otimo} = \left(2 \cdot 10^{11} \cdot \frac{2,245 \cdot 10^{-6} \cdot 14,8 \cdot (1,379 \cdot 10^{-4})^2}{2,3294 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 78,204 \cdot (100 \cdot 10^3)^x \cdot 5,32^2 \cdot 3,7 \cdot 0,4} \cdot 65^2 \right)^{\frac{1}{2,3294+2}} = 0,04T$$

Com base neste valor ótimo da variação da densidade de fluxo magnético, pode-se calcular o número de espiras de cada enrolamento a partir da equação (2.211).

$$N_p = \frac{(1,379 \cdot 10^{-4}) \cdot 10^4}{0,04 \cdot 5,32} \cong 7$$

O número de espiras de cada enrolamento secundário pode ser calculado a partir da relação de transformação, como é apresentado a seguir.

$$N_{S1} = N_{S2} = N_{Sec} = \frac{N_p}{2 \cdot n} \cong 50 \quad (2.242)$$

2.12.5.4. CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO

Com base no valor máximo da densidade de fluxo que o núcleo pode ter sem saturar é calculado de início o máximo valor da ondulação de corrente de magnetização.

Para o material IP12, o valor máximo da densidade de fluxo equivale a:

$$B_{sat} = 0,25T \quad (2.243)$$

O valor médio da corrente de magnetização é igual a:

$$Im_{med} = \frac{(1 - 2 \cdot 0,33)}{0,069} \cdot 2,37 = 11,39A$$

Como citado anteriormente, o valor da indutância de magnetização será calculado de modo que a ondulação da corrente de magnetização seja duas vezes o valor mínimo. Sendo assim:

$$\Delta Im = 2 \cdot \frac{Im_{med}}{\frac{B_{sat}}{\Delta B_{Otimo}} - \frac{1}{2}} = 3,93A \quad (2.244)$$

Portanto, a indutância de magnetização, dada pela equação (2.216), será:

$$L_m = \frac{7 \cdot 5,32 \cdot 0,04 \cdot 10^{-4}}{3,93} \cong 37,6\mu H \quad (2.245)$$

O valor de pico da corrente de magnetização, para o conversor funcionando sob carga nominal equivale:

$$Im_{pico} = Im_{med} + \frac{\Delta Im}{2} = 13,34A \quad (2.246)$$

A máxima densidade de fluxo magnético para o conversor funcionado com carga nominal, pode ser calculada por (2.215).

$$B_{max} = \left(\frac{11,39}{3,93} + \frac{1}{2} \right) \cdot 0,04 = 0,135T$$

O entreferro do transformador, necessário para o ajuste da indutância de magnetização do transformador, é calculado de acordo com a equação (2.217).

$$\sigma = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 7 \cdot 13,34 \cdot 10^3}{0,135} - 10 \cdot \frac{14,7}{3000} \cong 0,822mm$$

2.12.5.5. CÁLCULO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR

Partindo das equações (2.201) e (2.202) as perdas no cobre, desconsiderando o efeito pelicular, e no núcleo equivalem respectivamente a:

$$P_{Cu} = \frac{2,245 \cdot 10^{-6} \cdot 14,8 \cdot (1,379 \cdot 10^{-4})^2}{5,32^2 \cdot 3,7 \cdot 0,4} \cdot 65^2 \cdot \frac{1}{0,04^2} \cdot 10^8 \cong 4W$$

$$P_{Nucleo} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 78,204 \cdot (100 \cdot 10^3)^{1,4017} \cdot 0,04^{2,3294} \cdot 10^{-3} \cong 3,49W$$

Conseqüentemente, as perdas totais são:

$$P_{Total} \cong 7,49W$$

A Fig. 2.38 apresenta o gráfico que correlaciona as perdas no cobre, as perdas no núcleo e as perdas totais em função da variação de fluxo magnético.

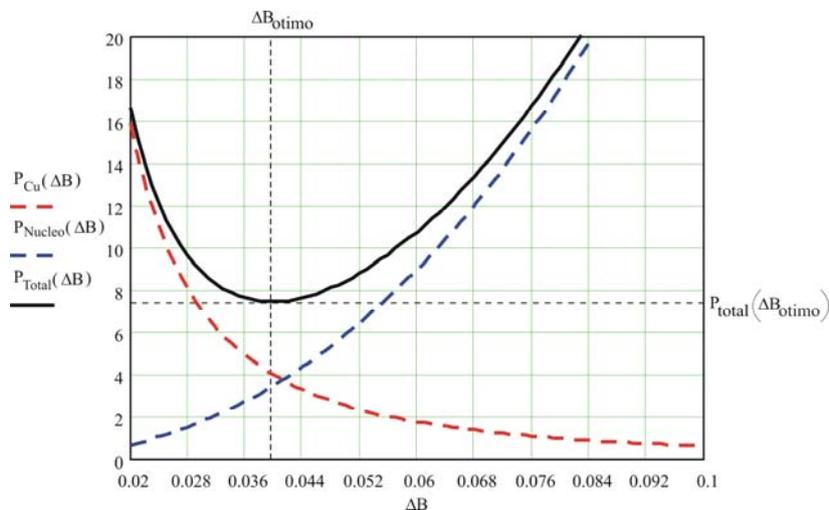


Fig. 2.38 - Correlação entre as perdas no cobre, no núcleo e totais com relação a $\Delta B_{\text{ótimo}}$.

2.12.5.6. CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA NO NÚCLEO

De acordo com as equações (2.209) e (2.210), a resistência térmica do material que constitui o núcleo e a variação de temperatura no mesmo correspondem:

$$R_T = \frac{59,3}{78,204^{0,544}} = 5,535 \frac{^{\circ}C}{W}$$

$$\Delta T = 5,535 \cdot 7,49 \cong 42^{\circ}C$$

2.12.5.7. DETERMINAÇÃO DO FIO ELEMENTAR

As equações seguintes determinam as densidades de correntes nominais para cada enrolamento.

$$J_{1nom} = \frac{N_p \cdot I_1}{A_w \cdot \alpha_1 \cdot k_w} = 307,5 \frac{A}{cm^2}$$

$$J_{2nom} = \frac{N_p \cdot I_2}{A_w \cdot \alpha_2 \cdot k_w} = 302,9 \frac{A}{cm^2}$$

$$J_{3nom} = \frac{N_p \cdot I_3}{A_w \cdot \alpha_3 \cdot k_w} = 302,9 \frac{A}{cm^2}$$

Sendo assim, a bitola dos fios de cada enrolamento equivale a:

$$\phi_1 = \frac{I_1}{J_{1nom}} = 0,106 cm^2$$

$$\phi_2 = \frac{I_2}{J_{2nom}} = 7,4 \cdot 10^{-3} cm^2$$

$$\phi_3 = \frac{I_3}{J_{3nom}} = 7,4 \cdot 10^{-3} cm^2$$

Conferindo se os fatores de ocupação estão sendo respeitados, tem-se:

$$\frac{N_p \cdot \phi_1}{A_w \cdot k_w} = 0,5$$

$$\frac{N_{Sec} \cdot \phi_2}{A_w \cdot k_w} = 0,25$$

$$\frac{N_{Sec} \cdot \phi_3}{A_w \cdot k_w} = 0,25$$

O valor máximo do diâmetro do fio elementar é dado por:

$$Di_{max} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot 100}{3 \cdot \pi \cdot \mu_o \cdot f_s}} = 0,028 cm$$

O diâmetro do fio utilizado, no padrão da unidade AWG, pode ser calculado como segue.

$$Di = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}}$$

Onde o termo *AWG*, apresentado na equação anterior, representa o número do fio no padrão da unidade *AWG*. Sendo assim, o fio escolhido será aquele que obedecer a condição:

$$Di \leq Di_{MAX}$$

O fio escolhido será o 30AWG, cujo diâmetro, sem a camada de isolamento, e a seção do mesmo equivalem:

$$Di = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-30}{20}} = 0,026$$

$$S_D = 0,000513cm^2$$

A quantidade de fios elementares em paralelo em cada enrolamento é calculada abaixo.

$$f_{Pr} = \frac{\phi_1}{S_D} \cong 205 \text{ fios}$$

$$f_{S1} = \frac{\phi_2}{S_D} \cong 15 \text{ fios}$$

$$f_{S2} = \frac{\phi_3}{S_D} \cong 15 \text{ fios}$$

Como o valor do indutor ressonante calculado foi muito pequeno, decidiu-se usar a própria indutância de dispersão do transformador como indutor ressonante. O problema é que devido a necessidade de ajustar a indutância de magnetização, através do entreferro, a própria indutância de dispersão também é afetada. Sendo assim, o transformador foi construído visando reduzir ao máximo as indutâncias de dispersão de tal maneira que, após o ajuste do entreferro, o valor da indutância de dispersão medida permanece inferior ao valor da indutância de ressonante.

Portanto, o primário foi construindo utilizando uma lâmina de cobre com 0,025cm de espessura por 3,7 cm de largura e os dois secundários foram enrolados juntos.

2.12.5.8. CÁLCULO DA POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução foi calculada com segue.

$$\delta = \frac{S_D \cdot (f_P \cdot N_P + 2 \cdot f_{S1} \cdot N_{Sec})}{A_w} = 0,4$$

A possibilidade de execução do transformador fica então confirmada já que seu valor é igual ao valor de k_w .

2.12.6. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Com base no valor dos máximos esforços de corrente e de tensão sobre aos quais os interruptores de potência ficarão submetidos, pode se especificar o interruptor adequado para o conversor.

O esforço máximo de tensão ao qual o dispositivo ficará submetido, segundo foi descrito nas etapas de operação, será igual ao valor da própria tensão de alimentação do conversor.

$$V_{ds} = 83,5V$$

A corrente média dos interruptores é a mesma e equivale:

$$I_{S_1med} = I_{S_2med} = \frac{I_o}{n} \cdot D \cdot (1-D) = 15,3A$$

A corrente eficaz no interruptor S_1 é dada por:

$$I_{S_1ef} = \frac{I_o}{n} \cdot (1-D) \cdot \sqrt{D} = 26,5A$$

A corrente eficaz no interruptor S_2 é dada por:

$$I_{S_2ef} = \frac{I_o}{n} \cdot D \cdot \sqrt{(1-D)} = 18,8A$$

O interruptor escolhido foi o *IRFB260NPbF*, cujas características de corrente e tensão atendem as necessidades impostas pela topologia. Os dados mais importantes do interruptor são apresentados na tabela abaixo.

Tabela 2.3 – Dados de catálogo do MOSFET *IRFB260NPbF*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{ds}	Tensão dreno fonte	200V
$R_{ds(on)}$	Resistência dreno fonte	0,04 Ω
$I_D @ T = 100^\circ C$	Corrente de dreno	40A
Coss eff.	Capacitância de saída efetiva	500pF
$R_{\Theta JA}$	Resistência Térmica entre junção e cápsula	62 $^\circ C/W$

2.12.6.1. PERDAS POR CONDUÇÃO NOS INTERRUPTORES

Com base nos valores da resistência série do componente e na corrente eficaz de cada interruptor pode se calcular as perdas por condução em S_1 e S_2 .

$$P_{S_1} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_1ef}^2 = 0,040 \cdot 26,5^2 = 28W$$

$$P_{S_2} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_2ef}^2 = 0,040 \cdot 18,8^2 = 14,13W$$

2.12.7. DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES

O valor mínimo de tensão que cada um dos diodos retificadores deverão suportar é apresentado a seguir.

$$V_{Dr\min} = (1 - 0,33) \cdot \frac{83,5}{2 \cdot 0,069} \cong 400V$$

A equação seguinte apresenta a corrente eficaz nos diodos retificadores $Dr1$ e $Dr4$.

$$I_{Dr1ef} = I_{Dr4ef} = 2,37 \cdot \sqrt{0,33} = 1,37A$$

A equação seguinte apresenta a corrente eficaz nos diodos retificadores $Dr2$ e $Dr3$.

$$I_{Dr2ef} = I_{Dr3ef} = 2,37 \cdot \sqrt{1 - 0,33} = 1,93A$$

A corrente média nos diodos retificadores $Dr1$ e $Dr4$ são calculadas a seguir.

$$I_{Dr1med} = I_{Dr4med} = 2,37 \cdot 0,33 = 0,79A$$

A corrente média nos diodos retificadores $Dr2$ e $Dr3$ são calculadas a seguir.

$$I_{Dr2ef} = I_{Dr3ef} = 2,37 \cdot 1 - 0,33 = 1,58A$$

Foi utilizado o diodo *HFA06TB120* da *International Rectifier*, cujas características são apresentadas na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 - Dados de catálogo do DIODO HFA06TB120.

Parâmetro	Valor
V_R	1200V
I_f	6A
V_{FM}	2,4V

2.12.8. FILTRO DE BLOQUEIO DA COMPONENTE CONTÍNUA

Para se evitar a inserção de qualquer componente contínua gerada por alguma variação dos parâmetros do circuito é necessário utilizar um circuito RC em série com o primário do transformador [55].

O dimensionamento do capacitor é feito com base na máxima queda de tensão admissível com este na condição menos favorável, ou seja, com tensão de entrada mínima.

No projeto, a queda de tensão máxima adotada sobre o capacitor de bloqueio, é igual a 2% do valor mínimo da tensão de entrada.

$$\Delta V_{C_{b\max}} = 3V$$

O valor do capacitor é igual a:

$$C_b = \frac{I_o \cdot (1 - 2 \cdot D_{\max})}{2 \cdot n \cdot \Delta V_{C_{b\max}} \cdot f_s} = 18 \mu F$$

O dimensionamento do resistor de amortecimento é realizado com base na equação abaixo.

$$R_b = \frac{V_{i\min} \cdot n}{I_o \cdot D_{\max}} = 4,7 \Omega / 5W$$

A principal finalidade deste resistor é evitar oscilações indesejáveis que possam ocorrer entre o capacitor de bloqueio e as indutâncias do circuito.

2.12.9. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

2.12.9.1. INDUTOR DE FILTRO

Como a tensão média sobre o indutor do filtro de saída é zero, então o valor da tensão média sobre a carga, ou seja, sobre o capacitor do filtro, pode ser considerado numericamente igual ao valor da tensão média na entrada do filtro, V_i/n .

Para o cálculo do indutor do filtro de saída, a ondulação de tensão no capacitor é considerada desprezível, portanto, a tensão na carga pode ser considerada constante e igual ao especificado no início do projeto.

Desta forma, a tensão sobre o indutor durante o período $D \cdot T_s$, é dada por:

$$V_{L_f} = \frac{V_i}{n} \cdot (1 - D) - V_o$$

Desprezando-se a perda de razão cíclica, o valor médio da tensão antes do filtro, que é numericamente igual ao valor da tensão de saída, pode ser dado por:

$$V_o = \frac{2 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot V_i}{n}$$

Assim, a partir das duas equações anteriores encontra-se que:

$$L_f \cdot \Delta I_{L_f} = \frac{V_i}{n} \cdot (1 - D) \cdot D \cdot T_s - \frac{2 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot V_i}{n} \cdot D \cdot T$$

Reagrupando a equação anterior e parametrizando têm-se:

$$\frac{\Delta I_{L_f}}{n \cdot f_s \cdot L_f} = \frac{\Delta I_{L_f}}{V_i} = (D - 3 \cdot D^2 + 2 \cdot D^3)$$

Fazendo um estudo da equação anterior, encontra-se que o valor da razão cíclica para o qual ocorre o maior valor da ondulação da corrente em L_f equivale a $D = 0,211$.

Portanto, para uma ondulação máxima de corrente no indutor de 10%, o valor do indutor de saída será igual a:

$$L_f = \frac{(0,211 - 3 \cdot 0,211^2 + 2 \cdot 0,211^3)}{0,069 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,238} \cdot 83,5 = 2,4 \text{ mH}$$

2.12.9.2. CAPACITOR DE FILTRO

O valor da capacitância de saída é determinado pela máxima ondulação de alta frequência estipulada em projeto e pode ser calculado pela equação abaixo.

$$C_f = \frac{\frac{P_o}{2}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot \frac{V_o}{2} \cdot \Delta V_o}$$

Para uma variação máxima de alta frequência no capacitor de 2% tem-se:

$$C_f = 787 \mu\text{F}$$

O valor máximo da resistência série do capacitor de saída é dado por:

$$RSE_{\max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{L_f}} = 8,4 \Omega$$

Prevalece, neste caso, a critério do valor máximo para a resistência série do capacitor. Por isso, foram utilizados dois capacitores **EPCOS 1000uF/400V - Tipo: B43521A9108** em paralelo

para cada secundário. Cada capacitor possui uma resistência série igual a $0,110\Omega$ resultando em uma resistência série equivalente de $0,05\Omega$.

2.12.10. ELEMENTOS DOS FILTROS DE ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA

Para o filtro de alta frequência foi utilizado:

$$L_{f_AF} = 50\mu H$$

$$C_{f_AF} = 2000\mu F$$

Para o projeto físico do indutor foi utilizado:

- Núcleo: 77083 *Koll Mμ* da Magnetics;
- N° de espiras: 33 espiras;
- Bitola do fio: 25AWG;
- N° de fios em paralelo: 19.

O capacitor de filtro foi projetado baseado também na corrente eficaz que o mesmo teria que suportar. Portanto, foi decidido utilizar dois capacitores EPCOS $1000\mu F/250V$ – Tipo: *B43504A2108* em paralelo.

Para o filtro de baixa frequência foi utilizado:

$$L_{f_120Hz} = 1,7mH$$

$$C_{f_120Hz} = 1000\mu F$$

Para o projeto físico do indutor foi utilizado:

- Núcleo: Tipo EI laminado de ferro-silício com 1,27cm de empilhamento;
- Lâmina: padronizada com 1,27cm de largura da perna central;
- N° de espiras: 79 espiras;
- Bitola do fio: 20AWG;
- N° de fios em paralelo: 1;
- Entreferro: 0,7mm.

Foi utilizado um capacitor EPCOS $1000\mu F/250V$ – Tipo: *B43504A2108*.

2.13. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrito o princípio de funcionamento do conversor CC-CC MP ZVS-PWM. Para simplificar o estudo e realizar o levantamento das equações que regem as etapas de

funcionamento foi adotada uma simplificação na topologia através do uso de uma fonte de corrente para representar a carga do conversor.

O estudo das etapas de operação do conversor foi útil para dar suporte matemático ao processo de otimização de perdas do conversor. Além disso, para se ter uma compreensão mais ampla das possibilidades de operação do mesmo, além da possibilidade ter noção de alguma limitação que esta topologia venha a ter foi feito um estudo da característica de transferência do conversor.

Para o correto controle do fluxo de energia da fonte para a carga, concluiu-se que é necessário se manter uma razão cíclica menor que 0,5.

A análise das comutações revelou que a operação assimétrica do conversor ocasiona em esforços diferentes nos semicondutores. Também foi focada a necessidade de se fixar um valor de tempo morto entre as comutações dos interruptores de modo a se ter um aproveitamento mais amplo da faixa de carga para a qual o conversor opera sob comutação ZVS.

Com relação à escolha do valor de indutância ressonante observou-se inicialmente que este valor está diretamente ligado à escolha do valor da relação de transformação, que por sua vez, é diretamente proporcional ao valor da razão cíclica mínima adotada.

A escolha do valor do indutor ressonante deve obedecer duas condições. A primeira é a de garantir comutação ZVS para um valor mínimo de carga a ser estipulado pelo projetista. A segunda é a de garantir o funcionamento de forma assimétrica do conversor mantendo a razão cíclica sempre abaixo de 0,5.

A partir destas duas condições, obteve-se uma região do plano formado pelos valores de indutância ressonante e relação de transformação, que satisfaz ambas as condições.

Com base nos estudos dos esforços e perdas por condução nos semicondutores, se chegou a conclusão que o melhor ponto do plano a ser escolhido é aquele que possui o maior valor para a relação de transformação.

Baseado na metodologia adotada para projetar o transformador chegou-se à conclusão de que é possível minimizar as perdas no cobre encontrando valores ótimos para as áreas de ocupação de cada enrolamento. Assim, otimizando-se a seção de cobre de cada enrolamento se otimiza, na verdade, os valores de densidade de corrente em cada enrolamento. Sendo assim, existe um valor ótimo para a variação da densidade de fluxo magnético que minimiza as perdas no transformador.

Por fim, foi apresentada toda metodologia de projeto empregada, focando a minimização das perdas nos elementos magnéticos, bem como nos semicondutores.

CAPÍTULO III

3. ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA PWM ZVS

3.1. INTRODUÇÃO

A estrutura de potência do conversor CC-CC Ponte Completa PWM ZVS com controle do fluxo de potência por deslocamento de fase e saída em corrente (PC-PWM-ZVS) é ilustrada na Fig. 3.1. Assim como no caso da estrutura apresentada no capítulo anterior, o mesmo pode ser considerado idêntico ao conversor Ponte Completa Isolado convencional, principalmente se o indutor ressonante (L_r) for considerado como sendo a própria indutância de dispersão do transformador.

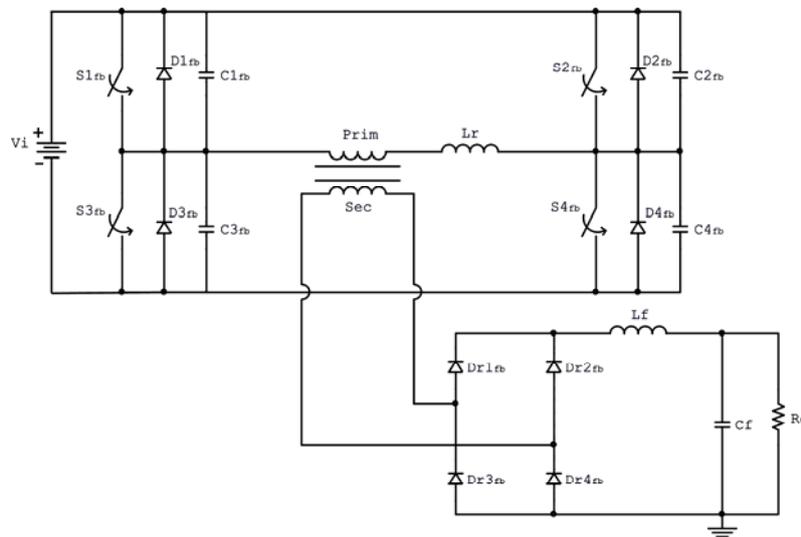


Fig. 3.1 – Conversor Ponte Completa, PWM, ZVS.

Assim como no conversor CC-CC MP-PWM-ZVS, o conversor Ponte Completa também possui um excelente rendimento, decorrente das perdas por comutação praticamente nulas e perdas por condução reduzidas pela característica de saída em corrente. Outra grande vantagem deste conversor é o grande aproveitamento dos parâmetros parasitas dos componentes do circuito para a realização de comutações suaves, podendo utilizá-los em benefício da performance do conversor.

Este conversor também é chamado de conversor quase-ressonante por possuir etapas ressonantes durante o período de comutação. Estas etapas ressonantes são realizadas através de um circuito composto por um indutor ressonante e os capacitores de comutação em paralelo com os interruptores.

O conversor a ser estudado também apresenta perda de razão cíclica, que corresponde a uma tensão nula na entrada do filtro de saída. Esta perda de razão cíclica é observada durante os intervalos que a corrente no indutor ressonante varia linearmente.

3.2. ANÁLISE DO CONVERSOR

A título de facilitar a análise do conversor PC-PWM-ZVS algumas simplificações e considerações foram adotadas:

- Todas as grandezas referentes ao estágio de saída do conversor, tais como, corrente na carga e tensão média de saída, são referidas ao primário do transformador.
- O filtro de saída será substituído por uma fonte de corrente constante e ideal com valor igual ao valor da corrente de carga referida ao primário.
- Os diodos da ponte também são referidos ao primário do transformador.
- S_{1fb} , S_{2fb} , S_{3fb} e S_{4fb} são ideais, bem como os diodos em anti-paralelo.
- A corrente de magnetização do transformador é desprezível.
- A indutância de dispersão do transformador está incluída na indutância ressonante.

A Fig. 3.2 apresenta a estrutura simplificada do conversor PC-PWM-ZVS já com as simplificações mencionadas anteriormente.

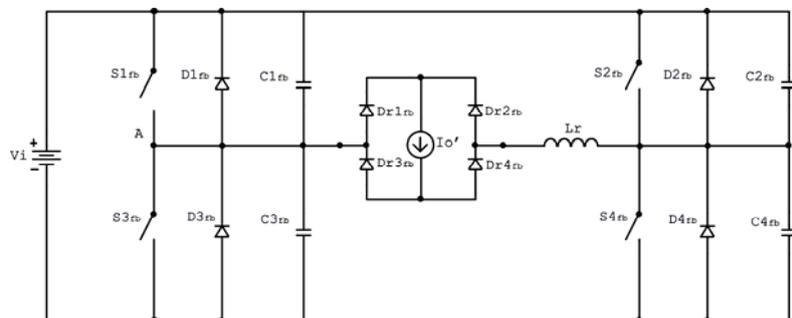


Fig. 3.2 – Estrutura simplificada do PC-PWM-ZVS.

3.2.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO

As etapas de operação são descritas a seguir. Todas as etapas foram baseadas no circuito simplificado apresentado anteriormente. Outras referências, tais como [50], [53], [55], [56], [62] e [63] apresentam outras análises semelhantes da estrutura.

PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_0 - t_1$)

No instante t_0 , a tensão no capacitor C_{1fb} se anula, polarizando diretamente o diodo D_{1fb} forçando-o a entrar em condução. Durante esta etapa a corrente I_0' mantém-se em roda livre na ponte retificadora e a corrente no indutor circula através de S_{2fb} e D_{1fb} . Vale ressaltar que, como D_{1fb} está conduzindo, o interruptor S_{1fb} já deve estar recebendo sinal de comando. A etapa termina no instante $t = t_1$ quando S_{2fb} é bloqueado. Um circuito equivalente da etapa é apresentado na Fig. 3.3.

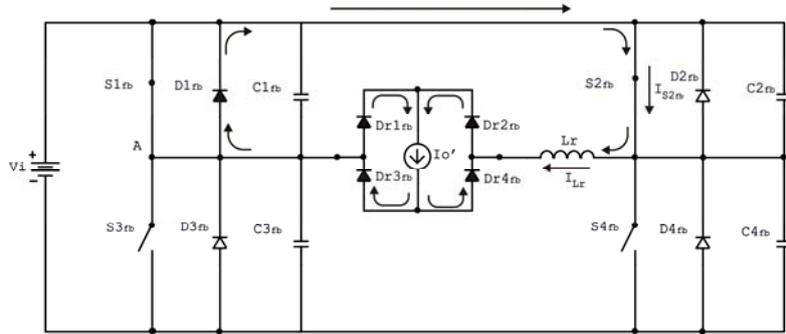


Fig. 3.3 – Circuito equivalente à primeira etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_0$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_0) = -I_0' \tag{3.1}$$

$$V_{C_{1fb}}(t_0) = V_{C_{2fb}}(t_0) = 0 \tag{3.2}$$

$$V_{C_{3fb}}(t_0) = V_{C_{4fb}}(t_0) = Vi \tag{3.3}$$

$$V_{AB}(t_0) = 0 \tag{3.4}$$

$$V_0'(t_0) = 0 \tag{3.5}$$

No decorrer da etapa, os valores de corrente e tensão são:

$$i_{Lr}(t) = -I_0' \tag{3.6}$$

$$V_{C_{1fb}}(t) = V_{C_{2fb}}(t) = 0 \tag{3.7}$$

$$V_{C_{3fb}}(t) = V_{C_{4fb}}(t) = Vi \tag{3.8}$$

$$V_0'(t) = 0 \tag{3.9}$$

A etapa tem duração de:

$$\Delta t_{(0-1)} = (1 - D) \cdot \frac{Ts}{2} \tag{3.10}$$

SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_1 - t_2$)

A etapa tem início no instante $t = t_1$ quando S_{2fb} é bloqueado. O bloqueio de S_{2fb} ocorre sob tensão nula. A partir deste instante, C_{2fb} e C_{4fb} entram em ressonância com o indutor L_r . Tanto as tensões sobre os capacitores, como a corrente no indutor, variam até o instante que a tensão em C_{4fb} atinge zero, instante que a etapa termina. A Fig. 3.4 ilustra o circuito equivalente à etapa.

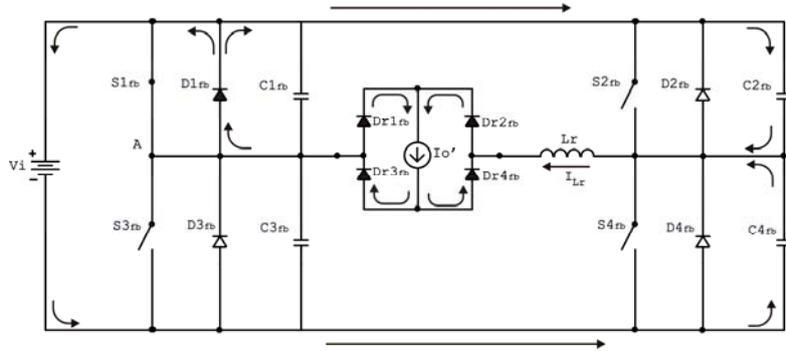


Fig. 3.4 – Circuito equivalente à segunda etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_1$) são iguais a:

$$i_{L_r}(t_1) = -I_0' \tag{3.11}$$

$$V_{C_{1fb}}(t_1) = V_{C_{2fb}}(t_2) = 0 \tag{3.12}$$

$$V_{C_3}(t_1) = V_{C_4}(t_1) = Vi \tag{3.13}$$

$$V_{AB}(t_1) = 0 \tag{3.14}$$

$$V_0'(t_1) = 0 \tag{3.15}$$

A equação (3.16) representa a corrente no indutor ressonante.

$$i_{L_r}(t) = -\frac{I_0'}{\omega^2} \cdot \cos(\omega t) \cong -I_0' \tag{3.16}$$

A tensão nos capacitores C_{1fb} e C_{3fb} é calculada por:

$$V_{C_{1fb}}(t) = 0 \tag{3.17}$$

$$V_{C_{3fb}}(t) = Vi \tag{3.18}$$

A tensão em C_{2fb} é calculada por:

$$V_{C_{2fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \tag{3.19}$$

A tensão em C_{4fb} é calculada por:

$$V_{C_{4fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) - Vi \tag{3.20}$$

A tensão entre os pontos *A* e *B* equivale:

$$V_{AB}(t) = 2 \cdot Vi - Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{3.21}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(1-2)} = \frac{\text{asen}\left(\frac{2 \cdot Vi}{Z \cdot I_0'}\right)}{\omega} \tag{3.22}$$

Onde ω , C_{eq} e Z equivalem às equações

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{Lr \cdot Ceq}} \tag{3.23}$$

$$Ceq = C1_{fb} + C3_{fb} = C2_{fb} + C4_{fb} \tag{3.24}$$

$$Z = \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \tag{3.25}$$

TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_2 - t_3$)

A etapa inicia em $t = t_2$, instante que a tensão em $C4_{fb}$ atinge zero, polarizado diretamente $D4_{fb}$ forçando-o a entrar em condução. Nesta etapa, o interruptor $S4_{fb}$ é comandado sob tensão nula, mas não conduz devido o sentido da corrente. A corrente no indutor ressonante decresce linearmente, devolvendo energia para a fonte de alimentação, e a tensão V_{AB} é igual à tensão Vi . Durante toda a etapa a ponte retificadora continua em roda livre. A terceira etapa termina quando a corrente no indutor ressonante inverte de sentido. A Fig. 3.5 apresenta o circuito equivalente da etapa.

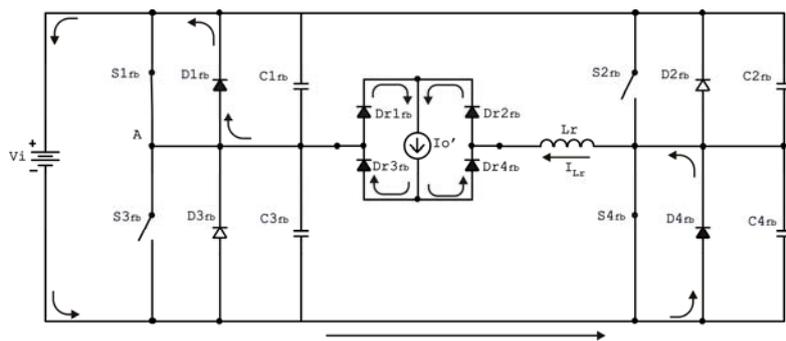


Fig. 3.5 – Circuito equivalente à terceira etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos *A* e *B* e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_2$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_2) \cong -I_0' \tag{3.26}$$

$$V_{C1_{fb}}(t_2) = V_{C4_{fb}}(t_2) = 0 \tag{3.27}$$

$$V_{C2_{fb}}(t_2) = V_{C3_{fb}}(t_2) = Vi \tag{3.28}$$

$$V_{AB}(t_2) = Vi \tag{3.29}$$

$$V'_0(t_2) = 0 \tag{3.30}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.31):

$$i_{Lr}(t) = -I'_0 + \frac{Vi}{Lr} \cdot t \tag{3.31}$$

As tensões sobre os capacitores são dada pelas equações (3.32) e (3.33).

$$V_{C1_{fb}}(t_2) = V_{C4_{fb}}(t_2) = 0 \tag{3.32}$$

$$V_{C2_{fb}}(t_2) = V_{C3_{fb}}(t_2) = Vi \tag{3.33}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(2-3)} \cong \frac{I'_0 \cdot Lr}{Vi} \tag{3.34}$$

Onde D_{ef} representa a razão cíclica responsável pela transferência de potência.

QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_3 - t_4$)

No instante $t = t_3$ a corrente no indutor inverte seu sentido, circulando pelos interruptores S_{1fb} e S_{4fb} . A corrente cresce linearmente até que atinja o valor da corrente de saída I_o' . Durante toda a etapa a ponte retificadora continua em curto. O circuito equivalente à etapa é ilustrado na Fig. 3.6.

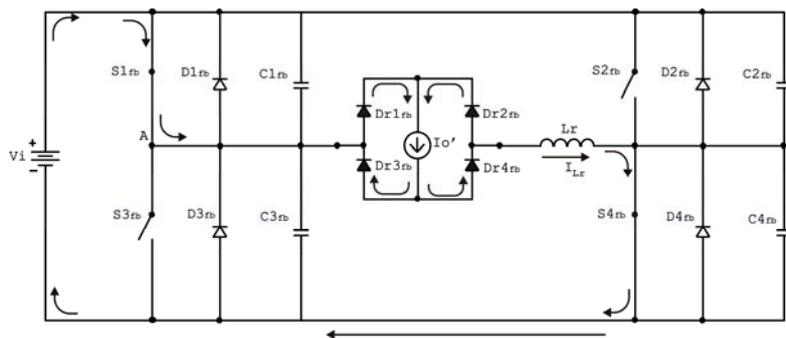


Fig. 3.6 – Circuito equivalente à quarta etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_3$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_3) = 0 \tag{3.35}$$

$$V_{C1_{fb}}(t_3) = V_{C4_{fb}}(t_3) = 0 \tag{3.36}$$

$$V_{C2_{fb}}(t_3) = V_{C3_{fb}}(t_3) = Vi \tag{3.37}$$

$$V_{AB}(t_3) = Vi \tag{3.38}$$

$$V_0'(t_3) = 0 \tag{3.39}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.40):

$$i_{L_r}(t) = \frac{Vi}{L_r} \cdot t \tag{3.40}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1_{fb}}(t) = V_{C4_{fb}}(t) = 0 \tag{3.41}$$

$$V_{C2_{fb}}(t_3) = V_{C3_{fb}}(t_3) = Vi \tag{3.42}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(3-4)} = \frac{I_0' \cdot L_r}{Vi} \tag{3.43}$$

QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₄ - t₅)

Esta etapa tem início em $t = t_4$ quando a corrente em L_r atinge o valor de I_0' . Neste instante, a corrente do filtro de saída deixa de circular em “roda livre” pelos diodos retificadores. A fonte de entrada volta a transferir energia para a saída através de S_{1fb} e S_{4fb} . A etapa termina quando o interruptor S_{1fb} é bloqueado. A Fig. 3.7 apresenta o circuito equivalente da etapa.

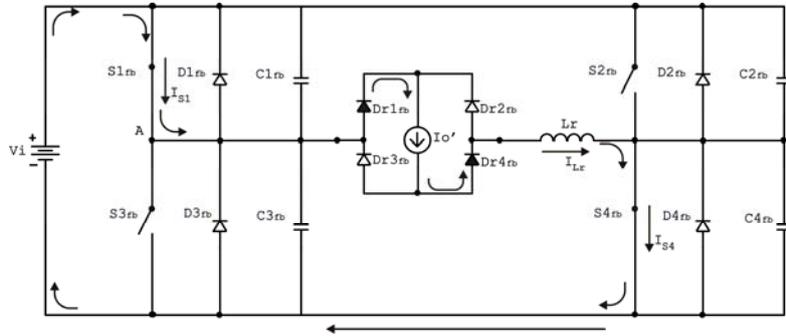


Fig. 3.7 – Circuito equivalente à quinta etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_4$) são iguais a:

$$i_{L_r}(t_4) = I_0' \tag{3.44}$$

$$V_{C1_{fb}}(t_4) = V_{C4_{fb}}(t_4) = 0 \tag{3.45}$$

$$V_{C2_{fb}}(t_4) = V_{C3_{fb}}(t_4) = Vi \tag{3.46}$$

$$V_{AB}(t_4) = Vi \tag{3.47}$$

$$V_0'(t_4) = Vi \tag{3.48}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.49):

$$i_{Lr}(t) = I_0' \tag{3.49}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1_{fb}}(t) = V_{C4_{fb}}(t) = 0 \tag{3.50}$$

$$V_{C2_{fb}}(t) = V_{C3_{fb}}(t) = Vi \tag{3.51}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(4-5)} = D_{ef} \cdot \frac{Ts}{2} \tag{3.52}$$

SEXTA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₅ - t₆)

Esta etapa inicia quando o interruptor S_{1fb} é bloqueado em t = t₅. A tensão em C_{1fb} e C_{3fb} e a corrente em L_r variam de forma ressonante até que a tensão em C_{3fb} se anule. Durante o decorrer da etapa o conversor continua transferindo energia para carga. Na Fig. 3.8 tem-se o circuito equivalente à etapa.

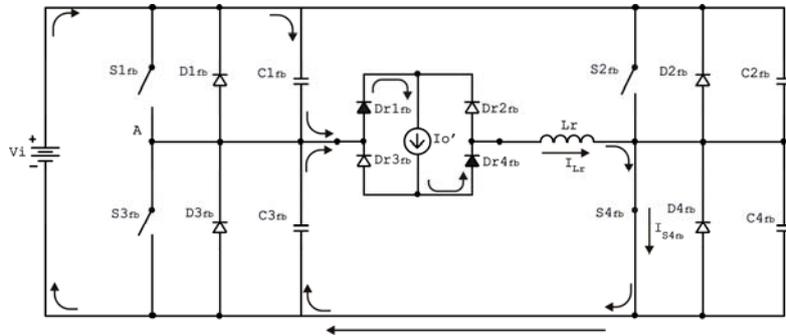


Fig. 3.8 – Circuito equivalente à sexta etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa (t = t₅) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_5) = I_0' \tag{3.53}$$

$$V_{C1_{fb}}(t_5) = V_{C4_{fb}}(t_5) = 0 \tag{3.54}$$

$$V_{C2_{fb}}(t_4) = V_{C3_{fb}}(t_4) = Vi \tag{3.55}$$

$$V_{AB}(t_5) = Vi \tag{3.56}$$

$$V_0'(t_5) = Vi \tag{3.57}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.58):

$$i_{Lr}(t) = I_0' \tag{3.58}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1_{fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \tag{3.59}$$

$$V_{C3_{fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) - Vi \tag{3.60}$$

$$V_{C2_{fb}}(t) = Vi \tag{3.61}$$

$$V_{C4_{fb}}(t) = 0 \tag{3.62}$$

A tensão entre os pontos *A* e *B* equivale:

$$V_{AB}(t) = Vi - Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{3.63}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(5-6)} = \frac{\text{asen}\left(\frac{2 \cdot Vi}{Z \cdot I_0'}\right)}{\omega} \tag{3.64}$$

SÉTIMA ETAPA DE OPERAÇÃO (*t*₆ - *t*₇)

Em *t* = *t*₆, a tensão sobre o capacitor *C*_{3_{fb}} se anula, polarizando *D*_{3_{fb}} e forçando-o a entrar em condução. O interruptor *S*_{3_{fb}} é comandado sob tensão nula, mas devido o sentido da corrente, não conduz. A corrente no indutor ressonante circula por *S*_{4_{fb}} e *D*_{3_{fb}} e a tensão entre os pontos *A* e *B* se anula. A carga encontra-se em roda livre. A etapa termina quando o interruptor *S*_{4_{fb}} é bloqueado. A Fig. 3.9 apresenta o circuito equivalente à etapa de operação.

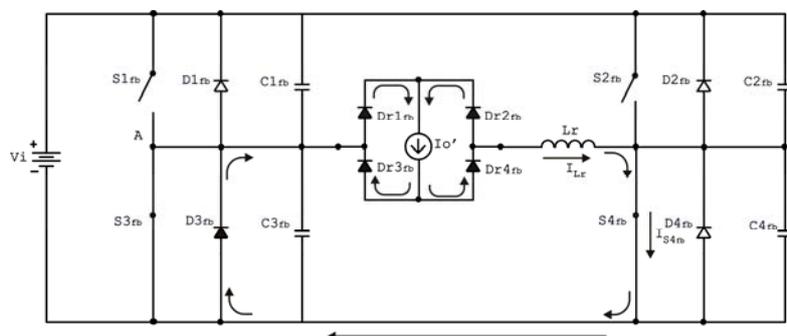


Fig. 3.9 – Circuito equivalente à sétima etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos *A* e *B* e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa (*t* = *t*₆) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_6) = I_0' \tag{3.65}$$

$$V_{C1_{fb}}(t_6) = V_{C2_{fb}}(t_6) = Vi \tag{3.66}$$

$$V_{C3_{fb}}(t_6) = V_{C4_{fb}}(t_6) = 0 \tag{3.67}$$

$$V_{AB}(t_6) = 0 \tag{3.68}$$

$$V_0'(t_6) = 0 \tag{3.69}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.70):

$$i_{Lr}(t) = I_0' \tag{3.70}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1_{fb}}(t) = V_{C2_{fb}}(t) = Vi \tag{3.71}$$

$$V_{C3_{fb}}(t) = V_{C4_{fb}}(t) = 0 \tag{3.72}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(6-7)} = (1 - D) \cdot \frac{T_S}{2} \tag{3.73}$$

OITAVA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_7 - t_8$)

No instante $t = t_7$, o interruptor S_{4fb} é bloqueado, dando início à oitava etapa. A tensão em $C2_{fb}$ e $C4_{fb}$ e a corrente em L_r variam de forma ressonante até que a tensão em $C2_{fb}$ se anule. No decorrer da etapa, a carga continua em roda livre. A etapa termina em $t = t_8$ (Fig. 3.10), instante em que a tensão no capacitor $C2_{fb}$ atinge zero.

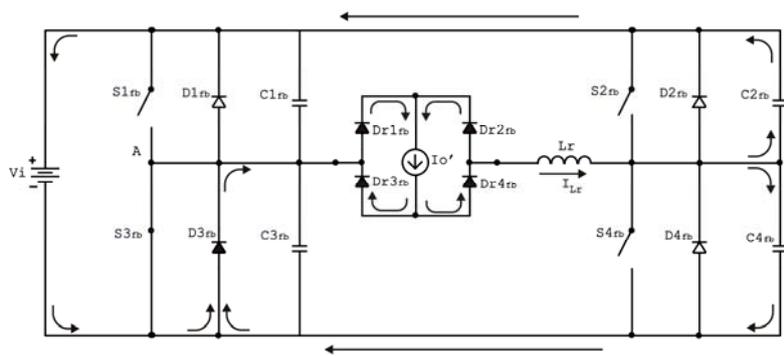


Fig. 3.10 – Circuito equivalente à oitava etapa.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_7$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_7) = I_0' \tag{3.74}$$

$$V_{C1_{fb}}(t_7) = V_{C2_{fb}}(t_7) = Vi \quad (3.75)$$

$$V_{C3_{fb}}(t_7) = V_{C4_{fb}}(t_7) = 0 \quad (3.76)$$

$$V_{AB}(t_7) = 0 \quad (3.77)$$

$$V_0'(t_7) = 0 \quad (3.78)$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.79):

$$i_{Lr}(t) = \frac{I_0'}{\omega^2} \cdot \cos(\omega t) \cong I_0' \quad (3.79)$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1_{fb}}(t) = Vi \quad (3.80)$$

$$V_{C3_{fb}}(t) = 0 \quad (3.81)$$

$$V_{C2_{fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) - Vi \quad (3.82)$$

$$V_{C4_{fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.83)$$

A tensão entre os pontos *A* e *B* equivale:

$$V_{AB}(t) = -Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.84)$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(7-8)} = \frac{\text{asen} \left[\frac{2 \cdot Vi}{I_0' \cdot Z} \right]}{\omega} \quad (3.85)$$

NONA ETAPA DE OPERAÇÃO (t_8 - t_9)

Em $t = t_8$ o diodo $D2_{fb}$ é polarizado diretamente entrando em condução. O interruptor $S2_{fb}$ é comandado sob tensão nula, mas devido o sentido da corrente não conduz. No decorrer da etapa, a corrente no indutor ressonante decresce linearmente, devolvendo energia para a fonte de alimentação, e a tensão V_{AB} se iguala à tensão de entrada ($-Vi$). A carga continua em roda livre. A etapa termina quando a corrente no indutor ressonante se anula (Fig. 3.11).

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos *A* e *B* e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_8$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_8) \cong I_0' \quad (3.86)$$

$$V_{C1_{fb}}(t_8) = V_{C4_{fb}}(t_8) = Vi \quad (3.87)$$

$$V_{C2_{fb}}(t_8) = V_{C3_{fb}}(t_8) = 0 \quad (3.88)$$

$$V_{AB}(t_8) = -Vi \tag{3.89}$$

$$V_0'(t_8) = 0 \tag{3.90}$$

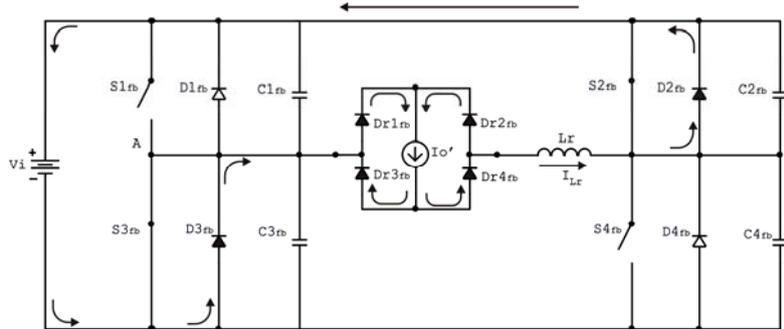


Fig. 3.11 – Circuito equivalente à nona etapa de operação.

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.91):

$$i_{Lr}(t) = I_0' - \frac{Vi}{Lr} \cdot t \tag{3.91}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1fb}(t) = V_{C4fb}(t) = Vi \tag{3.92}$$

$$V_{C2fb}(t) = V_{C3fb}(t) = 0 \tag{3.93}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(8-9)} \cong \frac{I_0' \cdot Lr}{Vi} \tag{3.94}$$

DÉCIMA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₉ - t₁₀)

Em $t = t_9$ a corrente em L_r atinge zero invertendo seu sentido, passando a circular pelos interruptores S_{2fb} e S_{3fb} . A corrente em L_r cresce linearmente até alcançar o valor I_0' . No instante em que a corrente disponível no primário se iguala à I_0' a etapa é concluída. A Fig. 3.12 apresenta o circuito equivalente.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos A e B e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_9$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_9) = 0 \tag{3.95}$$

$$V_{C1fb}(t_9) = V_{C4fb}(t_9) = Vi \tag{3.96}$$

$$V_{C2fb}(t_9) = V_{C3fb}(t_9) = 0 \tag{3.97}$$

$$V_{AB}(t_9) = -Vi \tag{3.98}$$

$$V_0'(t_9) = 0 \tag{3.99}$$

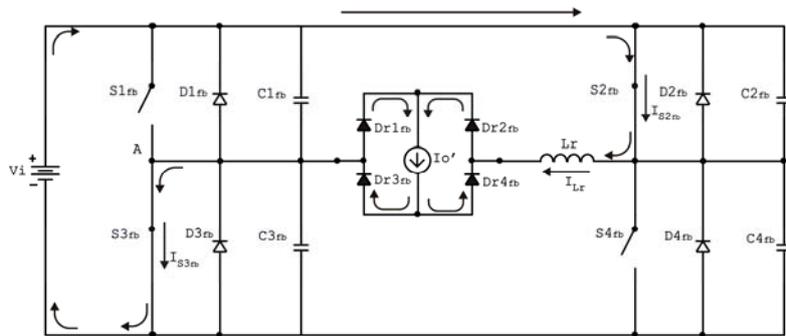


Fig. 3.12 – Circuito equivalente à décima etapa de operação.

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.100):

$$i_{Lr}(t) = -\frac{Vi}{Lr} \cdot t \tag{3.100}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C1fb}(t) = V_{C4fb}(t) = Vi \tag{3.101}$$

$$V_{C2fb}(t) = V_{C3fb}(t) = 0 \tag{3.102}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(9-10)} = \frac{I_0' \cdot Lr}{Vi} \tag{3.103}$$

DÉCIMA PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (t₁₀ - t₁₁)

A etapa inicia em $t = t_{10}$, quando a corrente no indutor ressonante atinge I_0' , ocasionando o início da transferência de energia para a carga. A corrente continua circulando por S_{2fb} e S_{3fb} até o instante que o interruptor S_{3fb} é bloqueado, determinando o final da etapa. A Fig. 3.13 apresenta o circuito equivalente.

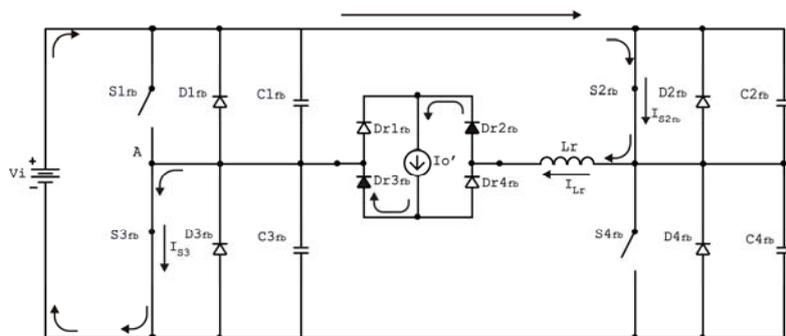


Fig. 3.13 – Circuito equivalente à décima primeira etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos *A* e *B* e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_{10}$) são iguais a:

$$i_{L_r}(t_{10}) = -I_0' \tag{3.104}$$

$$V_{C_{1_{fb}}}(t_{10}) = V_{C_{4_{fb}}}(t_{10}) = Vi \tag{3.105}$$

$$V_{C_{2_{fb}}}(t_{10}) = V_{C_{3_{fb}}}(t_{10}) = 0 \tag{3.106}$$

$$V_{AB}(t_{10}) = -Vi \tag{3.107}$$

$$V_0'(t_{10}) = Vi \tag{3.108}$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.109):

$$i_{L_r}(t) = -I_0' \tag{3.109}$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C_{1_{fb}}}(t) = V_{C_{4_{fb}}}(t) = Vi \tag{3.110}$$

$$V_{C_{2_{fb}}}(t) = V_{C_{3_{fb}}}(t) = 0 \tag{3.111}$$

A etapa de operação tem duração de:

$$\Delta t_{(9-10)} = D_{ef} \cdot \frac{T_s}{2} \tag{3.112}$$

DÉCIMA SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO ($t_{11} - t_{12}$)

Em $t = t_{11}$, a décima segunda e última etapa tem início com o bloqueio do interruptor $S_{3_{fb}}$. A tensão em $C_{1_{fb}}$ e $C_{3_{fb}}$ e a corrente em L_r variam de forma ressonante até que a tensão em $C_{1_{fb}}$ se anule. Durante toda a etapa, ainda ocorre transferência de energia para carga. A Fig. 3.14 ilustra o circuito equivalente à etapa.

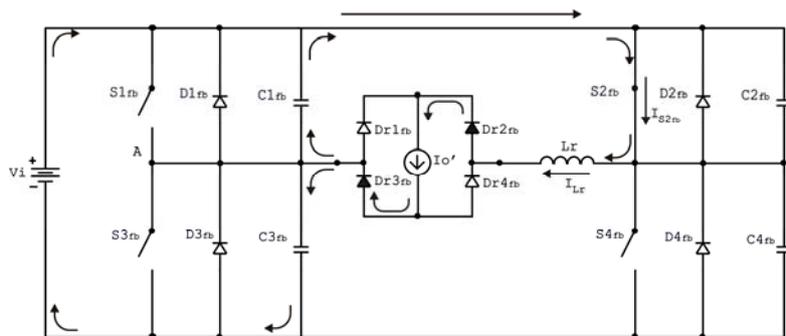


Fig. 3.14 – Circuito equivalente à décima segunda etapa de operação.

Os valores da corrente no indutor ressonante, tensão nos capacitores, tensão entre os pontos *A* e *B* e tensão de saída refletida no instante inicial da etapa ($t = t_{11}$) são iguais a:

$$i_{Lr}(t_{11}) = -I_0' \quad (3.113)$$

$$V_{C1_{fb}}(t_{11}) = V_{C4_{fb}}(t_{11}) = Vi \quad (3.114)$$

$$V_{C2_{fb}}(t_{11}) = V_{C3_{fb}}(t_{11}) = 0 \quad (3.115)$$

$$V_{AB}(t_{11}) = -Vi \quad (3.116)$$

$$V_0'(t_{11}) = Vi \quad (3.117)$$

No decorrer da etapa a corrente do indutor ressonante é representada por (3.118):

$$i_{Lr}(t) = -I_0' \quad (3.118)$$

As tensões nos capacitores e conseqüentemente nos interruptores são expressas por:

$$V_{C2_{fb}}(t) = 0 \quad (3.119)$$

$$V_{C4_{fb}}(t) = Vi \quad (3.120)$$

$$V_{C1_{fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - Vi \quad (3.121)$$

$$V_{C3_{fb}}(t) = Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.122)$$

A tensão entre os pontos *A* e *B* e a duração da etapa equivalem:

$$V_{AB}(t) = -Vi + Z \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.123)$$

$$\Delta t_{(11-12)} = \frac{\text{asen}\left(\frac{2 \cdot Vi}{Z \cdot I_0'}\right)}{\omega} \quad (3.124)$$

Na Fig. 3.15 estão apresentadas as principais formas de onda do conversor. As correntes dos interruptores foram exibidas em conjunto com as correntes de seus respectivos diodos em antiparalelo. Para efeito de simplificação, foram apresentadas apenas as tensões e as correntes de um interruptor de cada braço (S_{1fb} e S_{2fb}). Como pode ser observada na ilustração, a tensão de cada interruptor fica limitada à tensão de entrada.

A corrente que circula pelo indutor ressonante excursiona por uma amplitude de $2I_0'$ entre dois valores extremos, com valor médio zero, o que é uma característica bem mais favorável quando comparada com o conversor apresentado no capítulo anterior. Diferente do conversor MP-PWM-ZVS Assimétrico, o presente conversor trabalha com iguais taxas de variações da corrente do indutor ressonante.

A Fig. 3.15 também ilustra a forma de onda da tensão, refletida ao primário, aplicada ao filtro de saída (V_0').

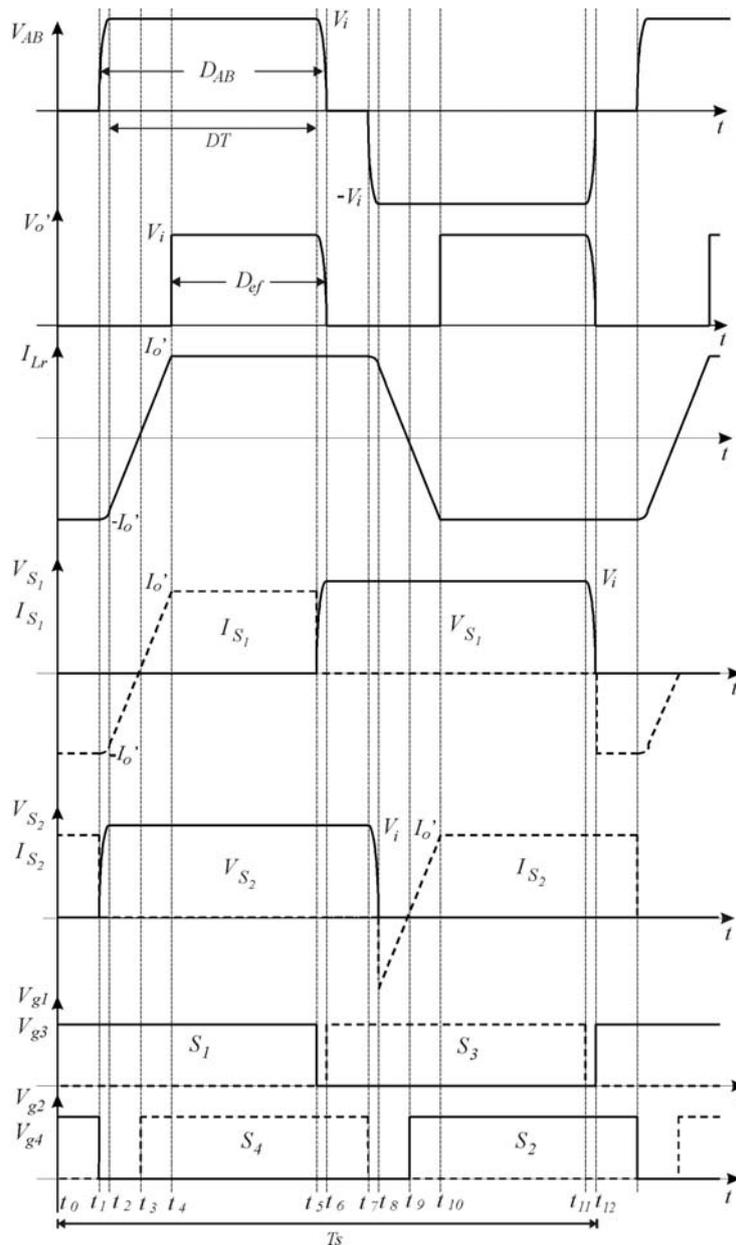


Fig. 3.15 – Principais formas de onda.

3.3. ANÁLISE DA COMUTAÇÃO SUAVE

Como foi explanado na seção anterior, o pequeno intervalo de tempo que o indutor utiliza para sua desmagnetização é o tempo disponível que cada interruptor tem para ser comandado a conduzir. Portanto, o instante compreendido entre o início da condução do diodo e o momento que a corrente no indutor se anula, corresponde o máximo tempo morto admissível entre os comandos dos interruptores. Todavia, observando as etapas de funcionamento verifica-se que os interruptores S_{1fb} e S_{3fb} comutam com a presença da corrente de carga I_o' , enquanto que os interruptores S_{2fb} e S_{4fb}

comutam com uma corrente que será sempre menor que a corrente de carga, resultando em uma condição mais crítica para a entrada em condução de um dos braços do conversor [50] e [55].

O tempo de carga e descarga dos capacitores C_{2fb} e C_{4fb} determina a condição mínima necessária a ser respeitada antes que o comando dos interruptores seja acionando, determinando assim o tempo morto mínimo necessário para se obter comutação sob condição nula de tensão. A transição de estado dos capacitores ocorre na etapa 2, que corresponde o bloqueio de S_{2fb} e em seguida o ligar de S_{4fb} , e na etapa 8, que corresponde ao bloqueio de S_{4fb} e em seguida o ligar de S_{2fb} . A comutação é crítica para ambas as etapas, todavia, quão mais próximo do limite de carga, que permite comutação suave, é a operação do conversor, menor será o tempo morto mínimo. Assim, o tempo morto mínimo equivale a:

$$T_{\min} = \Delta t_{12} = \Delta t_{78} = \frac{\text{asen} \left[\frac{2 \cdot V_i}{I_o' \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}}} \right]}{\omega} \quad (3.125)$$

Como o interruptor deve ser comando até o instante em que a corrente do indutor se anula, conclui-se que o máximo tempo morto necessário para garantir uma comutação suave equivale ao mínimo tempo que o indutor L_r necessita para anular sua corrente. Como citado na seção anterior, a desmagnetização do indutor, para as comutações do braço direito, ocorre nas etapas 3 e 9, e assim como para o mínimo tempo morto, o período crítico para ambas etapas de operação. Portanto, considerando a corrente no indutor constante durante a etapa ressonante que precede a etapa crítica, o máximo tempo morto equivale a:

$$T_{\max} = T_{\min} + \frac{I_o' \cdot L_r}{V_i} \quad (3.126)$$

Portanto, novamente, para garantir comutação ZVS em toda faixa de operação especificada em projeto, o comando dos interruptores tem que possuir um tempo morto localizado, aproximadamente, no ponto médio entre o máximo e mínimo valor calculado pela equação (3.127):

$$T_m = \frac{T_{\max} + T_{\min}}{2} \quad (3.127)$$

3.4. CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR

Considerando o conversor ideal, bem como suas etapas de operação e formas de onda, apresentadas na Fig. 3.15, observa-se que, pela simetria do conversor, $\Delta t_{(0-1)} = \Delta t_{(6-7)}$, $\Delta t_{(2-3)} = \Delta t_{(8-9)}$, $\Delta t_{(3-4)} = \Delta t_{(9-10)}$ e $\Delta t_{(4-5)} = \Delta t_{(10-11)}$. Definindo D_{AB} como sendo a razão cíclica para o qual a tensão entre os pontos A e B (V_{AB}), do circuito da Fig. 3.2, é igual a tensão de entrada V_i , ΔT como sendo o tempo que a tensão V_{AB} é igual a V_i e D_{ef} a razão cíclica efetiva, ou seja, no transformador, é possível obter as relações (3.128) e (3.129).

$$D_{AB} = \frac{2 \cdot \Delta T}{T_s} \tag{3.128}$$

$$D_{ef} = \frac{2 \cdot \Delta t_{(4-5)}}{T_s} \tag{3.129}$$

A Fig. 3.16 apresenta as formas de onda, idealizadas, da corrente e tensão no indutor ressonante, tensão V_{AB} e tensão de saída refletida ao primário V_0' . Analisando a Fig. 3.16 e utilizando as equações (3.128) e (3.129), as seguintes relações são obtidas.

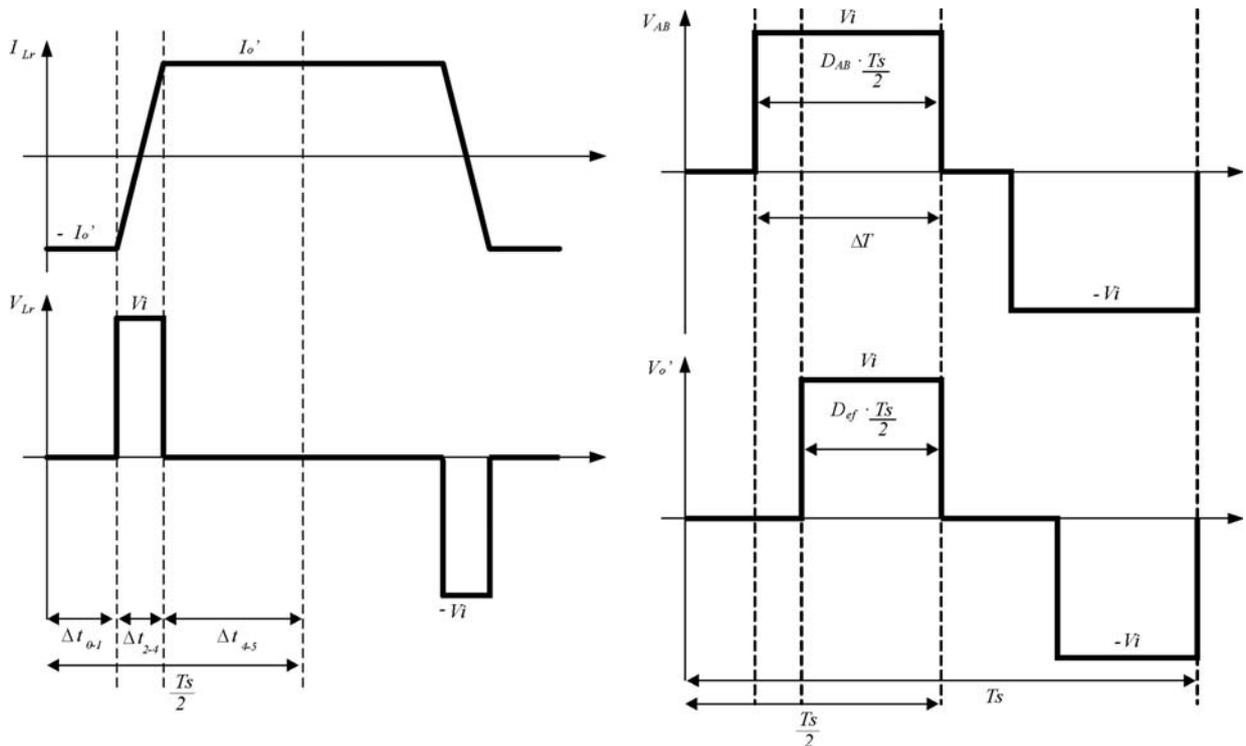


Fig. 3.16 – Tensão e corrente em L_r , tensão V_{AB} e tensão de saída refletida ao primário (V_0') do conversor ideal.

$$\Delta t_{(3-4)} = (D_{AB} - D_{ef}) \cdot \frac{T_s}{4} \tag{3.130}$$

$$\Delta t_{(2-3)} = \Delta t_{(3-4)} \tag{3.131}$$

$$\Delta t_{(2-4)} = (D_{AB} - D_{ef}) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.132)$$

$$\Delta t_{(0-1)} = (1 - D_{AB}) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.133)$$

$$\Delta T = \Delta t_{(2-3)} + \Delta t_{(3-4)} + \Delta t_{(4-5)} \quad (3.134)$$

A duração da quarta etapa de operação, expressa pela equação (3.43), é reescrita pela equação (3.135).

$$\Delta t_{(3-4)} = \frac{I_0 \cdot Lr}{n \cdot Vi} \quad (3.135)$$

Substituindo as equações (3.135), (3.128) e (3.129) na equação (3.134) e em seguida desenvolvendo-a matematicamente, obtém-se:

$$D_{AB} \cdot \frac{T_s}{2} = 2 \cdot \frac{I_0 \cdot Lr}{n \cdot Vi} + D_{ef} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.136)$$

Onde n representa a relação de transformação do transformador. Reagrupando a equação anterior em função de D_{ef} , encontra-se:

$$D_{ef} = D_{AB} - \frac{4 \cdot f_s \cdot Lr \cdot I_0}{n \cdot Vi} \quad (3.137)$$

O valor médio da tensão de saída equivale a:

$$V'_{0\ med} = D_{ef} \cdot Vi \quad (3.138)$$

Substituindo (3.137) na equação anterior, obtém-se:

$$V'_{0\ med} = \left(D_{AB} - \frac{4 \cdot f_s \cdot Lr \cdot I_0}{n \cdot Vi} \right) \cdot Vi \quad (3.139)$$

Sendo assim, o ganho estático do conversor “ q ”, que representa a característica de saída do conversor, é dado pela equação (3.140).

$$q = \frac{V'_{0\ med}}{Vi} = D_{AB} - \frac{4 \cdot I_0 \cdot Lr \cdot f_s}{n \cdot Vi} \quad (3.140)$$

O termo ΔD de (3.140), que é apresentado em (3.141), representa a perda de razão cíclica do conversor. Este termo é responsável pela redução do valor médio da tensão de saída.

$$\Delta D = \frac{4 \cdot I_0 \cdot Lr \cdot f_s}{n \cdot Vi} \quad (3.141)$$

A Fig. 3.17 ilustra a característica de saída do conversor PC-PWM-ZVS com D_{AB} variando até o valor de 0,7. Como pode ser observado, tanto pela equação (3.141), como pela ilustração abaixo, a tensão média de saída do conversor depende da corrente de carga.

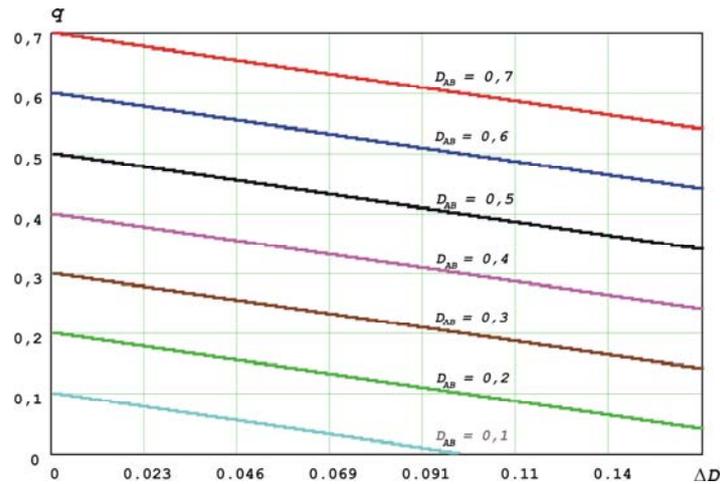


Fig. 3.17 – Característica de saída do conversor PC-PWM-ZVS.

3.5. OTIMIZAÇÃO E DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR RESSONANTE

O mesmo estudo utilizado na otimização do indutor ressonante do conversor CC-CC Meia-Ponte PWM ZVS com Comando Assimétrico, e apresentado no capítulo anterior, também é aplicado ao conversor Ponte Completa PWM ZVS.

Porém, como pode ser visto na Fig. 3.15, a comutação dos interruptores do braço direito ocorre sempre com uma corrente inferior à corrente de carga I_o' , uma vez que os diodos da ponte retificadora estão em curto circuito durante toda a comutação. Portanto, a comutação dos interruptores do braço direito é mais crítica, pelo fato de que uma menor corrente em L_r deve efetuar uma transição de tensão nos capacitores $C2_{fb}$ e $C4_{fb}$. Como esta corrente depende diretamente da corrente de carga, quanto menor a carga, menor a corrente disponível em L_r e conseqüentemente mais crítica torna-se a transição de tensão.

Desta forma, o dimensionamento do indutor ressonante, para o correto funcionamento do conversor, está ligado diretamente ao valor da capacitância intrínseca dos interruptores de potência e ao valor da carga para o qual se deseja que o conversor opere com comutação ZVS, o que torna indispensável um dimensionamento mais criterioso do mesmo.

Primeiramente, é possível atestar que o valor mínimo de indutância ressonante, que garante comutação ZVS até o limite de carga crítica estabelecida pelo projetista, tem que possuir uma energia acumulada, no instante de comutação, suficiente para descarregar completamente a capacitância intrínseca do interruptor. E como foi relatado anteriormente, o caso mais crítico ocorre

durante a segunda e oitava etapas de operação, momento este que a energia armazenada no capacitor é máxima e a corrente no indutor é mínima.

Assim, reescrevendo as equações (3.11) e (3.13) tem-se:

$$I_{Lr}(t_1) = I_0' \quad (3.142)$$

$$V_{C4_{fb}}(t_1) = Vi \quad (3.143)$$

A tensão no capacitor $C4_{fb}$ no decorrer da etapa ressonante é dada pela equação (3.20) e reescrita abaixo.

$$V_{C4_{fb}}(t) = \sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) - Vi \quad (3.144)$$

A energia em Lr tem que garantir que ao final da etapa a tensão em $C4_{fb}$ seja nula, ou seja, $V_{C4_{fb}}(t_2) = 0$, portanto:

$$\sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} \cdot I_0' \cdot \text{sen}(\omega t) - Vi = 0 \quad (3.145)$$

Desenvolvendo (3.145) obtém-se:

$$\sqrt{\frac{Lr}{Ceq}} = \frac{Vi}{I_0' \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (3.146)$$

$$Lr = \left[\frac{Vi}{I_0' \cdot \text{sen}(\omega t)} \right]^2 \cdot Ceq \quad (3.147)$$

Fazendo um estudo da equação (3.147) observa-se que a mesma será mínima quando seu denominador for máximo, ou seja, quando $\text{sen}(\omega t) = 1$. Assim, o valor mínimo de Lr é expresso pela equação (3.148):

$$Lr = \left[\frac{Vi}{I_0'} \right]^2 \cdot Ceq \quad (3.148)$$

Colocando em função da relação de transformação n obtém-se:

$$Lr_1(n) = \left(\frac{Vi}{I_0'} \right)^2 \cdot Ceq \cdot n^2 \quad (3.149)$$

Esta equação define a faixa de valores de indutâncias que garante comutação suave para uma dada corrente de saída. Para se garantir que o conversor funcionará sob comutação suave para o valor mínimo de carga estabelecido no projeto, deve-se substituir o valor da corrente de carga pelo valor correspondente.

$$Lr_1(n) = \left(\frac{Vi}{I_{0min}} \right)^2 \cdot Ceq \cdot n^2 \quad (3.150)$$

Da equação de ganho estático tem-se:

$$q = D_{AB} - \Delta D \quad (3.151)$$

Considerando D_{ABmin} e ΔD_{Imin} como sendo a razão cíclica e a perda de razão cíclica para a menor corrente de carga para o qual o conversor continua operando com ZVS, a equação anterior pode ser reescrita como:

$$q = D_{ABmin} - \Delta D_{Imin} \quad (3.152)$$

Desenvolvendo (3.152):

$$\frac{n \cdot V_0}{Vi} = D_{ABmin} - \Delta D_{Imin} \quad (3.153)$$

A menor perda de razão cíclica é obtida a partir da equação (3.154):

$$\Delta D_{Imin} = \frac{4 \cdot I_{0min} \cdot Lr \cdot fs}{Vi_{máx}} \quad (3.154)$$

Assim, substituindo (3.154) em (3.153) tem-se:

$$\frac{n \cdot V_0}{Vi} = D_{ABmin} - \frac{4 \cdot I_{0min} \cdot Lr \cdot fs}{n \cdot Vi_{máx}} \quad (3.155)$$

Desenvolvendo (3.155) em função de Lr obtém-se:

$$Lr_2(n) = n \cdot \left(\frac{D_{ABmin} \cdot Vi_{máx} - n \cdot V_0}{4 \cdot fs \cdot I_{0min}} \right) \quad (3.156)$$

Desta forma, também é possível encontrar uma solução analiticamente ao se considerar o seguinte sistema formado pelas equações (3.150) e (3.156):

A resposta do sistema acima é obtida encontrando o ponto de intersecção de duas parábolas com concavidades opostas, que se cruzam em (0,0). Para isso deve ser atribuído um valor para D_{ABmin} , e para cada valor atribuído, um par de curvas e um ponto são encontrados.

Igualando (3.150) e (3.156) chega-se ao valor da relação de transformação que satisfaz o sistema.

$$n(D_{ABmin}) = D_{ABmin} \cdot \frac{Vi_{máx} \cdot I_{0min}}{4 \cdot fs \cdot Vi_{máx}^2 \cdot Ceq + I_{0min} \cdot V_0} \quad (3.157)$$

Para se obter o valor de Lr_{min} basta substituir o valor de n calculado por (3.157) em uma das duas equações do sistema apresentado por (3.150) e (3.156).

Ao se variar o valor de D_{ABmin} desde 0,3 até 0,9 pode-se obter as curvas que apresentam todos os valores de L_{rmin} para toda a faixa de variação da relação de transformação que permite a comutação ZVS com carga mínima. Estas curvas são apresentadas abaixo na Fig. 3.18.

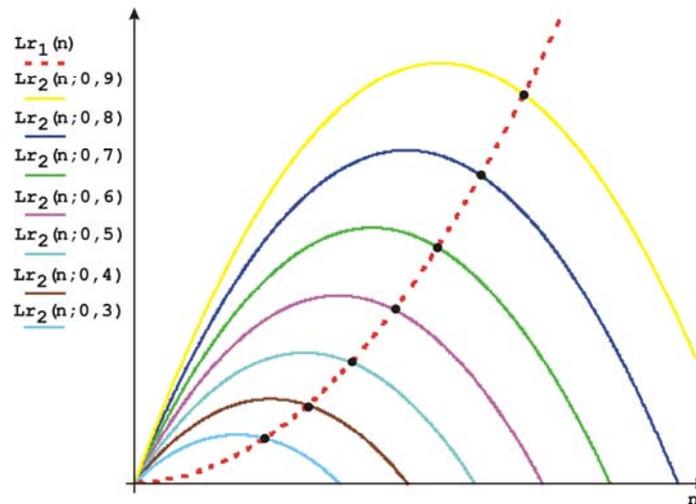


Fig. 3.18 – Curva com os mínimos valores de indutância para vários D_{ABmin} .

Até o presente momento, todo estudo foi desenvolvido para garantir o funcionamento do conversor sob comutação suave para o valor mínimo de carga estabelecido no projeto. Porém, esta é apenas uma, das duas condições que têm que ser obedecida. A segunda condição se refere ao máximo valor da razão cíclica D_{ABmax} que o conversor pode ter para garantir correta operação. O valor máximo da razão cíclica, é uma condição a ser estipulada pelo projetista.

Voltando à equação (3.155), a mesma pode ser reescrita como segue:

$$D_{ABmax} \geq \frac{n \cdot V_0}{V_i} + \frac{4 \cdot I_{0min} \cdot L_r \cdot f_s}{n \cdot V_{i_{max}}} \quad (3.158)$$

Onde o termo D_{ABmax} representa a razão cíclica máxima estabelecida pelo projetista que garante a operação do conversor.

Isolando L_r em (3.158) chega-se ao valor que garante a operação do conversor para D_{ABmax} .

$$L_{r_3}(n) \leq n \cdot \left(\frac{D_{ABmax} \cdot V_{i_{max}} - n \cdot V_0}{4 \cdot f_s \cdot I_0} \right) \quad (3.159)$$

Através das equações (3.150) e (3.159) pode-se traçar as curvas apresentadas na Fig. 3.19, onde a curva (a) representa o máximo valor de L_r para que se garanta a operação com razão cíclica menor que 0,8 e a curva (b) representa o mínimo valor de L_r necessário para se obter comutação ZVS para o valor mínimo da carga. Através da equação (3.159) pode-se chegar ao máximo valor de indutância para L_r apresentado em (3.160).

$$Lr_{max} = n \cdot \left(\frac{D_{ABmax} \cdot Vi_{max} - n \cdot V_0}{4 \cdot fs \cdot I_0} \right) \quad (3.160)$$

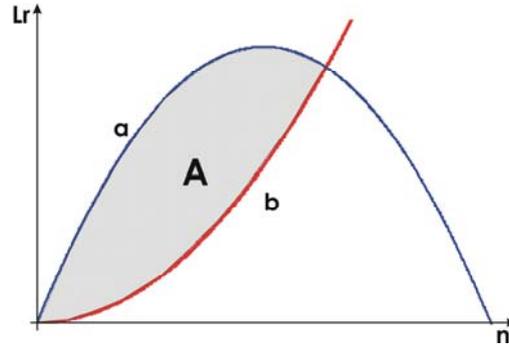


Fig. 3.19 – Indutância de ressonância em função da relação de transformação.

Como pode ser observada na figura anterior, a região (A) contém os valores de L_r e n que satisfazem as duas condições. Considerando que o valor de L_r a ser escolhido deve estar sobre a curva b para que se tenha uma indutância ressonante que seja o menor possível resta então conhecer qual o ponto em (A) deve ser escolhido.

Fazendo um estudo das perdas e esforços nos semicondutores em função da variação da razão cíclica D_{ABmax} mais adequada para a situação mínima de carga e da relação de transformação, é possível determinar que a corrente eficaz nos interruptores S_{1fb} e S_{3fb} é dada por:

$$I_{S_{1fbRMS}} = I_{S_{3fbRMS}} = \frac{I_0'}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{AB} - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \quad (3.161)$$

Parametrizando a equação anterior, obtém-se:

$$\frac{I_{S_{1fb}, S_{3fbRMS}}}{I_0'} = \frac{I_{S_{1fb}, S_{3fbRMS}}}{I_0'} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{AB} - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \quad (3.162)$$

A corrente eficaz nos interruptores S_{2fb} e S_{4fb} é dada por:

$$I_{S_{2fbRMS}} = I_{S_{4fbRMS}} = \frac{I_0'}{2} \cdot \sqrt{2 - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \quad (3.163)$$

Parametrizando a equação anterior, obtém-se:

$$\frac{I_{S_{2fb}, S_{4fbRMS}}}{I_0'} = \frac{I_{S_{2fb}, S_{4fbRMS}}}{I_0'} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2 - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \quad (3.164)$$

As perdas por condução nos interruptores podem ser obtidas a partir da equação (3.165).

$$P = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{RMS}}^2 \quad (3.165)$$

Substituindo as equações (3.161) e (3.163) em (3.165) e parametrizando obtém-se.

$$\overline{P}_{s_{1,fb},s_{3,fb}} = \frac{P_{s_{1,fb},s_{3,fb}}}{R_{DS(on)} \cdot I_0^2} = \left(\frac{1}{2 \cdot n} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{AB} - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \right)^2 \quad (3.166)$$

$$\overline{P}_{s_{2,fb},s_{4,fb}} = \frac{P_{s_{2,fb},s_{4,fb}}}{R_{DS(on)} \cdot I_0^2} = \left(\frac{1}{2 \cdot n} \cdot \sqrt{2 - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \right)^2 \quad (3.167)$$

As perdas totais são obtidas a partir da equação (3.168).

$$\overline{P}_{ST} = \overline{P}_{s_{1,fb},s_{3,fb}} + \overline{P}_{s_{2,fb},s_{4,fb}} \quad (3.168)$$

Substituído (3.157) em (3.166), (3.167) e (3.168) têm-se.

$$\overline{P}_{s_{1,fb},s_{3,fb}} = \left(\frac{4 \cdot fs \cdot Vi_{máx}^2 \cdot C_{eq} + I_{0min} \cdot V_0}{2 \cdot D_{ABmin} \cdot Vi_{máx} \cdot I_{0min}} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{ABmin} - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \right)^2 \quad (3.169)$$

$$\overline{P}_{s_{2,fb},s_{4,fb}} = \left(\frac{4 \cdot fs \cdot Vi_{máx}^2 \cdot C_{eq} + I_{0min} \cdot V_0}{2 \cdot D_{ABmin} \cdot Vi_{máx} \cdot I_{0min}} \cdot \sqrt{2 - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} \right)^2 \quad (3.170)$$

$$\overline{P}_{ST} = \left[\left(\frac{4 \cdot fs \cdot Vi_{máx}^2 \cdot C_{eq} + I_{0min} \cdot V_0}{2 \cdot D_{ABmin} \cdot Vi_{máx} \cdot I_{0min}} \right)^2 \right] \cdot \left(2 \cdot (D_{ABmin} + 1) - \frac{10}{3} \cdot \Delta D \right) \quad (3.171)$$

Analisando a equação (3.171), pode-se observar que as perdas totais nos interruptores diminuem a medida que a razão cíclica D_{ABmin} aumenta. Como a equação (3.157) atesta que existe uma relação entre a relação de transformação e a mínima razão cíclica ($n \times D_{Imin}$) e que esta relação é direta, pode-se afirmar que à medida que se adota um valor maior para a relação de transformação as perdas totais nos interruptores diminuem.

A mesma análise pode ser estendida aos esforços de tensão nos diodos da ponte retificadora, onde cada par de diodos é submetido a uma tensão reversa de:

$$V_{Dr1,fb,RMS} = V_{Dr4,fb,RMS} = \frac{D_{ef} \cdot Vi}{n} \quad (3.172)$$

$$V_{Dr2,fb,RMS} = V_{Dr3,fb,RMS} = \frac{D_{ef} \cdot Vi}{n} \quad (3.173)$$

Substituindo-se o valor da relação de transformação dado por (3.157) em (3.173) obtém-se (3.174).

$$V_{Dr2,RMS} = V_{Dr3,RMS} = \frac{D_{ef} \cdot Vi}{n(D_{ABmin})} \quad (3.174)$$

Analisando a função (3.174) observa-se que a mesma é inversamente proporcional à relação de transformação n . Sendo assim, sabendo que $n(D_{ABmin})$ é uma função crescente com relação a

D_{ABmin} , conseqüentemente, a função (3.174) é uma função decrescente. Isto implica que os esforços de tensão nos diodos serão inversamente proporcionais ao valor da relação de transformação adotada.

Com base nestas análises chega-se à conclusão que a melhor escolha para o valor do indutor ressonante e relação de transformação será dada pelo ponto de intersecção entre as curvas obtidas pelas equações (3.150) e (3.159) para o qual se tem valor máximo de D_{ABmin} e conseqüentemente da relação de transformação n (Fig. 3.20).

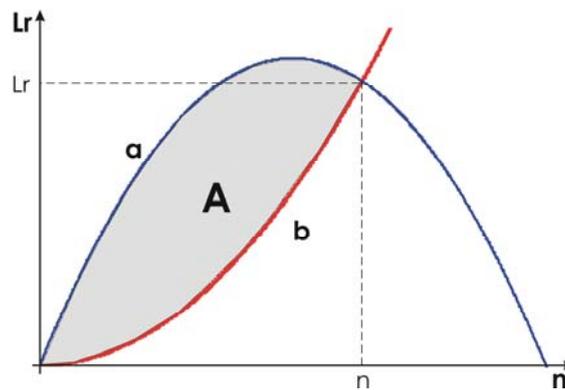


Fig. 3.20 – Ajuste ótimo para o indutor ressonante e para a relação de transformação.

No ponto de intersecção entre as curvas, a diferença entre os valores do indutor ressonante calculados por (3.150) e (3.159) é nula.

$$Lr(D_{AB\ min}) = 0 = Lr_3(n(D_{AB\ min})) - Lr_1(n(D_{AB\ min})) \quad (3.175)$$

Portanto, pode se estabelecer uma curva dada pela diferença entre estas duas funções, que dependem de D_{ABmin} , onde o valor da relação de transformação é dado por (3.157), que também é uma função de D_{ABmin} . Desta forma o valor de D_{ABmin} a ser escolhida será igual ao valor da raiz não nula desta função.

Após se encontrar o valor de D_{ABmin} para operação ZVS com carga mínima, basta substituir este valor em (3.157) para se encontrar o valor da relação de transformação e, em seguida substituir estes valores em (3.150) ou (3.159), para se encontrar o valor do indutor ressonante.

3.6. PROJETO DO TRANSFORMADOR

Assim como no conversor CC-CC estudado no capítulo anterior, o presente conversor também possui a característica de possibilidade de construção com um número reduzido de componentes. Isso porque os próprios elementos intrínsecos dos interruptores são aproveitados e devido à possibilidade de trabalhar com frequências bem elevadas, por possuir baixas perdas por

comutação, seus elementos magnéticos podem ser reduzidos, ou até mesmo, retirados, como é o caso do indutor ressonante, que pode ser a própria indutância de dispersão do transformador.

Contudo, os efeitos indesejáveis durante o funcionamento do conversor, causado pelos elementos “parasitas”, também podem aparecer na estrutura estudada.

Portanto, assim como foi empregado ao conversor Meia Ponte, a mesma metodologia de projeto otimizada [56] e [57], desenvolvida para a construção do transformador, foi aplicada ao conversor Ponte Completa. Posteriormente, a metodologia foi aplicada a um transformador composto por dois secundários (Fig. 3.21).

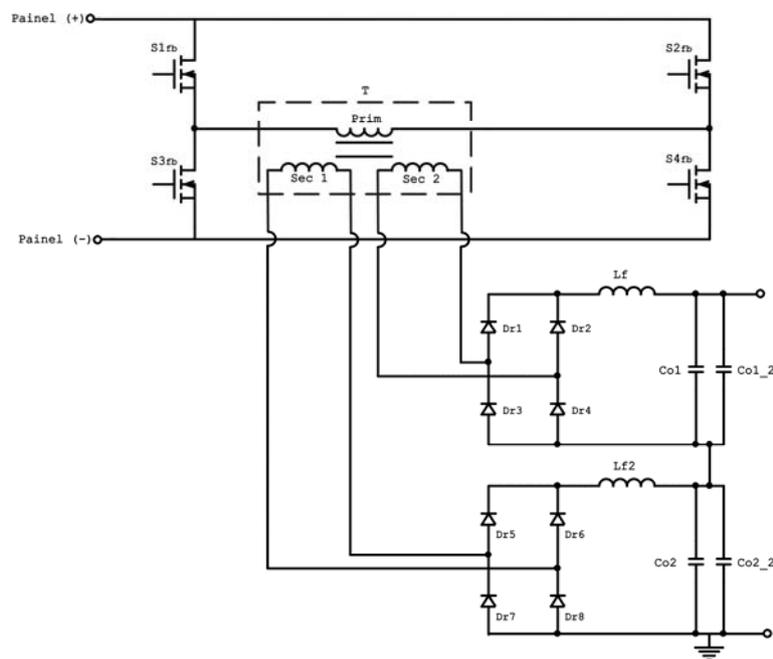


Fig. 3.21 – Circuito de potência do conversor com dois secundários.

A necessidade de se utilizar um transformador com dois secundários, com cada um sendo projetado para operar com metade da tensão de saída, surgiu devido ao fato do conversor operar com elevada tensão eficaz na saída. A opção de apenas um secundário comprometeria bastante os diodos, pois os mesmos teriam que suportar picos de tensões que poderiam chegar a três vezes o valor da tensão nominal de saída. Com a configuração utilizada em projeto, é possível reduzir pela metade o máximo valor de tensão reversa que cada diodos da ponte retificadora tem que suportar, facilitando até a especificação dos mesmos. Conectando em série as saídas do conversor, obtém-se a tensão total necessária.

3.6.1. OTIMIZAÇÃO DAS PERDAS NO COBRE

O estudo da otimização das perdas no cobre para o conversor Ponte Completa é desenvolvido utilizando o mesmo estudo matemático apresentado no capítulo anterior, portanto, assim como no conversor Meia Ponte, as equações (3.176) e (3.177), determinam o valor mínimo das perdas no cobre, em função dos fatores de ocupação de cada enrolamento α_1 , α_2 , e α_3 .

$$P_{Cu,Total} = \frac{\rho \cdot MLT}{A_w \cdot k_w} \cdot \left(\sum_{j=1}^3 n_j \cdot I_j \right)^2 \quad (3.176)$$

$$\alpha_m = \frac{n_m \cdot I_m}{\sum_{j=1}^3 n_j \cdot I_j} \quad (3.177)$$

Contudo, como as correntes nos enrolamentos do transformador são diferentes entre a topologia Ponte Completa e a Meia Ponte, as equações que descrevem as perdas no cobre, tanto para o enrolamento primário quanto para o secundário, com relação a α_1 são um pouco diferentes como é apresentado a seguir.

O valor eficaz da corrente para o enrolamento do primário do transformador é dado por:

$$I_1 = \frac{I_0}{n} \quad (3.178)$$

Já as correntes nos enrolamentos do secundário são:

$$I_2 = I_3 = I_0 \quad (3.179)$$

Sendo assim, as perdas no cobre para os enrolamentos primário e secundário em função de α_1 , são dadas pelas equações apresentadas em (3.180) e (3.181).

$$P_{Cu,P}(\alpha_1) = \frac{\rho \cdot MLT}{A_w \cdot k_w} \cdot \left(\frac{n_1^2 \cdot I_1^2}{\alpha_1} \right) \quad (3.180)$$

$$P_{Cu,S}(\alpha_1) = \frac{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2}{A_w \cdot k_w \cdot n^2} \cdot \left[\frac{4 \cdot I_0^2}{1 - \alpha_1} \right] \quad (3.181)$$

Parametrizando as perdas no cobre para os enrolamentos primário e secundário obtém-se:

$$\overline{P_{Cu,P}}(\alpha_1) = \frac{P_{Cu,P}(\alpha_1)}{\frac{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2 \cdot I_0^2}{A_w \cdot k_w \cdot n}} = \frac{1}{\alpha_1} \quad (3.182)$$

$$\overline{P_{Cu,S}(\alpha_1)} = \frac{P_{Cu,S}(\alpha_1)}{\frac{\rho \cdot MLT \cdot n_1^2 \cdot I_0^2}{A_w \cdot k_w \cdot n}} = \frac{4}{1 - \alpha_1} \quad (3.183)$$

Assim, diferente do conversor Meia Ponte, as perdas no cobre, para a estrutura Ponte Completa, são minimizadas somente para os coeficientes de ocupação do núcleo.

3.6.2. MINIMIZAÇÃO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR ATRAVÉS DA ESCOLHA DO MELHOR VALOR DE ΔB

A minimização das perdas no transformador, para o atual conversor, através da escolha do melhor valor de ΔB também foi obtida obedecendo ao estudo matemático apresentado no capítulo II.

Sendo assim, o núcleo do transformador também foi escolhido de acordo com a equação (3.184).

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_w}{V_e^{\frac{2}{y}} \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} \geq \frac{10^8 \cdot \left(\frac{y \cdot C_m \cdot f_s^x}{2 \cdot 10^{11}} \right)^{\frac{2}{y+2}} \cdot \left(1 + \frac{2}{y} \right)}{(1 - \eta) \cdot P_o \cdot \left(\frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{Total}^2}{k_w} \right)^{-\frac{y}{y+2}}} \quad (3.184)$$

Porém, uma ressalva tem ser feita com respeito à variável λ , presente nas equações (3.184). No caso do presente conversor a variável λ é obtida pela equação (3.185).

$$\lambda = \int_0^{D_{ef} \cdot \frac{T_s}{2}} Vi \cdot dt \quad (3.185)$$

3.7. ANÁLISE DO CONTROLE DO CONVERSOR PONTE COMPLETA

A estratégia de controle empregada ao conversor é a mesma apresentada no capítulo anterior. Conseqüentemente, o controle associado ao conversor ponte completa terá unicamente a função de forçar o mesmo a operar sempre próximo ao ponto de máxima potência, ou seja, foi aplicado ao conversor CC-CC um controlador de máxima potência.

A Fig. 3.22 ilustra o diagrama funcional da malha de controle aplicada ao primeiro estágio do sistema. O bloco *Compensador_{MPP}* representa o algoritmo de controle de máxima potência que foi desenvolvido para a aplicação e as variáveis $V_p[n]$, $I_p[n]$, $V_p[n-1]$ e $I_p[n-1]$ correspondem, respectivamente, tensão atual, corrente atual, tensão anterior e corrente anterior. Maiores detalhes

relacionados tanto ao algoritmo de máxima potência quanto ao circuito de controle implementado serão apresentados no quinto capítulo.

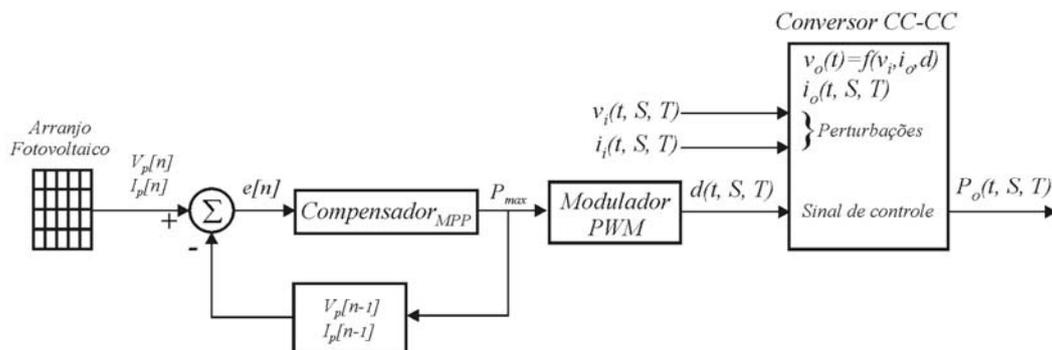


Fig. 3.22 – Diagrama funcional da malha de potência aplicada ao conversor CC-CC.

3.8. FILTRAGEM DAS ALTAS E BAIXAS FREQUÊNCIAS DA CORRENTE

Como era de se esperar, os mesmos problemas relacionados às componentes de alta e baixa frequência presentes na corrente, e destacados no capítulo anterior, estão presentes ao se utilizar o conversor CC-CC PC ZVS-PWM. Portanto, os mesmos filtros foram utilizados ao sistema fotovoltaico empregando o conversor ponte completa como primeiro estágio (Fig. 3.23).

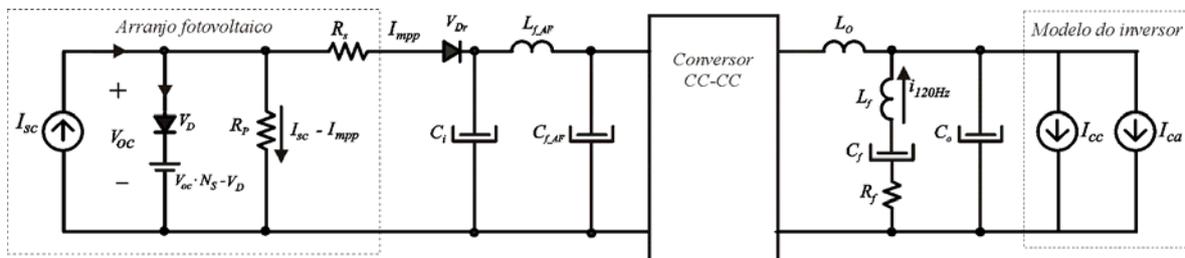


Fig. 3.23 – Modelo simplificado do sistema contemplando os filtros de alta e baixa frequência.

3.9. PROJETO DO CONVERSOR

A seguir será apresentado o projeto do conversor CC-CC PC ZVS-PWM com base nas equações apresentadas nas seções anteriores e aplicando as técnicas de otimização das perdas do transformador definidas ao longo deste trabalho.

3.9.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Todas as especificações de projeto são apresentadas na tabela abaixo.

Tabela 3.1 – Especificações de projeto.

Potência de entrada	$P_{in} = 500W$
Rendimento esperado	95%
Tensão de entrada máxima	$V_i = 83,5V$
Máxima variação da tensão de entrada	$\Delta V_i = 10\%$
Tensão de saída	$V_o = 400V$
Máxima variação da tensão de saída	$\Delta V_o = 2\%$
Frequência de comutação	$f_s = 100kHz$
Razão cíclica máxima	$D_{ABmax} = 0,8$
Percentual mínimo de carga para o qual o conversor deve operar com ZVS	$ZVS\% = 20\%$

3.9.2. CÁLCULOS INICIAIS

Cálculo da potência e da corrente de saída do conversor.

$$P_o = P_{in} \cdot \eta = 475W \quad (3.186)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 1,18A \quad (3.187)$$

Variações da tensão de entrada do conversor.

$$V_{i_{max}} = V_i \cdot (1 + \Delta V_i) = 90,75V \quad (3.188)$$

$$V_{i_{min}} = V_i \cdot (1 - \Delta V_i) = 75,15V \quad (3.189)$$

A escolha dos interruptores também levou em consideração o valor da capacitância de saída efetiva (Coss Effective). Essa capacitância é definida como uma capacitância fixa, que mantém o mesmo tempo de carga enquanto a tensão dreno fonte cresce de zero a 80% do seu valor nominal quando a tensão entre gatilho e fonte é zero.

Os capacitores ressonantes especificados foram:

$$C1_{fb} = C2_{fb} = C3_{fb} = C4_{fb} = 500pF \quad (3.190)$$

Sendo assim, de acordo com a equação (3.24):

$$C_{eq} = 1nF$$

3.9.3. RAZÃO CÍCLICA PARA CARGA MÍNIMA

Para o cálculo da razão cíclica mínima, é necessário antes encontrar as raízes da equação (3.175). Os valores de $Lr_3(n(D_{ABmin}))$, $Lr_1(n(D_{ABmin}))$ e $n(D_{ABmin})$ foram obtidos a partir das equações (3.159), (3.150) e (3.157), e apresentados abaixo.

$$Lr_3(n(D_{ABmin})) = n(D_{ABmin}) \cdot \left(\frac{D_{ABmáx} \cdot 90,75 - n(D_{ABmin}) \cdot 400}{4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1,18} \right) \quad (3.191)$$

$$Lr_1(n(D_{ABmin})) = \left(\frac{83,5}{1,18 \cdot ZVS\%} \right)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot n(D_{ABmin})^2 \quad (3.192)$$

$$n(D_{ABmin}) = D_{ABmin} \cdot \frac{90,75 \cdot 1,18 \cdot ZVS\%}{4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 90,75^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} + 1,18 \cdot ZVS\% \cdot 400} \quad (3.193)$$

Substituindo (3.193) em (3.191) e (3.192), e traçando a curva obtida através da equação (3.175), encontra-se o valor de D_{ABmin} no ponto onde a curva cruza o eixo horizontal (Fig. 3.24). Conhecendo o valor de D_{ABmin} , chega-se ao valor da relação de transformação através de (3.193) e o valor do indutor ressonante através de (3.191) ou (3.192).

Portanto, de acordo com o gráfico da Fig. 3.24, a razão cíclica para carga mínima é:

$$D_{ABmin} = 0,539$$

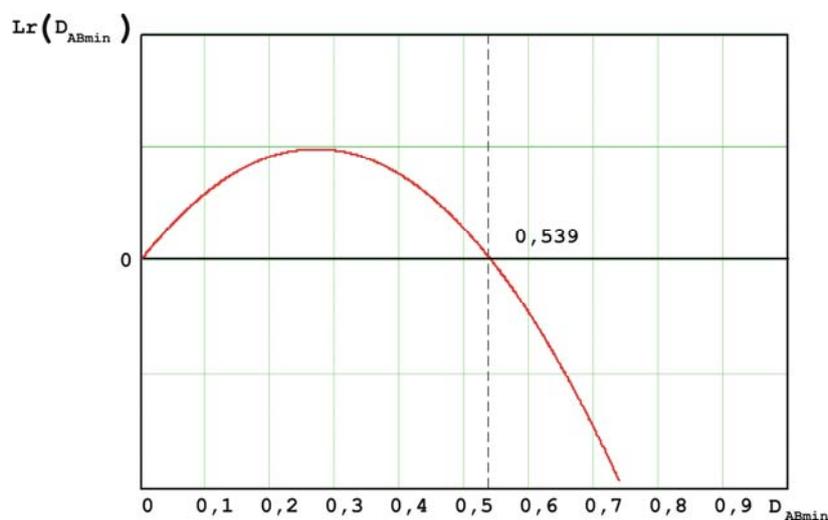


Fig. 3.24 – Determinação da mínima razão cíclica.

Substituindo esse valor em (3.193) e em (3.192) obtém-se:

$$n(0,539) = 0,539 \cdot \frac{90,75 \cdot 1,18 \cdot ZVS\%}{4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 90,75^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} + 1,18 \cdot ZVS\% \cdot 400} = 0,105 \quad (3.194)$$

$$Lr_1(0,105) = \left(\frac{83,5}{1,18 \cdot ZVS\%} \right)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 0,105^2 = 5,26 \mu H \quad (3.195)$$

3.9.4. DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

3.9.4.1. CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE OCUPAÇÃO

As equações (3.196), (3.197) e (3.198) apresentam os coeficientes de ocupação dos enrolamentos para otimizar as perdas no cobre quando o conversor estiver funcionando sob carga nominal.

$$\alpha_1 = 0,5 \quad (3.196)$$

$$\alpha_2 = 0,25 \quad (3.197)$$

$$\alpha_3 = 0,25 \quad (3.198)$$

3.9.4.2. DIMENSIONAMENTO DO NÚCLEO

Por se tratar de um transformador, o que implica o uso de vários enrolamentos e na inserção, muitas vezes, de isolamento entre cada bobina, e também para se ter uma margem de segurança, adotar-se-á um fator de ocupação da janela igual a:

$$k_w = 0,4 \quad (3.199)$$

Para a construção do núcleo, foi utilizado o material ferrite do tipo IP12 da THORNTON. Este material é largamente utilizado na área de eletrônica de potência e foi escolhido por apresentar menores perdas em altas frequências [56], [58].

A Tabela 3.2 apresenta os valores das constantes do material supracitado, que foi utilizado para a confecção dos indutores e do transformador projetado para o protótipo do conversor e os quais foram objeto de estudo e caracterização experimental em laboratório realizado por [58].

Tabela 3.2 – Constantes do material IP12.

<i>Material IP12 a 80°C</i>				
<i>Restrição</i>	<i>C_m</i>	<i>x</i>	<i>y</i>	<i>Erro</i>
<i>x ≥ 1,0 e y ≥ 2,0</i>	<i>7,9292 · 10⁻³</i>	<i>1,4017</i>	<i>2,3294</i>	<i>1,4197 · 10⁻³</i>

Para o cálculo do núcleo que melhor se adapta ao transformador é necessário antes calcular a corrente total (I_{Total}), o λ e resistividade do cobre (ρ), o que é feito através das equações apresentadas a seguir.

$$I_{Total} = \sum_{j=1}^3 \frac{n_j}{n_1} \cdot I_j \cong 22,5 A$$

$$\lambda = \int_0^{2,565 \cdot 10^{-6}} 83,5 \cdot dt = 2,116 \cdot 10^{-4}$$

$$\rho = 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (100 - 20)] = 2,245 \cdot 10^{-6}$$

O rendimento teórico estipulado para o transformador será de 98%. Sendo assim, Sendo assim, o valor do mínimo do segundo termo da equação (3.184), será de:

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_w}{V_e^{\frac{2}{y}} \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} \geq \frac{10^8 \cdot \left(\frac{2,3294 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \cdot 10^3)^x}{2 \cdot 10^{11}} \right)^{\frac{2}{2,3294+2}} \cdot \left(1 + \frac{2}{2,3294} \right)}{0,02 \cdot 950 \cdot \left(\frac{\rho \cdot (2,116 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 22,5^2}{0,4} \right)^{-\frac{2,3294}{2,3294+2}}} \geq 0,153$$

Com base nos valores mínimos das constantes calculadas acima, deve ser escolhido o menor núcleo que, ao substituir os valores de suas dimensões geométricas no primeiro termo da equação anterior, se obtenha um resultado que satisfaça a condição de valor mínimo.

3.9.4.3. ESCOLHA DO NÚCLEO

Foi escolhido o núcleo EE55 da THORNTON, que possui as seguintes dimensões.

- $A_e = 3,54 \text{ cm}^2$ → Área efetiva do núcleo;
- $A_w = 2,5 \text{ cm}^2$ → Área da janela;
- $l_e = 12,0 \text{ cm}$ → Comprimento magnético efetivo do núcleo;
- $MLT = 11,6 \text{ cm}$ → Comprimento médio por espira;
- $V_e = 42,48 \text{ cm}^3$ → Volume efetivo do núcleo.

Substituindo as dimensões do núcleo escolhido na equação (3.184) obtém-se:

$$\left(\frac{A_e^2 \cdot A_w}{V_e^y \cdot MLT} \right)^{\frac{y}{y+2}} = \left(\frac{2,54^2 \cdot 2,5}{(42,48)^{\frac{2,3294}{2}} \cdot 11,6} \right)^{\frac{2,3294}{2,3294+2}} = 0,302$$

Depois de escolhido o núcleo, calcula-se o valor da variação da densidade de fluxo magnético que minimiza as perdas no transformador.

$$\Delta B_{Otimo} = \left(2 \cdot 10^{11} \cdot \frac{2,245 \cdot 10^{-6} \cdot 11,6 \cdot (2,116 \cdot 10^{-4})^2}{2,3294 \cdot 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 42,48 \cdot (100 \cdot 10^3)^x \cdot 3,54^2 \cdot 2,5 \cdot 0,4} \cdot 22,5^2 \right)^{\frac{1}{2,3294+2}} = 0,0437$$

Com base neste valor ótimo da variação da densidade de fluxo magnético, calcula-se o número de espiras de cada enrolamento.

$$N_p = \frac{(1,379 \cdot 10^{-4}) \cdot 10^4}{0,04 \cdot 5,32} \cong 14$$

O número de espiras de cada enrolamento secundário pode ser calculado a partir da relação de transformação, como é apresentado a seguir.

$$N_{S1} = N_{S2} = N_{Sec} = \frac{N_p}{2 \cdot n} \cong 66 \quad (3.200)$$

3.9.4.4. CÁLCULO DAS PERDAS NO TRANSFORMADOR

As perdas no cobre, desconsiderando o efeito pelicular, e no núcleo equivalem respectivamente a:

$$P_{Cu} = \frac{2,245 \cdot 10^{-6} \cdot 11,6 \cdot (2,116 \cdot 10^{-4})^2}{3,54^2 \cdot 2,5 \cdot 0,4} \cdot 22,5^2 \cdot \frac{1}{0,04^2} \cdot 10^8 \cong 2,6W$$

$$P_{Nucleo} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 42,48 \cdot (100 \cdot 10^3)^{1,4017} \cdot 0,04^{2,3294} \cdot 10^{-3} \cong 2,23W$$

Conseqüentemente, as perdas totais são:

$$P_{Total} \cong 4,83W$$

A Fig. 3.25 apresenta o gráfico que correlaciona as perdas no cobre, as perdas no núcleo e as perdas totais em função da variação de fluxo magnético.

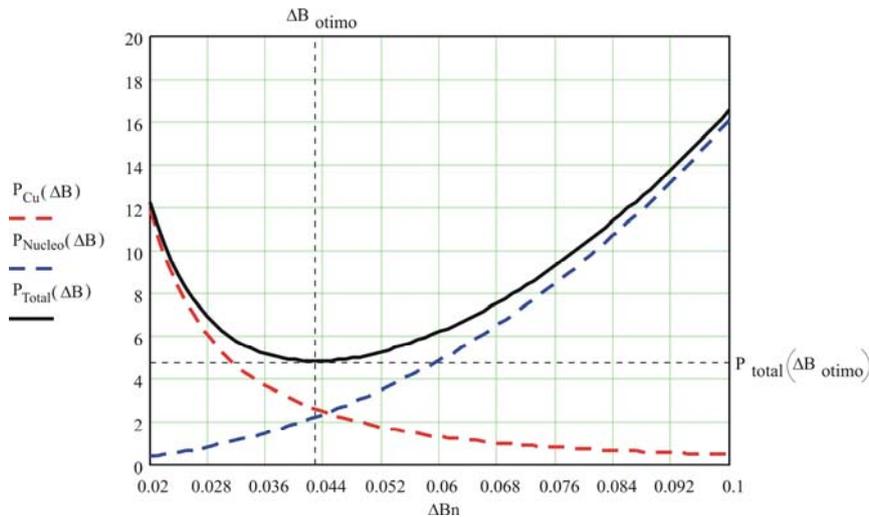


Fig. 3.25 - Correlação entre as perdas no cobre, no núcleo e totais com relação a $\Delta B_{\text{ótimo}}$

3.9.4.5. CÁLCULO DA ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA NO NÚCLEO

A resistência térmica do material [56] que constitui o núcleo e a variação de temperatura no mesmo correspondem:

$$R_T = \frac{59,3}{42,48^{0,544}} = 7,715 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$\Delta T = 7,715 \cdot 7,49 \cong 37,2^{\circ}\text{C}$$

3.9.4.6. DETERMINAÇÃO DO FIO ELEMENTAR

As equações seguintes determinam as densidades de correntes nominais para cada enrolamento.

$$J_{1nom} = \frac{N_p \cdot I_1}{A_w \cdot \alpha_1 \cdot k_w} = 316 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$J_{2nom} = \frac{N_p \cdot I_2}{A_w \cdot \alpha_2 \cdot k_w} = 313,5 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$J_{3nom} = \frac{N_p \cdot I_3}{A_w \cdot \alpha_3 \cdot k_w} = 313,5 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Sendo assim, a bitola dos fios de cada enrolamento equivale a:

$$\phi_1 = \frac{I_1}{J_{1nom}} = 0,036 \text{cm}^2$$

$$\phi_2 = \frac{I_2}{J_{2nom}} = 3,78 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\phi_3 = \frac{I_3}{J_{3nom}} = 3,78 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Conferindo se os fatores de ocupação estão sendo respeitados, obtém-se:

$$\frac{N_P \cdot \phi_1}{A_W \cdot k_W} = 0,5$$

$$\frac{N_{Sec} \cdot \phi_2}{A_W \cdot k_W} = 0,25$$

$$\frac{N_{Sec} \cdot \phi_3}{A_W \cdot k_W} = 0,25$$

O valor máximo do diâmetro do fio elementar é dado por:

$$Di_{\max} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot 100}{3 \cdot \pi \cdot \mu_o \cdot f_s}} = 0,028 \text{ cm}$$

O diâmetro do fio utilizado, no padrão da unidade AWG, pode ser calculado como segue.

$$Di = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}}$$

Onde o termo *AWG*, apresentado na equação anterior, representa o número do fio no padrão da unidade *AWG*. Sendo assim, o fio escolhido será aquele que obedecer a condição:

$$Di \leq Di_{MAX}$$

O fio escolhido será o 30AWG, cujo diâmetro, sem a camada de isolamento, e a seção do mesmo são iguais a:

$$Di = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-30}{20}} = 0,026$$

$$S_D = 0,000513 \text{ cm}^2$$

A quantidade de fios elementares em paralelo em cada enrolamento é calculada abaixo.

$$f_{Pr} = \frac{\phi_1}{S_D} \cong 70 \text{ fios}$$

$$f_{S1} = \frac{\phi_2}{S_D} \cong 8 \text{ fios}$$

$$f_{S2} = \frac{\phi_3}{S_D} \cong 8 \text{ fios}$$

3.9.4.7. CÁLCULO DA POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução foi calculada com segue.

$$\delta = \frac{S_D \cdot (f_P \cdot N_P + 2 \cdot f_{S1} \cdot N_{Sec})}{A_W} \cong 0,41$$

A possibilidade de execução do transformador fica então confirmada já que seu valor é igual ao valor de k_W .

3.9.5. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Com base no valor dos máximos esforços de corrente e de tensão sobre aos quais os interruptores de potência ficarão submetidos, pode se especificar o interruptor adequado para o conversor.

O esforço máximo de tensão ao qual o dispositivo ficará submetido, segundo foi descrito nas etapas de operação, será igual ao valor da própria tensão de alimentação do conversor.

$$V_{ds} = 83,5V$$

A corrente média nos interruptores equivale:

$$I_{S_{1fb}med} = I_{S_{3fb}med} = \frac{I_0}{8 \cdot n} (4 \cdot D_{ABmax} - 3 \cdot \Delta D) = 3,3 A$$

$$I_{S_{2fb}med} = I_{S_{4fb}med} = \frac{I_0}{8 \cdot n} \cdot (4 - 3 \cdot \Delta D) = 4,4 A$$

A corrente eficaz nos interruptores S_{1fb} e S_{3fb} é dada por:

$$I_{S_{1fb}ef} = I_{S_{3fb}ef} = \frac{I_0}{2 \cdot n} \sqrt{2 \cdot D_{ABmax} - \frac{5}{3} \cdot \Delta D} = 6 A$$

A corrente eficaz no interruptor S_{2fb} e S_{4fb} é dada por:

$$I_{S_{2fb}ef} = I_{S_{4fb}ef} = \frac{I_0}{2 \cdot n} \cdot \sqrt{2 - \frac{5}{3} \Delta D} = 7 A$$

O interruptor escolhido foi o *IRFB260NPbF*, cujas características de corrente e tensão atendem as necessidades impostas pela topologia. Os dados mais importantes do interruptor são apresentados na tabela abaixo.

Tabela 3.3 – Dados de catálogo do MOSFET IRFB260NPbF.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{ds}	Tensão dreno fonte	200V
$R_{ds(on)}$	Resistência dreno fonte	0,04 Ω
$I_D @ T = 100^\circ C$	Corrente de dreno	40A
Coss eff.	Capacitância de saída efetiva	500pF
$R_{\theta JA}$	Resistência Térmica entre junção e cápsula	62 $^\circ C/W$

3.9.5.1. PERDAS POR CONDUÇÃO NOS INTERRUPTORES

Com base nos valores da resistência série do componente e na corrente eficaz de cada interruptor pode se calcular as perdas por condução em S_{1fb} , S_{2fb} , S_{3fb} e S_{4fb} .

$$P_{S_{1fb}} = P_{S_{4fb}} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{1fb,ef}}^2 = 0,040 \cdot 26,5^2 = 28W$$

$$P_{S_{2fb}} = P_{S_{3fb}} = R_{DS(on)} \cdot I_{S_{2fb,ef}}^2 = 0,040 \cdot 18,8^2 = 14,13W$$

3.9.6. DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES

O valor mínimo de tensão que cada um dos diodos retificadores deverão suportar é apresentado a seguir.

$$V_{Dr\min} = (1 - 0,33) \cdot \frac{83,5}{2 \cdot 0,069} \cong 400V$$

A equação seguinte apresenta a corrente eficaz nos diodos retificadores $Dr1$ e $Dr4$.

$$I_{Dr1ef} = I_{Dr4ef} = 2,37 \cdot \sqrt{0,33} = 1,37A$$

A equação seguinte apresenta a corrente eficaz nos diodos retificadores $Dr2$ e $Dr3$.

$$I_{Dr2ef} = I_{Dr3ef} = 2,37 \cdot \sqrt{1 - 0,33} = 1,93A$$

A corrente média nos diodos retificadores $Dr1$ e $Dr4$ são calculadas a seguir.

$$I_{Dr1med} = I_{Dr4med} = 2,37 \cdot 0,33 = 0,79A$$

A corrente média nos diodos retificadores $Dr2$ e $Dr3$ são calculadas a seguir.

$$I_{Dr2ef} = I_{Dr3ef} = 2,37 \cdot 1 - 0,33 = 1,58A$$

Foi utilizado o diodo *HFA06TB120* da *International Rectifier*, cujas características são apresentadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Dados de catálogo do DIODO HFA06TB120.

Parâmetro	Valor
V_R	1200V
I_f	6A
V_{FM}	2,4V

3.9.7. FILTRO DE BLOQUEIO DA COMPONENTE CONTÍNUA

Para se evitar a inserção de qualquer componente contínua gerada por alguma variação dos parâmetros do circuito é necessário utilizar um circuito RC em série com o primário do transformador [55].

O dimensionamento do capacitor é feito com base na máxima queda de tensão admissível com este na condição menos favorável, ou seja, com tensão de entrada mínima.

No projeto, a queda de tensão máxima adotada sobre o capacitor de bloqueio, é igual a 5% do valor mínimo da tensão de entrada.

$$\Delta V_{Cb_{\max}} = 3,7V$$

O valor do capacitor é igual a:

$$C_b = \frac{I_o}{2 \cdot n \cdot \Delta V_{Cb_{\max}} \cdot f_s} = 16\mu F$$

O dimensionamento do resistor de amortecimento é realizado com base na equação abaixo.

$$R_b = \frac{V_{i_{\min}} \cdot 2 \cdot n}{I_o \cdot D_{AB_{\max}}} = 27\Omega / 5W$$

A principal finalidade deste resistor é evitar oscilações indesejáveis que possam ocorrer entre o capacitor de bloqueio e as indutâncias do circuito.

3.9.8. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

3.9.8.1. INDUTOR DE FILTRO

A estrutura do filtro é a mesma empregada ao conversor Meia Ponte. Utilizando a mesma metodologia apresentada por [56], o valor da indutância necessária para garantir a máxima ondulação de corrente especificada é calculado por:

$$L_f = \frac{\left(\frac{V_i}{2 \cdot n} - \frac{V_0}{2} \right) \cdot (D_{AB} - \Delta D)}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_0 \cdot I_0}$$

Considerando uma ondulação de corrente da ordem de 5% obtém-se:

$$L_f = 4mH$$

3.9.8.2. CAPACITOR DE FILTRO

O valor da capacitância de saída é determinado pela máxima ondulação de alta frequência estipulada em projeto e pode ser calculado pela equação abaixo.

$$C_f = \frac{\frac{P_0}{2}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot \frac{V_0}{2} \cdot \Delta V_o}$$

Para uma variação máxima de alta frequência no capacitor de 2% tem-se:

$$C_f = 390\mu F$$

O valor máximo da resistência série do capacitor de saída é dado por:

$$RSE_{\max} = \frac{\frac{\Delta V_o}{2}}{\Delta I_{L_f}} = 0,238\Omega$$

Prevalece, neste caso, a critério do valor máximo para a resistência série do capacitor. Por isso, foi utilizado um capacitor **EPCOS 470uF/400V - Tipo: B43521A9108** para cada secundário. Cada capacitor possui uma resistência série igual a 0,110Ω.

3.9.9. ELEMENTOS DOS FILTROS DE ALTA E BAIXA FREQUÊNCIA

Para o filtro de alta frequência foi utilizado:

$$L_{f_AF} = 50\mu H$$

$$C_{f_AF} = 2000\mu F$$

Para o projeto físico do indutor foi utilizado:

- Núcleo: 77083 *Koll Mμ* da Magnetics;

- N° de espiras: 33 espiras;
- Bitola do fio: 25AWG;
- N° de fios em paralelo: 19.

Foram utilizados dois capacitores EPCOS $1000\mu F/250V$ – Tipo: B43504A2108 em paralelo.

Para o filtro de baixa frequência foi utilizado:

$$L_{f_120Hz} = 1,7mH$$

$$C_{f_120Hz} = 1000\mu F$$

Para o projeto físico do indutor foi utilizado:

- Núcleo: Tipo EI laminado de ferro-silício com 1,27cm de empilhamento;
- Lâmina: padronizada com 1,27cm de largura da perna central;
- N° de espiras: 79 espiras;
- Bitola do fio: 20AWG;
- N° de fios em paralelo: 1;
- Entreferro: 0,7mm.

Foi utilizado um capacitor EPCOS $1000\mu F/250V$ – Tipo: B43504A2108.

3.10. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrito o princípio de funcionamento do conversor CC-CC PC ZVS-PWM. Para simplificar o estudo e realizar o levantamento das equações que regem as etapas de funcionamento foi adotada uma simplificação na topologia através do uso de uma fonte de corrente para representar a carga do conversor além de considerar todos os semicondutores ideais.

O estudo das etapas de operação do conversor foi útil para dar suporte matemático ao processo de otimização de perdas do conversor.

Também foi apresentada a característica de transferência do conversor para que se tenha uma compreensão ampla das possibilidades de operação do mesmo, bem como, para que se possa ter noção de alguma limitação que esta topologia venha a ter.

Durante a análise do conversor também foi definido D_{AB} como sendo a razão cíclica para o qual a tensão entre os pontos A e B (V_{AB}) é igual à tensão de entrada V_i , ΔT como sendo o tempo que a tensão V_{AB} é igual à tensão de entrada e D_{ef} a razão cíclica efetiva, ou seja, no transformador.

Também foi focada a necessidade de se fixar um valor de tempo morto entre as comutações dos interruptores de modo a se ter um aproveitamento mais amplo da faixa de carga para a qual o conversor opera sob comutação ZVS.

Com relação à escolha do valor de indutância ressonante observou-se que a mesma metodologia de otimização empregada ao conversor meia ponte também poderia ser empregada ao presente conversor.

Assim como no caso da escolha do valor de indutância, o projeto do transformador também foi baseado no estudo apresentado no capítulo anterior, obtendo também bons resultados.

Por fim, foi apresentada toda metodologia de projeto empregada, focando a minimização das perdas nos elementos magnéticos, bem como nos semicondutores.

CAPÍTULO IV

4. ANÁLISE DO INVERSOR PONTE COMPLETA

4.1. INTRODUÇÃO

Como já foi abordado no primeiro capítulo, todo sistema fotovoltaico desenvolvido para operar conectado à rede elétrica comercial tem que ser capaz de converter uma tensão contínua, gerada pelo arranjo fotovoltaico, em uma corrente alternada de qualidade. Desta feita, falar em fornecer ao sistema elétrico uma energia elétrica de qualidade significa fornecer uma corrente senoidal, com uma baixa taxa de distorção harmônica (TDH) e em sessenta hertz (60Hz). Por isso, para toda aplicação direcionada à interligação de estações fotovoltaicas geradoras à rede elétrica, a utilização de um conversor CC-CA (inversor) e de uma estratégia de controle que seja capaz de garantir tal qualidade no fornecimento de energia é indispensável.

Dentre as várias topologias existentes no campo da eletrônica de potência, optou-se por uma estrutura bastante difundida e conhecida por Inversor tipo Ponte Completa. A Fig. 4.1 ilustra o sistema fotovoltaico simplificadamente destacando a estrutura ponte completa. A fonte de corrente $i_i(t)$ representa a saída do primeiro estágio de potência, a fonte de tensão $v_o(t)$ representa a tensão da rede, L a associação da indutância de saída do inversor e a indutância de linha da rede e C o capacitor de entrada do inversor.

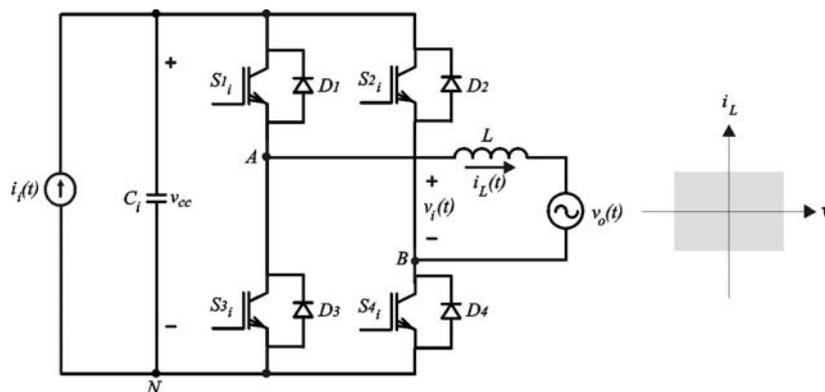


Fig. 4.1 - Diagrama simplificado do conversor Ponte Completa.

No conversor apresentado na figura anterior a entrada é a tensão contínua v_{cc} . A tensão de saída do inversor é representada por $v_i(t)$ e pode ser controlada em magnitude bem como em polaridade. Similarmente, a magnitude e a direção da corrente de saída podem ser controladas.

Desta forma, o inversor pode trabalhar nos quatro quadrantes do plano $i_L \times v_i$ e o fluxo de potência pode ser em ambas as direções.

Vale ressaltar que em estruturas onde há a presença do diodo em antiparalelo com o interruptor, como no caso do inversor ponte completa, o estado habilitado do interruptor significa que o mesmo pode ou não estar conduzindo, dependendo do sentido da corrente (i_L). No caso de haver condução de corrente pelo interruptor o mesmo se encontrará em estado de condução.

A topologia é composta por dois braços, A e B. Cada braço consiste de dois interruptores e seus respectivos diodos em antiparalelo. Os interruptores são comandados de tal maneira que quando um está habilitado o outro está bloqueado. Consequentemente, se os interruptores de cada braço do conversor forem comandados de tal maneira a nunca permanecerem bloqueados simultaneamente, então a corrente de saída do mesmo fluirá continuamente. Desta forma, a tensão de saída é determinada unicamente pelos estados dos interruptores. Por exemplo, quando S_{1i} estiver habilitado, a corrente de saída fluirá por S_{1i} se for positiva ou por D_1 se for negativa. Para ambos os casos, o estado habilitado de S_{1i} garante que o ponto A (Fig. 4.1) estará no mesmo potencial do terminal positivo do barramento CC. Assim, v_{AN} será igual a v_{cc} . Contudo, quando S_{3i} estiver habilitado uma corrente negativa circulará por S_{3i} ou por D_3 caso seja positiva. Neste caso, v_{AN} será igual a zero. Portanto, v_{AN} depende somente dos estados dos interruptores e é independente do sentido da corrente.

Nestas condições, o valor médio da tensão de saída do braço A (v_{AN}), para um período de comutação, depende somente de v_{cc} e da razão cíclica de S_{1i} (D_1), ou seja:

$$v_{AN} = \frac{v_{cc} \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = D_1 \cdot v_{cc} \quad (4.1)$$

Aplicando a mesma lógica ao braço B, identifica-se que o valor médio da tensão de saída do braço B (v_{BN}), para um período de comutação, também depende somente de v_{cc} e da razão cíclica de S_{2i} (D_2), ou seja:

$$v_{BN} = \frac{v_{cc} \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = D_2 \cdot v_{cc} \quad (4.2)$$

Consequentemente, a tensão de saída do inversor v_i ($=v_{AN} - v_{BN}$) pode ser controlada através da razão cíclica dos interruptores e independe da magnitude e sentido da corrente.

4.2. ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

A título de facilitar a análise do Inversor algumas simplificações e considerações foram adotadas:

- Todo primeiro estágio foi substituído por uma fonte de corrente contínua em paralelo com um banco de capacitores;
- É desprezada a ondulação de tensão do banco de capacitores de entrada do inversor;
- Os interruptores são ideais, bem como os diodos em antiparalelo.

A Fig. 4.1 apresenta a estrutura inversora de maneira simplificada.

4.2.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO

Considerando o inversor comutando em alta frequência e utilizando modulação PWM a três níveis [64] é possível representar as etapas de operação através de quatro circuitos equivalentes (Fig. 4.2), definidos pelos estados possíveis dos interruptores bem como os possíveis sentidos da corrente de saída.

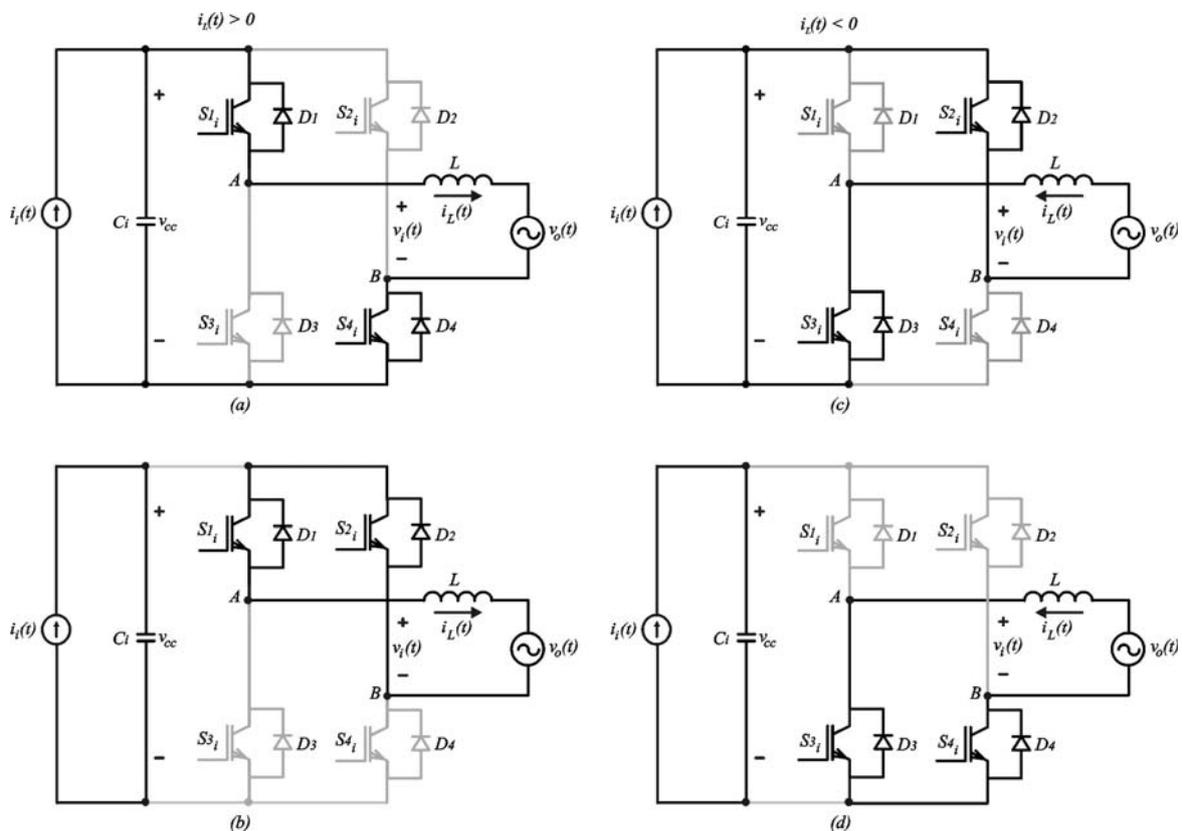


Fig. 4.2 – Circuitos equivalentes que representam as quatro possíveis etapas de operação do inversor.

Considerando a corrente de saída do inversor $i_L(t)$ sendo positiva, os circuitos equivalentes representando as etapas de operação relacionadas ao semi-ciclo positivo da tensão da rede são apresentadas na Fig. 4.2 (a) e (b). No primeiro caso (Fig. 4.2 (a)) os interruptores S_{1i} e S_{4i} encontram-se em condução, possibilitando a transferência de toda energia da fonte para a carga. A tensão de saída do inversor ($v_i(t)$) assume valor absoluto equivalente ao valor da tensão de entrada v_{cc} . Nesta etapa a corrente em L cresce linearmente em função do barramento CC de entrada e da tensão da rede. A etapa termina quando S_{4i} é bloqueado e S_{3i} é habilitado.

Durante o bloqueio do interruptor S_{4i} , o sentido da corrente de saída não muda, forçando o diodo D_2 assumir toda corrente (Fig. 4.2 (b)). Consequentemente, a tensão de saída do inversor se anula interrompendo a transferência de energia. Consequentemente, a corrente em L decresce.

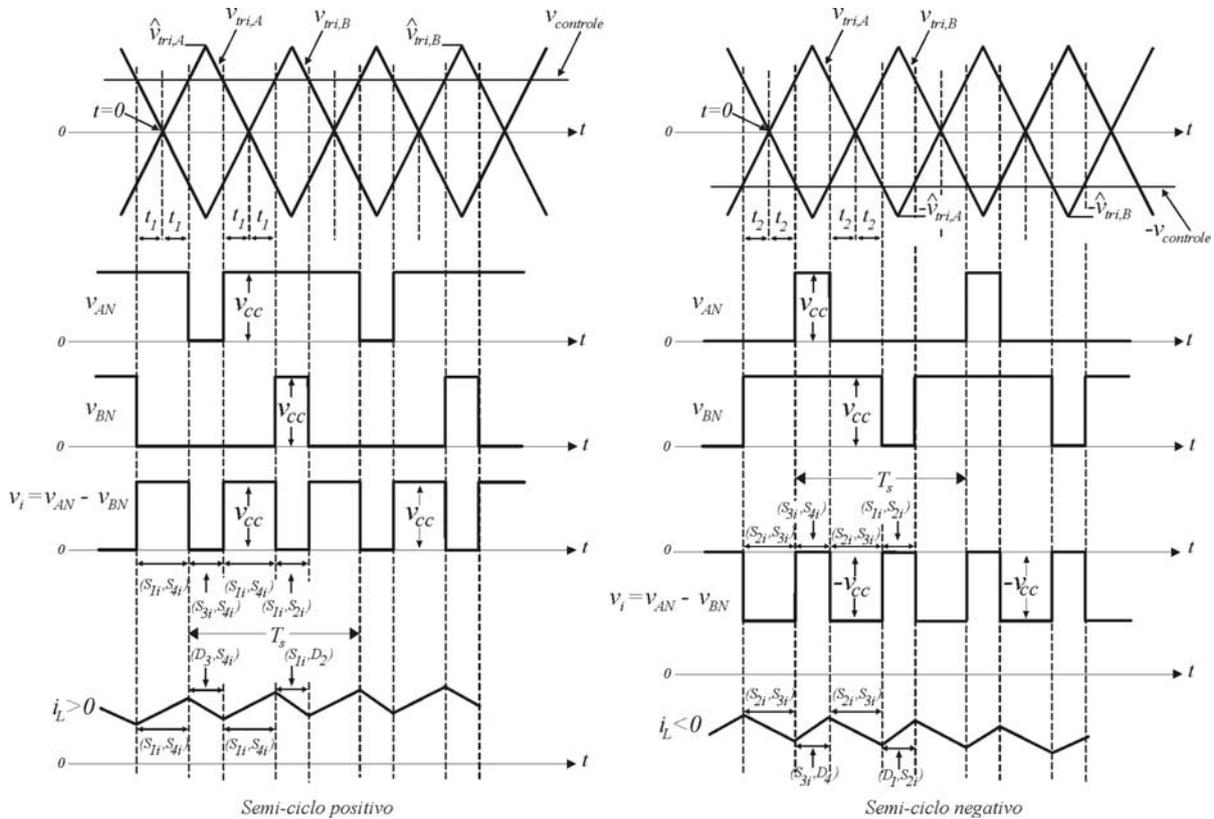


Fig. 4.3 – Principais formas de onda.

A mesma análise pode ser adotada aos instantes que o inversor opera no semi-ciclo negativo da tensão da rede. Neste momento a corrente de saída inverte de sentido e os circuitos equivalentes representando as etapas de operação são ilustrados na Fig. 4.2 (c) e (d).

A Fig. 4.3 apresenta as formas de onda mais importantes relacionadas à modulação e ao inversor Ponte Completa. É importante ressaltar que as mesmas estão representadas para pouco mais de dois períodos de comutação, tanto para o semi-ciclo positivo quanto para o negativo. Como

o inversor opera numa frequência muito superior à frequência da rede, para as condições apresentadas na figura o sinal de controle pode ser considerado praticamente constante. Outras referências, tais como [64] e [65] apresentam análises semelhantes da estrutura.

Como pode ser observado na Fig. 4.3, devido à técnica de modulação empregada ao sistema, modulação a três níveis, a tensão entre os pontos A e B ($v_i(t)$) sempre oscila entre $+v_{cc}$ e 0 para o semi-ciclo positivo e $-v_{cc}$ e 0 para o semi-ciclo negativo e é controlada pela razão cíclica dos interruptores.

Uma inspeção na Fig. 4.2 mostra que independente do sentido da corrente, $v_i = 0$ se S_{1i} e S_{2i} estiverem habilitados simultaneamente. Similarmente, $v_i = 0$ se S_{3i} e S_{4i} estiverem habilitados simultaneamente. Escolhendo arbitrariamente um instante $t=0$, como ilustrado na Fig. 4.3, encontra-se a equação (4.3), onde \hat{v}_{tri} equivale ao valor de pico da portadora triangular.

$$v_{tri,A} = \hat{v}_{tri,A} \cdot \frac{t}{T_S/4} \quad 0 < t < \frac{T_S}{4} \quad (4.3)$$

No instante $t = t_1$ na Fig. 4.3, $v_{tri,A} = v_{controle}$. Assim, partindo da equação anterior obtém-se:

$$t_1 = \frac{v_{controle}}{\hat{v}_{tri,A}} \cdot \frac{T_S}{4} \quad (4.4)$$

Analisando novamente a Fig. 4.3, encontra-se que o tempo que o interruptor S_{1i} permanece habilitado (t_{on}) equivale:

$$t_{on} = 2 \cdot t_1 + \frac{T_S}{2} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.4) em (4.5) encontra-se que a razão cíclica relacionada à (S_{1i}) D_1 equivale:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_S} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{v_{controle}}{\hat{v}_{tri,A}} \right) \quad (4.6)$$

Fazendo a mesma análise, só que agora para o segundo braço, encontra-se que o tempo que o interruptor S_{2i} permanece habilitado (t_{on}) equivale:

$$t_{on} = T_S - \left(2 \cdot t_1 + \frac{T_S}{2} \right) \quad (4.7)$$

Por conseguinte, a razão cíclica do interruptor S_{2i} equivale:

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (4.8)$$

Utilizando as equações (4.1) e (4.2), é possível obter os valores de v_{AN} e v_{BN} , respectivamente. Desta forma:

$$v_i = v_{AN} - v_{BN} = (2 \cdot D_1 - 1) \cdot v_{cc} \quad (4.9)$$

Substituindo (4.6) em (4.9), chega-se a conclusão que a tensão de saída do inversor v_i equivale:

$$v_i = \frac{v_{cc}}{v_{tri}} \cdot v_{controle} = k_{pwm} \cdot v_{controle} \quad (4.10)$$

Onde k_{pwm} é uma constante de valor igual à relação entre a tensão contínua de entrada do inversor e o valor de pico da portadora triangular. Esta equação demonstra que para este conversor, considerando os interruptores ideais, a tensão de saída $v_i(t)$ varia linearmente com o sinal de controle.

4.3. ANÁLISE E MODELAGEM DINÂMICA DO INVERSOR

A análise da dinâmica de uma topologia qualquer se inicia com o levantamento da função transferência do conversor. A função de transferência permite detectar possíveis instabilidades inerentes ao conversor. Também é importante para o projeto das malhas de controle, responsáveis por melhorar a resposta dinâmica da planta, sem a inserção de oscilações espúrias e atuando em tempo hábil. No entanto, esta tarefa nem sempre é das mais simples. Em alguns casos, é necessário o uso de modelos ou simplificações na planta do conversor para que se possa chegar a uma função que mais se aproxime do modelo real.

No presente trabalho, as malhas de controle trabalham forçando a corrente de saída do inversor seguir um sinal de referência senoidal, de modo que o conversor opere “injetando” energia na concessionária, e absorva do primeiro estágio uma corrente de amplitude tal que a potência transferida seja suficiente para manter a tensão de entrada constante.

Para projetar o sistema de controle que impõe tal corrente, é necessário determinar a função de transferência que relaciona um sinal de controle e a corrente de saída do inversor. Portanto, a função de transferência a ser determinada deve relacionar a corrente no indutor e a razão cíclica D de operação do conversor. Estas são, respectivamente, a variável a ser controlada e a variável de controle [66].

A função de transferência, $G(s)=i_L(s)/D(s)$, é obtida através da metodologia apresentada em [57], levando-se em consideração que a tensão de saída e a tensão de entrada não sofram perturbações, ou seja, o capacitor de entrada pode ser considerado uma fonte de tensão ideal, sem oscilações.

Analisando as etapas de operação apresentadas anteriormente, é possível simplificar ainda mais os circuitos e obter um único modelo equivalente (Fig. 4.4), sem perdas de generalidade, válido para todas as etapas de operação. Para o modelo são desconsiderados os resistores R_{DSon} dos interruptores, e o capacitor de entrada é substituído por uma fonte de tensão ideal.

O modelo é constituído por uma fonte de tensão controlada $v_i(t)$, que representa a tensão de saída do inversor e é controlada pelo estado dos interruptores, pela indutância L , representando a indutância equivalente de saída do sistema e pela fonte de tensão $v_o(t)$.

Durante o semi-ciclo positivo, a fonte de tensão controlada assume os valores $+v_{cc}$ e 0 . Assim, para um período de comutação, o circuito equivalente pode ser representado pelo conjunto de equações seguintes.

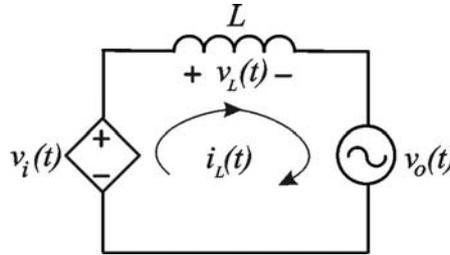


Fig. 4.4 – Modelo equivalente simplificado do inversor.

Para os instantes de condução dos interruptores (S_{1i} e S_{4i}), ou seja, durante a etapa de acúmulo de energia no indutor, $v_i(t)$ equivale a $+v_{cc}$. Portanto, analisando o circuito, a tensão sobre a indutância de saída L e a corrente na fonte $v_i(t)$ equivalem a:

$$v_{cc} - v_L(t) - v_o(t) = 0 \quad (4.11)$$

$$v_L(t) = v_{cc} - v_o(t) \quad (4.12)$$

$$i_i(t) = -i_L(t) \quad (4.13)$$

Durante o bloqueio de um dos interruptores, $v_i(t)$ equivale a 0 . No decorrer deste intervalo, a corrente no indutor decresce linearmente. Portanto, analisando o circuito, a tensão sobre a indutância de saída L e a corrente na fonte equivalem a:

$$0 - v_L(t) - v_o(t) = 0 \quad (4.14)$$

$$v_L(t) = -v_o(t) \quad (4.15)$$

$$i_i(t) = 0 \quad (4.16)$$

Calculando o valor médio de $v_L(t)$ e $i_i(t)$, obtém-se:

$$\langle v_L(t) \rangle = D \cdot (v_{cc} - v_o(t)) + (1 - D) \cdot (-v_o(t)) \quad (4.17)$$

$$\langle i_i(t) \rangle = -D \cdot i_L(t) \quad (4.18)$$

Desenvolvendo (4.17) e (4.18):

$$\langle v_L(t) \rangle = D \cdot v_{cc} - v_o(t) \quad (4.19)$$

$$\langle I_i(t) \rangle = -i_L \cdot D \quad (4.20)$$

Adicionando perturbações a (4.19):

$$L \cdot \left(\frac{di_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L}{dt} \right) = (D + \hat{d}) \cdot (v_{cc} + \hat{v}_{cc}) - v_o - \hat{v}_o \quad (4.21)$$

Redistribuindo a equação anterior.

$$L \cdot \left(\frac{di_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L}{dt} \right) = D \cdot v_{cc} + D \cdot \hat{v}_{cc} + \hat{d} \cdot v_{cc} + \hat{d} \cdot \hat{v}_{cc} - v_o - \hat{v}_o \quad (4.22)$$

Separando (4.22) em componente contínua e alternada tem-se:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \underbrace{D \cdot v_{cc} - v_o}_{C.C.} + \underbrace{D \cdot \hat{v}_{cc} + \hat{d} \cdot v_{cc} - \hat{v}_o}_{C.A.} \quad (4.23)$$

Da equação (4.23), conclui-se que a parte contínua equivale a:

$$D \cdot v_{cc} - v_o = 0 \quad (4.24)$$

Já a parte alternada:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_{Lo}}{dt} = D \cdot \hat{v}_{cc} + \hat{d} \cdot v_{cc} - \hat{v}_o \quad (4.25)$$

Se for considerado que tanto a fonte de tensão controlada, quanto a fonte de saída não sofrem perturbações, obtém-se:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{d} \cdot v_{cc} \quad (4.26)$$

Aplicando Laplace em (4.26):

$$s \cdot L \cdot i_L(s) = D(s) \cdot v_{cc} \quad (4.27)$$

$$G(s) = \frac{i_L(s)}{D(s)} = \frac{v_{cc}}{s \cdot L} \quad (4.28)$$

Esta é a função de transferência simplificada da corrente de saída em função da razão cíclica, uma vez que a variação da tensão de entrada não está sendo considerada. No entanto, ela pode ser utilizada, uma vez que, para altas frequências, (4.28) se aproxima da função completa apresentada em (4.29).

$$G_p(s) = \frac{i(s)}{D(s)} = \frac{s \cdot C \cdot 2 \cdot v_{cc} - 2 \cdot i \cdot (2 \cdot D - 1)}{s^2 \cdot L \cdot C + (4 \cdot D^2 - 4 \cdot D + 1)} \quad (4.29)$$

Verifica-se que a função de transferência simplificada apresenta um pólo na origem, o que lhe confere um decréscimo no ganho de -20dB/dec e uma fase igual a -90° . O sistema é inerentemente estável, com uma frequência de cruzamento de ganho dependente da indutância de saída e situada usualmente nesse tipo de aplicação, na faixa de algumas dezenas quilohertz [67].

A Fig. 4.5 apresenta o diagrama de Bode para a função de transferência, obtida com valores típicos de tensão de entrada e indutância de saída.

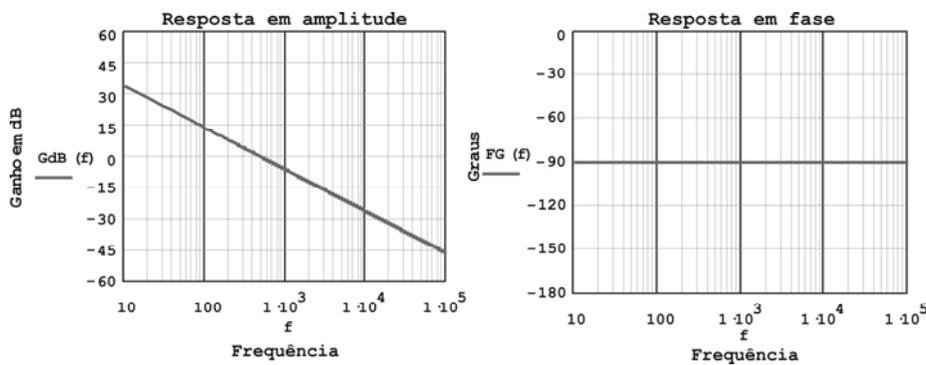


Fig. 4.5 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$ para valores típicos de tensão de entrada e indutância de saída.

4.4. ANÁLISE DO CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

4.4.1. ANÁLISE SIMPLIFICADA

Analisando as equações (4.12) e (4.15) apresentadas no item anterior, conclui-se que o fluxo de energia entre o inversor e a rede é controlado pela corrente $i_L(t)$ e que o controle desta corrente é realizado impondo-se uma tensão sobre o indutor. Para isso a tensão de entrada v_{cc} do inversor tem que possuir amplitude superior a amplitude da tensão da rede, para que seja possível inverter a polaridade da tensão sobre o indutor.

Como já foi apresentado na Fig. 4.4, o sistema pode ser representado por duas fontes de tensão separadas, representadas pela fonte de tensão controlada v_{cc} e a rede elétrica v_o , e interligadas por uma indutância, que representa a indutância de saída do inversor.

Portanto, tem-se que:

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad \text{ou} \quad i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int v_L(t) \cdot dt \quad (4.30)$$

Onde:

$$v_L(t) = v_i(t) - v_o(t) \tag{4.31}$$

Analisando a fonte de tensão v_i , observa-se que de acordo com a equação (4.10), a mesma é definida pelo produto da constante k_{pwm} pelo sinal de controle $v_{controle}$, que nada mais é do que o sinal gerado pelo controlador de corrente (Fig. 4.6).

Assim, pelo modelo equivalente da Fig. 4.4, o sistema pode ser representado em diagramas de blocos, com mostra a Fig. 4.7, onde a tensão imposta pelo indutor é definida pela diferença entre $v_i(t)$ e $v_o(t)$, e a corrente de saída i_L é dada pela integral de v_L , tendo o ganho definido pela indutância.

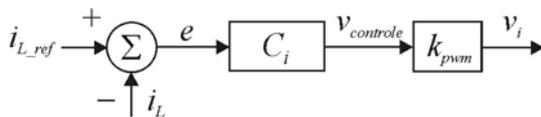


Fig. 4.6 – Diagrama de blocos do sinal de controle.

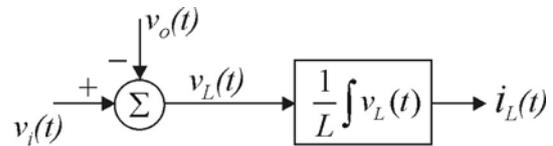


Fig. 4.7 – Diagrama de blocos do modelo equivalente do sistema.

Analisando os diagramas de blocos anteriores e aplicando a estratégia de controle clássica ao controle da corrente de saída i_L do sistema obtém-se o diagrama de blocos ilustrado na Fig. 4.8. A estratégia consiste em gerar um sinal senoidal defasado 180° da tensão da rede, multiplicar este pelo sinal de controle oriundo da malha de tensão, gerando assim a referência da corrente de saída. Então, da diferença entre esse sinal de referência e uma amostra da corrente de saída obtém-se o sinal de erro, que passando pelo controlador de corrente gera o sinal de controle $v_{controle}$. Esse sinal de controle, multiplicado pela constante k_{pwm} , determina a tensão $v_i(t)$, que por consequência determina a tensão sobre o indutor.

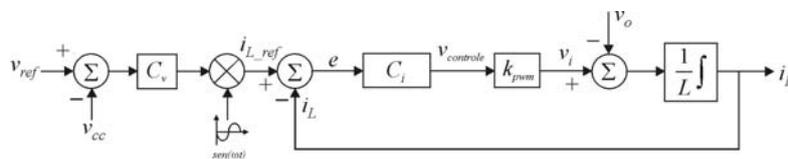


Fig. 4.8 – Diagrama de blocos da estratégia de controle clássica aplicada no controle da corrente de saída do sistema.

Observando melhor o diagrama apresentado anteriormente, verifica-se que a quantidade de energia, ou potência, que é injetada na rede é controlada a partir do controlador de tensão C_v . Ou seja, o controle da potência é feito controlando a tensão de entrada (v_{cc}) do inversor. Como pode ser visto na Fig. 4.1 o banco de capacitores C_i é alimentado pela fonte de corrente $i_s(t)$, que representa a saída do conversor utilizado no primeiro estágio. Como esta depende diretamente do índice de

incidência solar, que varia ao longo do dia, a mesma também estará sujeita as mesmas variações. Caso não houvesse uma malha de controle atuando diretamente na tensão deste banco, o mesmo sofreria grandes variações de tensão, o que comprometeria o funcionamento do sistema, conseqüentemente, inviabilizando-o. Portanto, controlando a tensão na entrada do inversor, além de evitar variações em seus valores absolutos, ainda possibilita controlar o fluxo de potência na saída do sistema.

Aplicando superposição ao diagrama de controle da Fig. 4.8, a saída do sistema será:

$$i_L = \frac{k_{pwm} \cdot C_i}{s \cdot L + k_{pwm} \cdot C_i} \cdot i_{L_ref} + v_o \cdot \frac{1}{s \cdot L + k_{pwm} \cdot C_i} \quad (4.32)$$

Observando o diagrama de blocos, bem como a equação (4.32), percebe-se que, para o sistema de controle, a rede elétrica comporta-se como uma perturbação. Portanto, a título de análise do controle da corrente de saída o efeito causado por v_o não pode ser desprezado.

Substituindo (4.30) e (4.10) em (4.31) obtém-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{k_{pwm}}{L} \cdot v_{controle} - \frac{1}{L} \cdot v_o(t) \quad (4.33)$$

A partir do diagrama apresentado na Fig. 4.6, tem-se que o sinal de erro e resulta da diferença entre a corrente de referência i_{L_ref} e a amostra da corrente i_L como é apresentado em (4.34).

$$e = i_{L_ref}(t) - i_L(t) \quad (4.34)$$

Derivando (4.34) e substituindo $di_L(t)/dt$ por (4.33) obtém-se:

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{di_{L_ref}(t)}{dt} - \left[\frac{1}{L} \cdot (k_{pwm} \cdot v_{controle} - v_o(t)) \right] \quad (4.35)$$

Como um dos objetivos da malha de controle é obter erro nulo em regime permanente isso significa que a derivada do sinal de erro será nula. Portanto, igualando a equação anterior a zero e reagrupando as variáveis encontra-se a equação (4.36).

$$v_{controle} \cdot k_{pwm} = L \cdot \frac{di_{L_ref}(t)}{dt} + v_o(t) \quad (4.36)$$

Analisando a equação anterior pode-se observar que a tensão $v_i(t)$, gerada pelo conversor para controlar a corrente de saída, é constituída pela soma de duas parcelas. A primeira parcela é responsável por definir exatamente a tensão sobre o indutor e a segunda corresponde à própria tensão da rede e tem a função de anular o efeito da perturbação. Como a parcela que deve anular

$v_o(t)$ é muito maior que a tensão resultante sobre o indutor, também a ação de controle é mais exigida para anular $v_o(t)$ (tratada como perturbação), do que para controlar a corrente.

Algumas técnicas para rejeição à perturbação podem ser utilizadas no sistema de controle da corrente para auxiliar na redução dos esforços do controlador. Porém, uma vez que a perturbação é mensurável, por ser a tensão da rede elétrica, a melhor técnica seria a de alimentação direta.

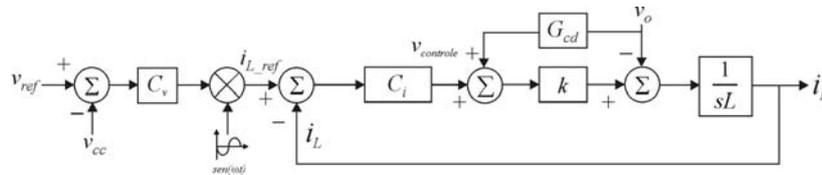


Fig. 4.9 – Diagrama de blocos do sistema de controle com a malha de alimentação direta.

A técnica é ilustrada na Fig. 4.9, e consiste em medir a perturbação e transmiti-la até o ponto de soma através da função de transferência G_{cd} , que corresponde ao compensador para a entrada da perturbação. A adição deste compensador não afeta a função de transferência da entrada de referência para a saída, que equivale a primeira parcela da equação (4.32). Entretanto, o compensador G_{cd} atua diretamente na função de transferência da entrada da perturbação para a saída. Reescrevendo (4.32) levando em consideração o compensador de alimentação direta G_{cd} obtém-se:

$$i_L = \frac{k_{pwm} \cdot C_i}{s \cdot L + k_{pwm} \cdot C_i} \cdot i_{L_ref} + \frac{k_{pwm} \cdot \left(G_{cd} - \frac{1}{k_{pwm}} \right)}{s \cdot L + k_{pwm} \cdot C_i} \cdot v_o \quad (4.37)$$

De acordo com a equação anterior, fazendo o compensador G_{cd} igual a $1/k_{pwm}$ resulta na eliminação do segundo termo da equação, consequentemente, na eliminação do efeito da perturbação no controlador de corrente. Portanto, se $|j\omega L| \ll |k_{pwm}C_i|$ então $i_L/i_{L_ref} \cong 1$.

4.4.2. EXPANSÃO E GENERALIZAÇÃO DA ANÁLISE

Toda análise até o presente momento foi desenvolvida levando em consideração que toda energia gerada pelo sistema é inteiramente injetada na rede elétrica (Fig. 4.10).

Porém, essa análise pode ser expandida a situações onde apenas parte dessa energia é injetada na rede. Um exemplo seria a conexão de uma carga entre a rede (PCC) e o inversor, como é apresentado na Fig. 4.11.

Para este tipo de configuração do sistema, a técnica de controle aplicada anteriormente não seria mais interessante, uma vez que a mesma foi projetada para forçar a corrente de saída do

inversor ($i_L(t)$) ser senoidal. Como nesse caso a corrente injetada ($i_o(t)$) não é mais a própria corrente $i_L(t)$, e sim a resultante da diferença entre $i_L(t)$ e a corrente da carga ($i_Z(t)$), se a carga não for puramente resistiva $i_o(t)$ não será mais senoidal. Portanto, uma malha de controle que abranja também essa possibilidade de operação se faz necessário.

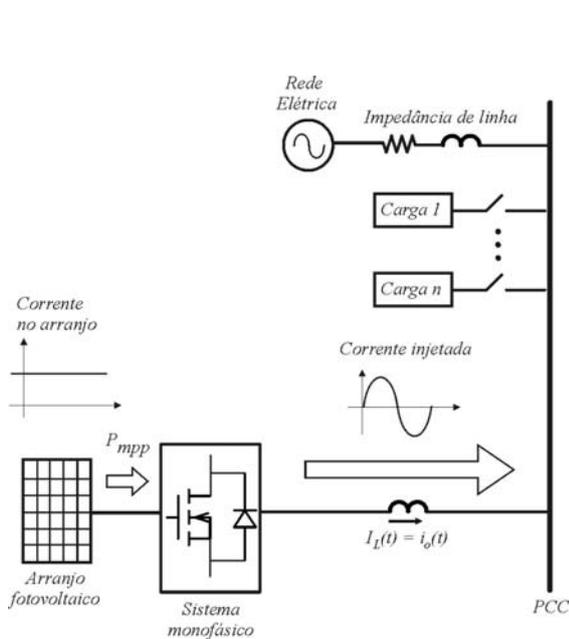


Fig. 4.10 – Sistema sem carga entre inversor e PCC.

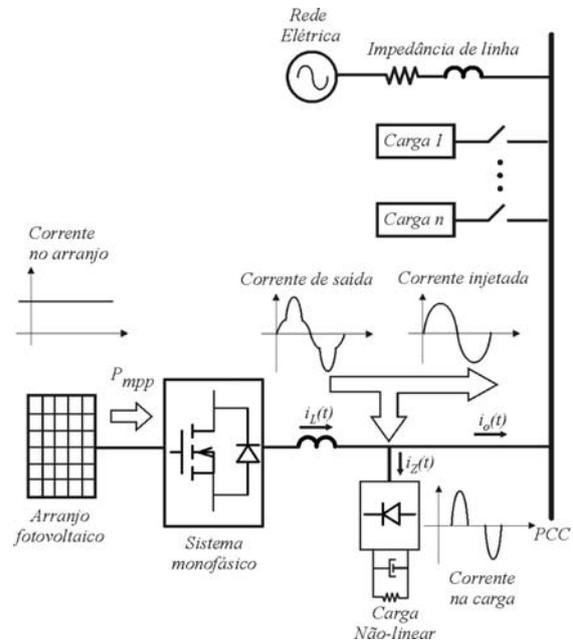


Fig. 4.11 – Sistema com carga entre inversor e PCC.

Redesenhando o diagrama simplificado do inversor, só que agora considerando a conexão de uma carga qualquer entre o sistema e a rede elétrica comercial, uma nova configuração, apresentada na Fig. 4.12, é obtida. Analisando a estrutura observa-se agora que, para esta configuração, o sentido do fluxo de energia na rede elétrica depende das condições de operação do sistema.

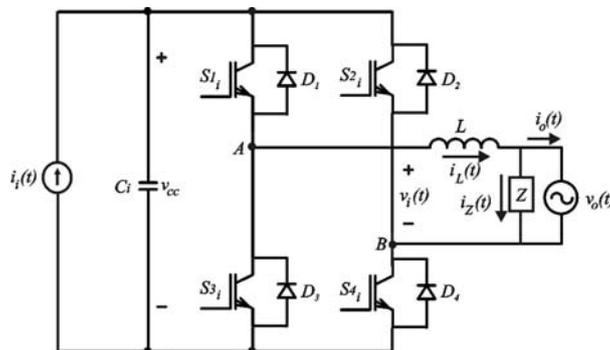


Fig. 4.12 – Diagrama simplificado do inversor com uma carga conectada entre o inversor e a rede.

No caso analisado anteriormente, ou seja, sem a conexão de carga antes do PCC, não há inversão do fluxo de energia na rede. Durante o dia, enquanto houver geração de energia por parte

dos painéis fotovoltaicos, esta será totalmente (caso ideal) injetada na rede. Por outro lado, durante a noite ou nos casos onde haja uma baixa incidência solar, o fluxo de energia é anulado, pois o sistema não é visto como uma carga pela rede.

Porém, para esta nova configuração, devido à presença da carga, o fluxo de energia só será no sentido sistema rede nos instantes que a geração solar fotovoltaica superar as necessidades da carga. Neste caso, o excedente de energia é injetado na rede na forma de uma corrente senoidal e 180° defasada da tensão. Quando o sistema passar a gerar menos energia que a carga necessita o fluxo de energia, na rede, inverte de sentido, para complementar as necessidades exigidas pela carga. Para este caso, mesmo com a inversão no sentido do fluxo de energia, a corrente que será drenada da rede terá que continuar sendo senoidal, porém em fase com a tensão. No caso mais crítico de geração solar fotovoltaica, ou seja, durante a noite ou nos casos onde haja uma baixa incidência solar, a rede suprirá totalmente a carga.

Esta nova configuração do sistema abre um precedente interessante para as possibilidades de operação do sistema fotovoltaico. Para que o conjunto carga e sistema fotovoltaico absorva da rede, após a inversão do sentido do fluxo de energia, uma corrente senoidal e em fase com a tensão, o sistema fotovoltaico terá que assumir uma nova função – a de filtro ativo. Os princípios básicos dos filtros ativos foram propostos na década de 70 [68-70], mas se popularizaram na década de 80 com o trabalho de Akagi e Nabae [71], no qual apresentaram uma nova teoria de potências real e imaginária baseada no domínio do tempo, permitindo a compensação em tempo real.

É notório que o objetivo do sistema continua sendo forçar a corrente na rede senoidal, porém, agora, as malhas de controle têm que continuar a desempenhar suas funções independentemente do sentido do fluxo de energia.

Observando a Fig. 4.12 e considerando que o sistema fotovoltaico esteja gerando mais energia do que a carga consome, conclui-se que, para este caso, a corrente no indutor equivale à soma da corrente na rede ($i_o(t)$) e da corrente da carga ($i_z(t)$) como em (4.38).

$$i_L(t) = i_o(t) + i_z(t) \quad (4.38)$$

Conseqüentemente, para controlar a corrente no indutor de saída do inversor, sem realizar muitas modificações na técnica de controle apresentada anteriormente e considerando agora a presença da carga, basta adicionar ao sinal de referência i_{ref} da malha de controle uma amostra da corrente na carga, como é ilustrado no diagrama de blocos da Fig. 4.13.

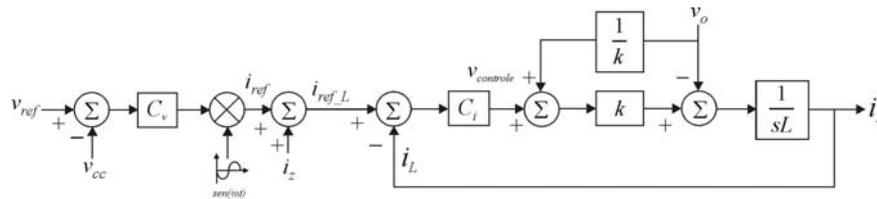


Fig. 4.13 – Diagrama de blocos do sistema de controle considerando a conexão de uma carga.

É fácil observar a funcionalidade do novo diagrama de controle. Quando não houver conexão de cargas, i_z será zero e, conseqüentemente, o diagrama volta a ser o diagrama apresentado na Fig. 4.9. Havendo uma conexão, o controlador C_v determina o quanto de potência é injetado ou drenado da rede, controlando assim o sentido do fluxo na rede. Quando o sistema gerar energia suficiente para injetar parte dela na rede, C_v defasa i_{ref} 180° da tensão da rede e, ajustando a amplitude de i_{ref} , controla o quanto de energia é injetado, mantendo assim o fluxo de energia no sentido sistema rede. Caso o sistema gere menos que o consumido pela carga, C_v põe i_{ref} em fase com a tensão da rede, e assim como no caso anterior, controla o quanto de potência é drenado da rede ajustando a amplitude do sinal de referência. Caso o sistema gere exatamente o que a carga consome, C_v zera o valor de i_{ref} fazendo o sinal de referência da corrente no indutor (i_{ref_L}) ser a própria corrente na carga.

Apesar da estratégia se apresentar bastante promissora, a mesma possui o inconveniente de ser necessário medir a corrente na carga, acarretando na adição de mais um sensor de corrente ao sistema. Além disso, para este tipo de configuração é necessário extrair-se a componente fundamental da corrente de carga para só depois obter-se a corrente de referência. Para tanto é necessário observar ao menos um período da rede, o que compromete o desempenho dinâmico do filtro ativo. Portanto, uma análise mais detalhada da estratégia de controle, de tal maneira a minimizar tais inconvenientes, torna-se imprescindível.

Analisando agora o controle da corrente diretamente na rede e não mais no indutor de saída do inversor, como é feito até então, é possível concluir que a corrente na rede equivale a diferença da corrente no indutor ($i_L(t)$) e da corrente da carga ($i_z(t)$) como em (4.39).

$$i_o(t) = i_L(t) - i_z(t) \tag{4.39}$$

Ilustrando um novo diagrama de blocos, de tal maneira a representar agora o controle da corrente diretamente na rede, obtém-se a Fig. 4.14. Analisando este novo diagrama observa-se que para gerar o sinal de referência da corrente na rede (i_{o_ref}) é necessário antes obter o sinal de referência da corrente no indutor (i_{L_ref}). Contudo, uma maneira de como obter i_{L_ref} já foi

apresentado no diagrama da Fig. 4.13. Portanto, agrupando os dois últimos diagramas em um único diagrama de blocos encontra-se a Fig. 4.15.

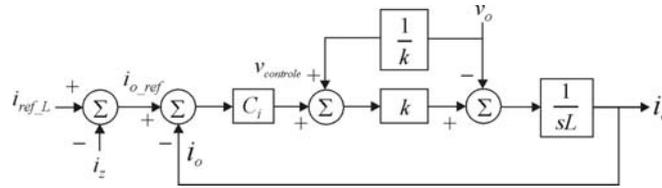


Fig. 4.14 – Diagrama de blocos do controle da corrente na rede.

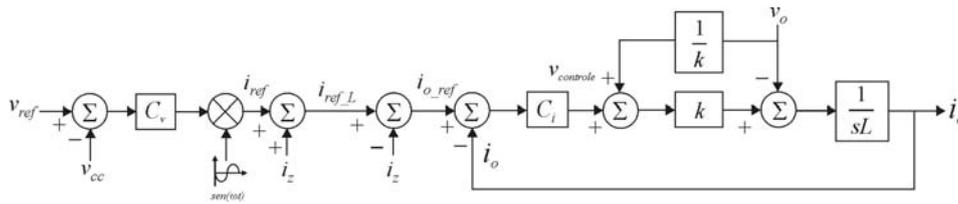


Fig. 4.15 – Diagrama de blocos unificado.

Todavia, a amostra da corrente na carga pode ser eliminada do diagrama anterior simplificando-o ainda mais como é ilustrado na Fig. 4.16.

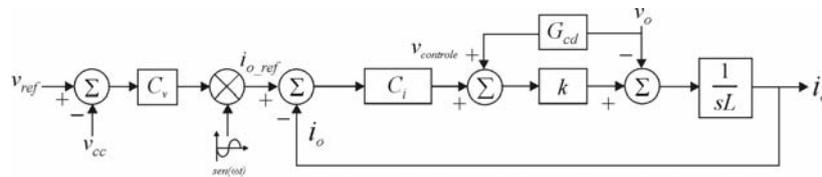


Fig. 4.16 – Diagrama de blocos simplificado do controle da corrente na rede.

Assim, amostrando a corrente diretamente na rede, ou seja, depois do ponto de conexão da carga, é possível controlá-la com apenas um sensor de corrente. A vantagem desta técnica é a sua simplicidade, pois neste caso não há mais a necessidade de se realizar cálculos na malha de controle para se determinar a corrente de saída do inversor ($i_L(t)$), uma vez que agora a mesma será gerada como consequência do controle da corrente na rede.

A Fig. 4.17 ilustra o diagrama completo do sistema contemplando, além das malhas de controle, os conversores CC-CC e CC-CA.

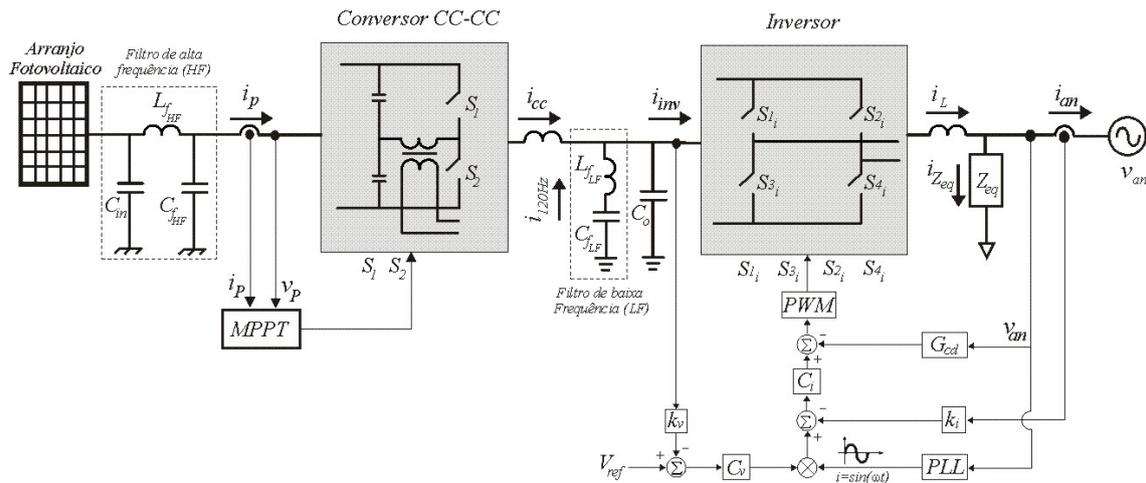


Fig. 4.17 – Modelo simplificado do sistema contemplando a malha de controle da corrente na rede.

4.4.3. COMPENSADOR DE CORRENTE

O compensador a ser utilizado na estratégia de controle da corrente de saída deve propiciar para função de transferência de laço aberto (FTLA) algumas características, tais como:

- Ganhos elevados para baixas frequências, para reduzir o erro estático a valores próximos de zero;
- Inclinação de -20dB/década na frequência de cruzamento da curva de ganho da FTLA, proporcionando ao sistema uma margem de fase adequada e, conseqüentemente, estabilidade;
- Filtragem de componentes de alta frequência presentes na corrente de entrada, evitando oscilações da mesma.

Os itens mencionados podem ser atendidos apenas com a utilização de um controle proporcional, tendo em vista que a função de transferência da planta $G(s)$ apresenta característica integradora (ganhos elevados para baixas frequências, inclinação de -20dB/década na curva de ganho e atenuação para altas frequências). Contudo, através de [67], que apresenta a análise entre o modelo aproximado e o modelo completo de $G(s)$ para um conversor do tipo Boost, nota-se que o ganho para baixas frequências é dependente da razão cíclica (ponto de operação), o que anula a característica integradora da planta.

Para garantir o ganho elevado para baixas frequências, o compensador deve apresentar um pólo na origem. Com a adição deste pólo, a curva de ganho do sistema em malha aberta apresentará uma inclinação de -40dB/década na frequência de cruzamento desejada, comprometendo a

estabilidade do sistema. Assim sendo, um zero deve ser adicionado ao compensador para garantir a inclinação de -20dB/década nesta frequência.

Segundo [67], um compensador Proporcional-Integral (1 pólo e 1 zero) atenderia aos atributos acima mencionados, com exceção de um item, o de filtragem das componentes de alta frequência provenientes da frequência de comutação. Assim sendo, optou-se por um compensador Proporcional-Integral com filtro (2 pólos e 1 zero), bastante utilizado na literatura e que atende a todos os itens citados.

Os critérios para alocação dos pólos e do zero são descritos abaixo [66] e [67].

- Frequência do zero: uma década abaixo da frequência de cruzamento;
- Frequência do segundo pólo: uma década acima da frequência de cruzamento;
- Frequência de cruzamento da FTLA: deve ser localizada num valor em torno de um quarto da frequência de comutação;
- Ganho do pólo na origem: o ganho do integrador deve ser ajustado para garantir o critério da frequência de cruzamento.

A função de transferência do regulador de corrente, $C_i(s)$, é dada por (4.40).

$$C_i(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} = k_i \cdot \frac{s + \omega_z}{s \cdot (s + \omega_p)} \quad (4.40)$$

Em (4.40), k_i define o ganho do compensador, ω_z define a frequência do zero, ω_{p2} define a frequência do segundo pólo e ω_{p1} o ganho do pólo na origem. Assim:

$$f_c = \frac{f_s}{4} \quad (4.41)$$

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{10} \quad (4.42)$$

$$\omega_{p2} = 10 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (4.43)$$

A Fig. 4.18 ilustra a o modelo elétrico do compensador de corrente.

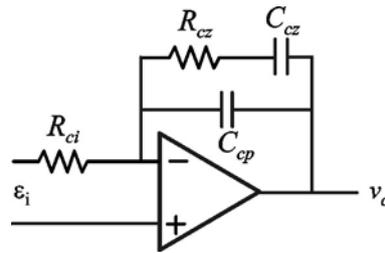


Fig. 4.18 – Modelo elétrico do compensador de corrente.

A Fig. 4.19 apresenta o diagrama assintótico do compensador de corrente.

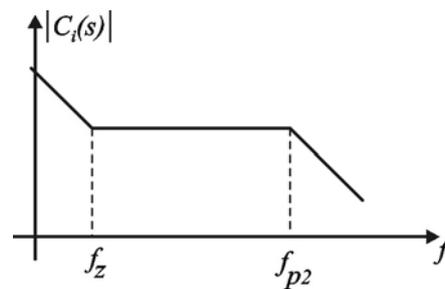


Fig. 4.19 – Diagrama assintótico do compensador de corrente.

Os elementos do compensador de corrente são determinados a partir das equações (4.44), (4.45) e (4.46).

$$\frac{1}{k_i} = C_{cp} \cdot R_{ci} \quad (4.44)$$

$$C_{cz} = C_{cp} \cdot \frac{f_p - f_z}{f_z} \quad (4.45)$$

$$R_{cz} = \frac{1}{C_{cz} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_z} \quad (4.46)$$

4.5. ANÁLISE DO CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO

Devido à característica da curva de potência instantânea observa-se uma inevitável ondulação na tensão de entrada do barramento CC, com frequência igual a duas vezes a frequência da rede elétrica CA, refletindo exatamente a ondulação na curva de potência instantânea, para tensão e corrente de saída senoidais e em fase.

Sendo assim, a malha de tensão tem que ser suficientemente lenta para evitar deformações na corrente de saída. Na verdade, a malha de tensão irá gerar um sinal de controle, que será multiplicado por um sinal senoidal, defasado 180° da tensão da rede, de tal maneira a gerar o sinal

de referência da corrente de saída do inversor. Em outras palavras, a malha de tensão controla a amplitude da corrente de saída, conseqüentemente, a potência de saída do sistema.

Para a correta escolha do melhor compensador a ser utilizado no sistema, é importante antes uma análise da estrutura para obtenção da função de transferência da malha de tensão.

A função de transferência que se procura relaciona a variação da tensão do barramento ($\Delta v_{cc}(s)$) com a variação da corrente de pico no indutor do filtro ($\Delta i_{oP}(s)$), conforme (4.47).

$$G_v(s) = \frac{\Delta v_{cc}(s)}{\Delta i_{oP}(s)} \quad (4.47)$$

A relação entre a ondulação da tensão e da corrente do barramento é dada por:

$$\Delta i_{cc}(t) = C \cdot \frac{d(\Delta v_{cc}(t))}{dt} \quad (4.48)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação anterior e fazendo uso de algumas manipulações matemáticas, encontra-se que a relação entre a variação da tensão e da corrente do barramento pode ser expressa como em (4.49):

$$\frac{\Delta v_{cc}(s)}{\Delta i_{cc}(s)} = \frac{1}{C \cdot s} \quad (4.49)$$

Considerando fator de potência unitário, a potência média de saída equivale a:

$$P_o = \frac{v_{oP} \cdot i_{oP}}{2} \quad (4.50)$$

A potência média de entrada é dada por:

$$P_i = v_{cc} \cdot i_{cc} \quad (4.51)$$

Onde v_{cc} e i_{cc} equivalem, respectivamente, a tensão média de entrada do inversor e a corrente média drenada pelo inversor.

Considerando um rendimento de 100%, tem-se $P_i = P_o$. Portanto:

$$i_{cc} = i_{oP} \cdot \frac{v_{oP}}{2 \cdot v_{cc}} \quad (4.52)$$

Considerando o valor de pico da tensão da rede (v_{oP}) e a tensão do barramento (v_{cc}) constantes, a equação (4.52) pode ser reescrita como:

$$\Delta i_{cc}(s) = \Delta i_{oP}(s) \cdot \frac{v_{oP}}{2 \cdot v_{cc}} \quad (4.53)$$

Portanto, substituindo (4.53) em (4.49) obtém-se a função de transferência desejada.

$$G_v(s) = \frac{\Delta v_{cc}(s)}{\Delta i_{oP}(s)} = \frac{1}{2 \cdot C \cdot s} \cdot \frac{v_{oP}}{v_{cc}} \quad (4.54)$$

4.5.1. COMPENSADOR DE TENSÃO

O compensador de tensão deve possuir os mesmos atributos abordados para o compensador de corrente citado anteriormente. Por estes motivos, o compensador de tensão deve apresentar um pólo na origem, elevando assim os ganhos de baixa frequência, e um zero, garantindo a inclinação de -20dB/década na frequência de cruzamento da curva de ganho da FTLA.

Portanto, será utilizado o compensador Proporcional-Integral apresentado na Fig. 4.20. A Fig. 4.21 apresenta o diagrama assintótico do compensador de tensão. A função de transferência do regulador de tensão é a mesma apresentada em (4.55) e repetida abaixo.

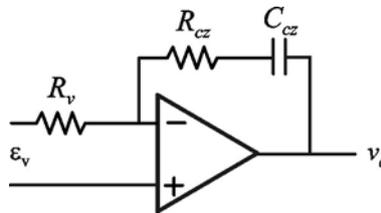


Fig. 4.20 – Modelo elétrico do compensador de tensão.

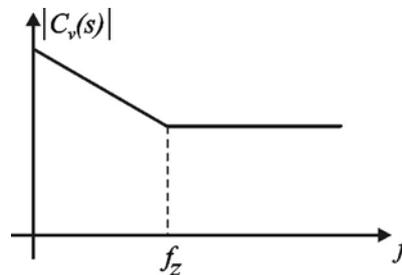


Fig. 4.21 – Diagrama assintótico do compensador de tensão.

$$C_v(s) = k_v \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s} \quad (4.55)$$

Os critérios para alocação dos pólos e do zero são os mesmos utilizados para o controlador de corrente, com a única diferença na escolha da frequência de cruzamento, que deve ser localizada num valor em torno de um décimo da frequência de ondulação da tensão de barramento.

Os elementos do compensador de corrente são determinados a partir das equações (4.56) e (4.57).

$$R_{cz} = k_v \cdot R_v \quad (4.56)$$

$$C_{cz} = \frac{1}{R_{cz} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_z} \quad (4.57)$$

4.6. ANÁLISE QUANTITATIVA DO INVERSOR

4.6.1. VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Admitindo que a tensão no barramento CC de entrada possua uma ondulação que pode ser desprezada, para efeito de análise, e, tendo em vista o fato da tensão de saída do conversor possuir um formato senoidal, a razão cíclica para uma frequência de comutação constante, varia como uma função senoidal durante meio ciclo da rede.

Para um período de comutação, a tensão média sobre o indutor (V_{Lmed}) é calculada utilizando as equações (4.12) e (4.15).

$$V_{Lmed}(t) = \frac{1}{T_S} \cdot \left\{ \left[\int_0^{D \cdot T_S} (v_{cc} - v_o(t)) \cdot dt \right] + \left[\int_0^{(1-D) \cdot T_S} (-v_o(t)) \cdot dt \right] \right\} \quad (4.58)$$

Como um período de comutação é muito menor que o período da tensão da rede, a tensão de saída pode ser considerada constante para um período de comutação. Assim, a equação (4.58) resulta em:

$$V_{Lmed}(t) = \frac{1}{T_S} \cdot [(v_{cc} - v_o) \cdot D \cdot T_S + (-v_o) \cdot (1-D) \cdot T_S] \quad (4.59)$$

$$V_{Lmed}(t) = D \cdot v_{cc} - D \cdot v_o + D \cdot v_o - v_o \quad (4.60)$$

$$V_{Lmed}(t) = D \cdot v_{cc} - v_o \quad (4.61)$$

Analisando a equação (4.61), só que agora para o período da tensão da rede, temos que o valor médio da tensão na indutância é zero. Além disso, tanto a tensão de saída quanto a razão cíclica são funções do tempo. Desta forma:

$$v_o(t) = D(t) \cdot v_{cc} \quad (4.62)$$

Como $v_o(t)$ equivale a:

$$v_o(\omega \cdot t) = v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.63)$$

Substituindo (4.63) em (4.62):

$$D(\omega \cdot t) = \frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{v_{cc}} \quad (4.64)$$

Fazendo um estudo de (4.64) encontra-se que o valor máximo da razão cíclica dos interruptores equivale a:

$$|D(\omega \cdot t)_{\max}| = \frac{V_{oP}}{V_{cc}} \quad (4.65)$$

Para:

$$\omega \cdot t = (2 \cdot n + 1) \cdot \frac{\pi}{2} \quad \therefore n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

E a mínima razão cíclica equivale a:

$$|D(\omega \cdot t)_{\min}| = 0 \quad (4.66)$$

Para:

$$\omega \cdot t = n \cdot \pi \quad \therefore n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

A Fig. 4.22 apresenta a variação da razão cíclica para um ciclo da rede.

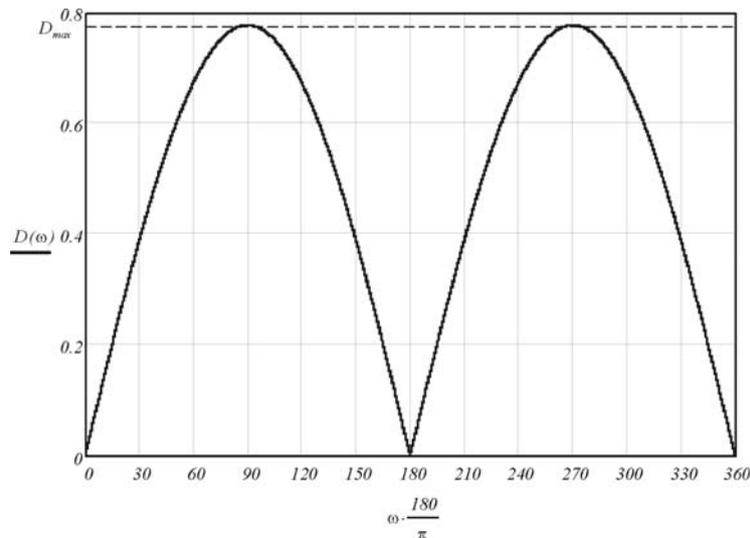


Fig. 4.22 – Variação da razão cíclica para um ciclo da rede.

4.6.2. ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE SAÍDA E DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA

Durante a etapa de armazenamento de energia no indutor de saída, quando dois interruptores diagonalmente dispostos encontram-se conduzindo, a tensão de alimentação do conversor é aplicada sobre a indutância e a corrente na mesma cresce. Admitindo que a frequência de comutação é muito superior à frequência da rede elétrica, o que de fato é verdade, pode-se considerar que a tensão de alimentação durante um período de comutação não varia.

Sendo assim, reescrevendo a equação (4.12) é possível encontrar a ondulação de corrente no indutor.

$$L \cdot \frac{\Delta i(\omega \cdot t)}{\Delta t} = v_{cc} - v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.67)$$

Porém, o intervalo de condução Δt em (4.67), relaciona-se com o período de comutação de acordo com (4.68), como segue:

$$\Delta t = D(\omega \cdot t) \cdot \frac{T_S}{2} \quad (4.68)$$

Onde T_S em (4.68) representa o período de comutação dos interruptores.

Substituindo (4.68) em (4.67) resulta em (4.69).

$$L \cdot \frac{\Delta i(\omega \cdot t)}{D(\omega \cdot t) \cdot \frac{T_S}{2}} = v_{cc} - v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.69)$$

Desenvolvendo matematicamente a equação anterior, têm-se:

$$L \cdot \Delta i(\omega \cdot t) = \frac{D(\omega \cdot t) \cdot v_{cc} - D(\omega \cdot t) \cdot v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{2 \cdot f_S} \quad (4.70)$$

$$\Delta i(\omega \cdot t) = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_S} \left[\left(\frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{v_{cc}} \right) \cdot v_{cc} - \left(\frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{v_{cc}} \right) \cdot v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \quad (4.71)$$

$$\Delta i(\omega \cdot t) = \frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{2 \cdot L \cdot f_S} \left(1 - \frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{v_{cc}} \right) \quad (4.72)$$

$$\Delta i(\omega \cdot t) = \frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{2 \cdot v_{cc} \cdot L \cdot f_S} \cdot [v_{cc} - v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \quad (4.73)$$

Definindo-se a variável β como a relação entre o valor de pico da tensão da rede e a tensão de entrada, obtém-se (4.74):

$$\beta = \frac{v_{oP}}{v_{cc}} \quad (4.74)$$

Substituindo (4.74) em (4.73) e desenvolvendo a equação obtém-se:

$$\Delta i(\omega \cdot t) = \frac{v_{cc}}{2 \cdot L \cdot f_S} \cdot [\beta \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \beta^2 \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)] \quad (4.75)$$

Seja a ondulação de corrente parametrizada de acordo com (4.76).

$$\overline{\Delta i(\omega \cdot t)} = \frac{2 \cdot L \cdot f_S}{v_{cc}} \cdot \Delta i(\omega \cdot t) \quad (4.76)$$

Substituindo (4.76) em (4.75), resulta em (4.77).

$$\overline{\Delta i(\omega \cdot t)} = \left[\beta \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \beta^2 \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \right] \quad (4.77)$$

A Fig. 4.23 ilustra o comportamento da ondulação da corrente de entrada parametrizada, para vários valores de β , durante meio ciclo da rede elétrica. A mínima ondulação de corrente é igual a zero e ocorre em $0, \pi$ e 2π . Contudo, de acordo com a Fig. 4.23, a máxima ondulação ocorre em $0,25$, porém, dependendo do valor de β , pode assumir pontos diferentes,

Portanto, a máxima ondulação da corrente no indutor equivale a:

$$\Delta i_{max} = \frac{v_{cc} \cdot \overline{\Delta i_{max}}}{2 \cdot L \cdot f_s} \quad (4.78)$$

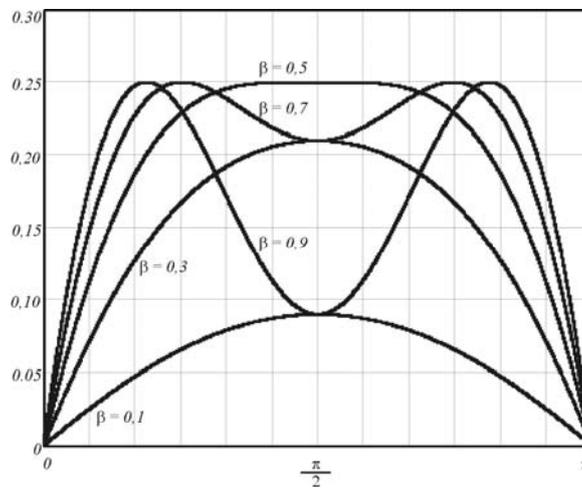


Fig. 4.23 – Ondulação da corrente de saída para vários valores de β .

Desta forma, o valor da indutância de saída do inversor para a máxima ondulação da corrente equivale a:

$$L = \frac{v_{cc} \cdot 0,25}{2 \cdot \Delta i_{max} \cdot f_s} \quad (4.79)$$

4.6.3. LIMITES DA TENSÃO DE ENTRADA

Para garantir a controlabilidade da corrente de saída do inversor é necessário antes garantir que a tensão de entrada do inversor esteja dentro de certos limites. Esses limites têm que ser respeitados, pois são eles que possibilitam a imposição das derivadas sobre o indutor.

De acordo com a expressão (4.36), a tensão de saída do inverso v_i equivale:

$$v_i = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + v_o(t) \quad (4.80)$$

Todavia, deseja-se impor uma corrente no indutor $i_L(t)$ que seja uma imagem da tensão da rede. Portanto, $i_L(t)$ equivale à equação (4.81), onde i_{LP} corresponde ao valor de pico da corrente.

$$i_L(t) = i_{LP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.81)$$

Logo, para uma corrente senoidal sobre o indutor é necessário uma tensão cossenoidal sobre o mesmo. Assim, a tensão resultante que deve se impor sobre o indutor é dada pela equação (4.82):

$$v_L(t) = L \cdot i_{LP} \cdot \frac{d(\text{sen}(\omega \cdot t))}{dt} = \omega \cdot L \cdot i_{LP} \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) \quad (4.82)$$

Substituindo (4.82) em (4.80), obtém-se a equação (4.83). A tensão de saída do inversor v_i representada graficamente pela Fig. 4.24 juntamente com a tensão no indutor v_L e a tensão na rede v_o .

$$v_i(t) = \omega \cdot L \cdot i_{LP} \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) + v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.83)$$

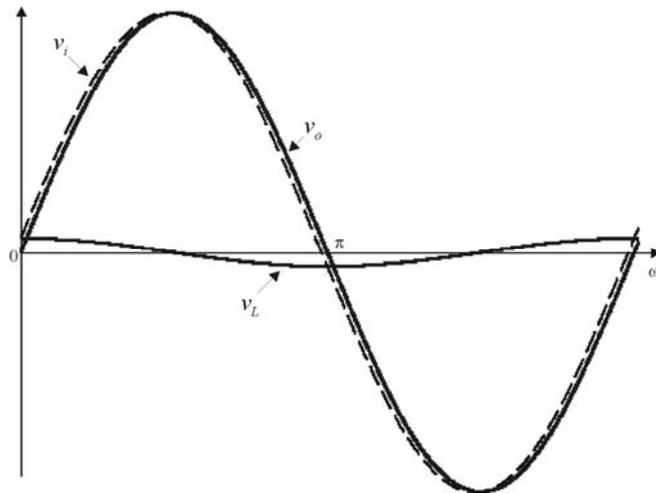


Fig. 4.24 – Representação gráfica da tensão de saída do inversor.

Observando a ilustração anterior, observa-se que a parcela cossenoidal é muito menor que a parcela senoidal. Contudo, a amplitude da mesma determina o fluxo de energia entre os dois sistemas, que corresponde à energia processada pelo inversor. Supondo fator de potência unitário, a potência média na saída do inversor pode ser definida como:

$$P_o = \frac{v_{oP} \cdot i_{LP}}{2} \quad (4.84)$$

Considerando um rendimento total η do inversor, tem-se que a potência média de saída equivale:

$$P_o = P_i \cdot \eta \quad (4.85)$$

Onde PI corresponde à potência média de entrada. Substituindo (4.84) em (4.85), obtém-se a corrente de saída em razão da tensão de pico da rede, do rendimento total e da potência média de entrada.

$$i_{LP} = \frac{2 \cdot P_I \cdot \eta}{v_{oP}} \quad (4.86)$$

Por fim, substituindo (4.86) em (4.83), encontra-se a expressão da tensão v_i .

$$v_i(t) = \omega \cdot L \cdot \frac{2 \cdot P_I \cdot \eta}{v_{oP}} \cdot \cos(\omega \cdot t) + v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.87)$$

Aplicando expansão trigonométrica à equação anterior, obtém-se:

$$v_i = v_{oP} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot P_I \cdot \eta \cdot L}{v_{oP}^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad (4.88)$$

Onde φ equivale:

$$\varphi = \text{arctg} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot P_I \cdot \eta \cdot L}{v_{oP}^2} \right) \quad (4.89)$$

Partindo da equação (4.10) tem-se que:

$$v_i = \frac{v_{\text{controle}}}{\hat{v}_{tri}} \cdot v_{cc} = D \cdot v_{cc} \quad (4.90)$$

Conseqüentemente, substituindo (4.90) em (4.88) resulta:

$$D = \frac{v_{oP}}{v_i} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot P_I \cdot \eta \cdot L}{v_{oP}^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad (4.91)$$

Como a razão cíclica D representa a parcela do período de comutação que o interruptor permanece conduzindo, seus limites são definidos por:

$$0 \leq D \leq 1 \quad (4.92)$$

Portanto:

$$0 \leq \frac{v_{oP}}{v_i} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot P_I \cdot \eta \cdot L}{v_{oP}^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \leq 1 \quad (4.93)$$

Na equação anterior, a relação entre v_{oP} e v_i é sempre positiva, portanto, fazendo um estudo para o limite inferior, o módulo do seno será positivo. Para o limite superior da equação tem-se:

$$v_i \geq v_{oP} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot P_I \cdot \eta \cdot L}{v_{oP}^2} \right)^2} \quad (4.94)$$

Assim, a tensão de entrada do inversor deve assumir valor superior ao valor de pico da tensão da rede mais uma parcela referente à potência processada. Como esta parcela apresenta geralmente valor reduzido, é comum estabelecer-se simplesmente que a tensão de entrada do inversor deve ser superior ao valor de pico da tensão da rede.

4.6.4. ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

Para esta análise será desprezada a ondulação em alta frequência presente na corrente de saída do inversor. Admitindo uma corrente de saída senoidal em fase com a tensão de saída, uma vez que o Inversor irá operar alimentando uma carga, a potência instantânea na saída é definida pela expressão (4.95).

$$P_o(\omega \cdot t) = v_o(\omega \cdot t) \cdot i_o(\omega \cdot t) \quad (4.95)$$

As expressões para a tensão e a corrente de saída em (4.95), são apresentadas em (4.96) e (4.97), respectivamente.

$$v_o(\omega \cdot t) = v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.96)$$

$$i_o(\omega \cdot t) = i_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.97)$$

Desta forma, tem-se em (4.98) a expressão para a potência instantânea de saída.

$$P_o(\omega \cdot t) = v_{oP} \cdot i_{oP} \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad (4.98)$$

A representação gráfica de (4.98) é mostrada na Fig. 4.25. Considerando para efeito de análise rendimento unitário, verifica-se que a potência instantânea entregue à carga varia ao longo de meio período da rede elétrica, sendo máxima no pico da tensão de entrada e mínima na passagem por zero. O valor médio desta potência instantânea é o valor da potência entregue à carga.

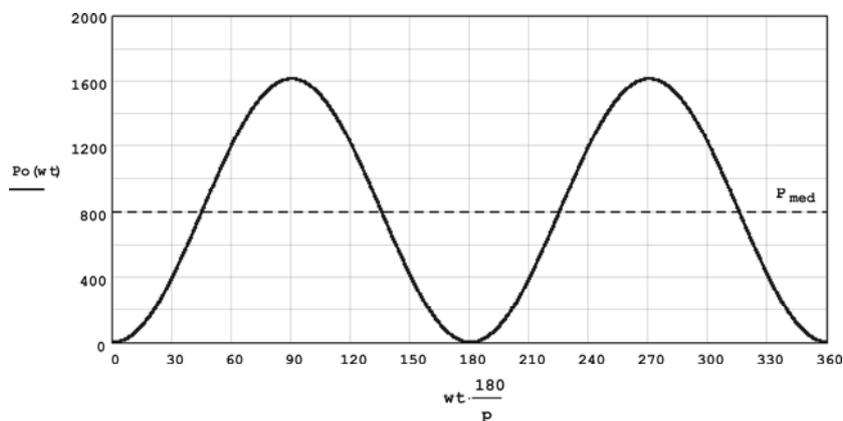


Fig. 4.25 – Potência instantânea de saída.

4.6.5. CONSEQUÊNCIAS DECORRENTES DA CONEXÃO DE CARGAS

Como foi apresentado anteriormente, o sistema permite, além da conexão com a rede elétrica comercial, a conexão de cargas. Do universo de cargas existentes, as cargas não lineares são as mais complicadas de serem tratadas, pois, além de exigirem grandes esforços da malha de controle, ainda podem provocar distorções harmônicas na corrente da rede.

As cargas não-lineares se caracterizam por exibir uma relação não-linear entre a tensão aplicada em seus terminais e a corrente por elas drenada. Entre as cargas não-lineares monofásicas conectadas na rede elétrica estão as cargas que empregam, como estágio de entrada, o retificador de onda completa com filtro capacitivo, as lâmpadas fluorescentes compactas, dentre outras.

Para efeito de análise, foi considerado o inversor alimentando uma carga constituída por um circuito retificador de onda completa com filtro capacitivo (Fig. 4.26) e, além disso, gerando energia suficiente para injetar parte dela na rede. Uma justificativa para a escolha deste tipo de carga seria sua vasta aplicação em sistemas de energia, haja vista que o retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo é o estágio de entrada de praticamente todos os equipamentos eletrônicos na atualidade.

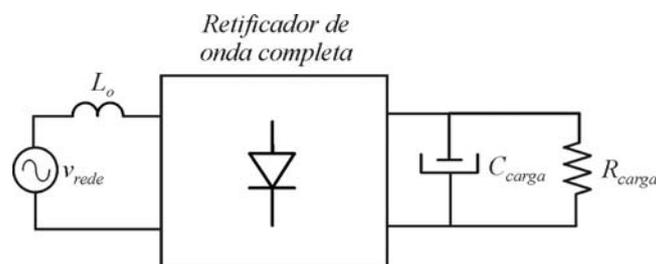


Fig. 4.26 – Carga constituída por um circuito retificador de onda completa com filtro capacitivo.

Os circuitos retificadores são responsáveis por transformar uma tensão senoidal de entrada em uma tensão contínua na saída. Dentre suas principais características estão o baixo fator de potência, em decorrência da corrente de entrada altamente distorcida, baixo custo, simples implementação e procedimento de projeto já bastante difundido.

A distorção gerada pelo retificador é tão grande que os valores das máximas derivadas de corrente na entrada do retificador devem ser conhecidos e utilizados no projeto do inversor, garantindo assim que todas as especificações sejam atendidas. Assim, um estudo mais aprofundado das correntes de carga e de saída do inversor torna-se imperativo.

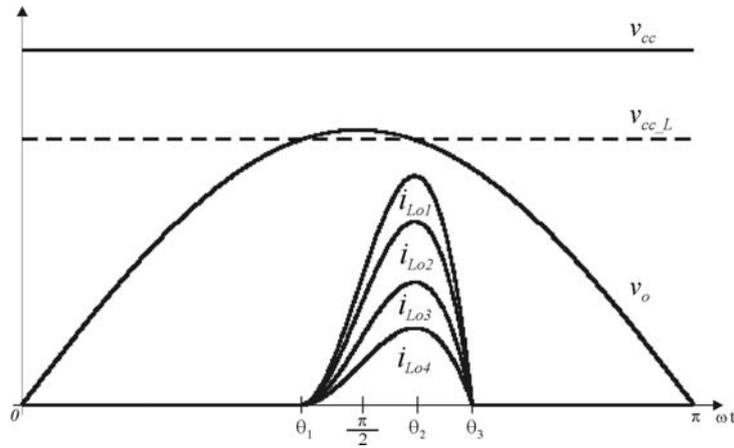


Fig. 4.27 – Tensão da rede (v_o), tensão CC na carga (v_{cc_L}), tensão de entrada do inversor (v_{cc}) e corrente na carga para diferentes valores de L_o .

A primeira medida a ser tomada será introduzir uma indutância (L_o) na entrada do retificador de onda completa. Esta indutância tem a função de limitar as derivadas de corrente na carga e com isso auxiliar na redução dos harmônicos na corrente. A Fig. 4.27 ilustra a corrente de carga para diferentes valores de indutância de carga ($L_{o4} > L_{o3} > L_{o2} > L_{o1}$), a tensão na rede (v_o), a tensão contínua na carga (v_{cc_L}) e a tensão de entrada do inversor (v_{cc}).

Como pode ser visto na figura anterior, a corrente na carga tem início no instante em que a tensão da rede se iguala à tensão na carga (θ_1), e seu valor será máximo quando a tensão da rede se igualar novamente à tensão na carga (θ_2). Então, para estes instantes tem-se:

$$\theta_1 = \arcsen\left(\frac{v_{cc_L}}{v_{oP}}\right) \tag{4.99}$$

$$\theta_2 = \pi - \theta_1 \tag{4.100}$$

A tensão sobre o indutor de carga L_o é obtido a partir da seguinte relação.

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - v_{cc_L} \tag{4.101}$$

Desenvolvendo matematicamente a equação anterior encontra-se a equação (4.102) que descreve a corrente na carga.

$$i_{L_o}(\omega \cdot t) = \frac{v_{oP} \cdot (\cos(\theta_1) - \cos(\omega \cdot t)) + v_{cc_L} \cdot (\theta_1 - \omega \cdot t)}{\omega \cdot L_o} \tag{4.102}$$

A corrente na carga será máxima quando ωt for igual a θ_2 . Portanto, substituindo (4.100) em (4.102) obtém-se o máximo valor da corrente i_{L_o} :

$$i_{L_o_max}(\theta_2) = \frac{v_{op} \cdot (2 \cdot \cos(\theta_1)) + v_{cc_L} \cdot (2 \cdot \theta_1 - \pi)}{\omega \cdot L_o} \quad (4.103)$$

Considerando a tensão de pico da rede v_{op} e a tensão contínua na carga v_{cc_L} constantes em regime permanente, tem-se que o valor máximo da corrente depende somente de L_o . A Fig. 4.27 ilustra a corrente $i_{L_o}(t)$, para mesma carga e condição de operação, porém para diversos valores de L_o .

Avaliando-se o comportamento das derivadas de corrente na carga, derivadas estas exigidas nos intervalos entre θ_1 e θ_2 e entre θ_2 e θ_3 , ou seja, durante os intervalos de subida (derivada positiva) e de descida (derivada negativa) da corrente, obtém-se que as máximas derivadas de corrente solicitadas pela carga não-linear, em módulo e nos intervalos já mencionados, equivalem respectivamente às equações (4.104) e (4.105).

$$\frac{di_{L_o}(\omega \cdot t)}{d(\omega \cdot t)} = \frac{v_{op} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - v_{cc_L}}{\omega \cdot L_o} \quad \theta_1 \leq \omega \cdot t \leq \theta_2 \quad (4.104)$$

$$\frac{di_{L_o}(\omega \cdot t)}{d(\omega \cdot t)} = \frac{v_{cc_L} - v_{op} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{\omega \cdot L_o} \quad \theta_2 \leq \omega \cdot t \leq \theta_3 \quad (4.105)$$

Analisando agora o comportamento das derivadas de corrente que podem ser fornecidas pelo inversor, ou seja, sobre o indutor L de saída do mesmo, obtém-se que as máximas derivadas de corrente fornecidas pelo inversor, em módulo e nos intervalos já mencionados equivalem respectivamente às equações (4.106) e (4.107).

$$\frac{di_L(\omega \cdot t)}{d(\omega \cdot t)} = \frac{v_{cc} - v_{op} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{\omega \cdot L} \quad \theta_1 \leq \omega \cdot t \leq \theta_2 \quad (4.106)$$

$$\frac{di_L(\omega \cdot t)}{d(\omega \cdot t)} = \frac{-v_{op} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{\omega \cdot L} \quad \theta_2 \leq \omega \cdot t \leq \theta_3 \quad (4.107)$$

O comportamento das máximas derivadas de corrente fornecidas pelo inversor e das máximas derivadas de correntes exigidas pela carga, para diferentes valores de indutância de carga ($L_{o3} > L_{o2} > L_{o1}$), é ilustrado na Fig. 4.28.

Analisando mais detalhadamente o gráfico observa-se que, mesmo o módulo da derivada negativa sendo maior que o módulo da derivada positiva, o inversor é mais exigido na hora de fornecer a derivada positiva da carga. Isto ocorre porque, de acordo com a equação (4.107), no instante que o inversor é exigido a fornecer a derivada negativa o mesmo comuta os interruptores de tal maneira a conectar o indutor de saída diretamente na rede. Ou seja, neste momento o indutor fica totalmente submetido à tensão da rede. Contudo, no instante de fornecer a deriva positiva, o

inversor aplica a diferença instantânea entre a tensão de entrada do inversor e a tensão da rede. Além disso, a máxima derivada positiva exigida pela carga ocorre exatamente em $\omega t_{max} = \pi/2$, que coincide exatamente com o valor de pico da tensão da rede e, conseqüentemente, com o menor valor da diferença entre a tensão de entrada do inversor e a tensão da rede.

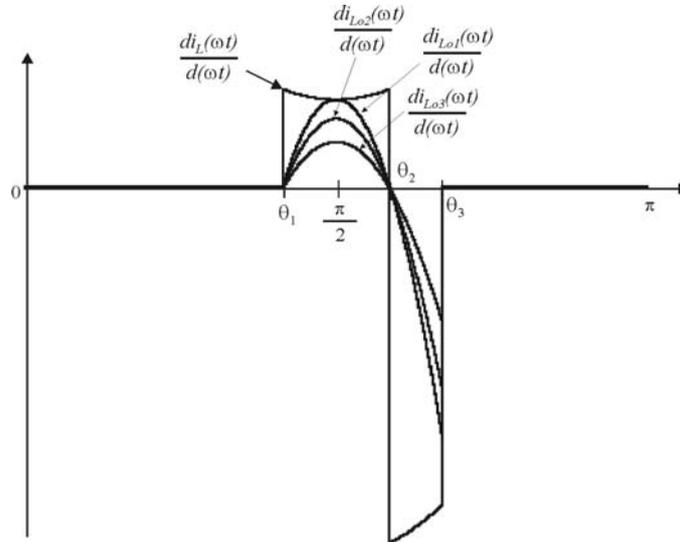


Fig. 4.28 – Derivadas de corrente no inversor e na carga.

Substituindo ωt_{max} nas equações (4.104) e (4.106) obtém-se:

$$\frac{di_{Lo}(\omega \cdot t_{max})}{d(\omega \cdot t_{max})} = \frac{v_{oP} - v_{cc-L}}{\omega \cdot L_o} \tag{4.108}$$

$$\frac{di_L(\omega \cdot t_{max})}{d(\omega \cdot t_{max})} = \frac{v_{cc} - v_{oP}}{\omega \cdot L} \tag{4.109}$$

Para evitar distorções na corrente da rede, a derivada da corrente de saída do inversor tem que ser maior que a derivada de corrente da carga. Portanto, a partir desta condição, encontra-se a seguinte relação:

$$\frac{L_o}{L} > \frac{v_{oP} - v_{cc-L}}{v_{cc} - v_{oP}} \tag{4.110}$$

Contudo, mesmo com esta condição sendo satisfeita, a corrente na rede (i_o) ainda sofrerá uma pequena distorção. Essa distorção ocorre exatamente em θ_3 , onde há uma descontinuidade na derivada da corrente de carga. Devido a esta descontinuidade, o inversor não é capaz de responder a tamanho esforço, tendo como conseqüência o aparecimento da distorção. A Fig. 4.29 ilustra a corrente de saída do inversor (i_L), a corrente na carga (i_{Lo}) e a corrente na rede (i_o) com o inversor

gerando energia suficiente para alimentar a carga e injetar o excedente na rede. A Fig. 4.30 apresenta a corrente na rede destacando a deformação da corrente em θ_3 .

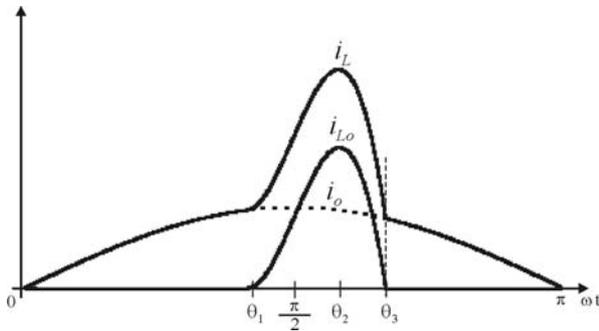


Fig. 4.29 – Corrente de saída do inversor (i_L), corrente na carga (i_{Lo}) e corrente na rede (i_o).

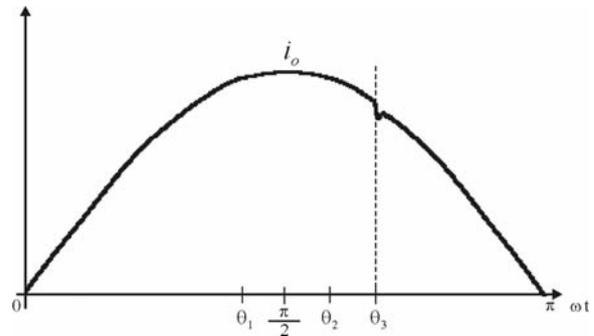


Fig. 4.30 – Destaque da corrente na rede.

É importante ressaltar que as distorções estão diretamente ligadas ao fator de crista da corrente de carga. Ou seja, quanto maior o fator de crista, maior será a distorção. Por definição, o termo fator de crista equivale à relação entre a corrente de pico e a corrente eficaz e é apresentado na equação (4.111). Para cargas lineares o fator de crista equivale a 1,42. Porém, para cargas não-lineares esse fator é bem maior podendo chegar a 3,0. Sendo assim, é importante calcular o valor de L_o em função deste parâmetro. Substituindo (4.111) em (4.103) obtém-se a equação (4.112).

$$f_{cr} = \frac{i_{Lo-max}}{i_{rms}} \tag{4.111}$$

$$L_o = \frac{v_{oP} \cdot (2 \cdot \cos(\theta_1)) + v_{cc-L} \cdot (2 \cdot \theta_1 - \pi)}{\omega \cdot f_{cr} \cdot i_{rms}} \tag{4.112}$$

4.6.6. ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES

No inversor os diodos conduzem de modo complementar aos interruptores controlados. Assim haverá uma corrente média circulando pelos diodos e cada período de comutação definido como:

$$i_{Di}(\omega \cdot t) = (1 - D(\omega \cdot t)) \cdot i_o(\omega \cdot t) \tag{4.113}$$

Substituindo (4.64) e (4.97) em (4.113), obtém-se (4.114).

$$i_{Di}(\omega \cdot t) = \left(1 - \frac{v_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{v_{cc}} \right) \cdot i_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \tag{4.114}$$

Desenvolvendo a equação anterior encontra-se (4.115).

$$i_{D_i}(\omega \cdot t) = i_{oP} \cdot (\text{sen}(\omega \cdot t) - \beta \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)) \quad (4.115)$$

A equação (4.115) representa a corrente média, na frequência de comutação, nos diodos. Aplicando a mesma metodologia para o interruptor obtém-se:

$$i_{S_i}(\omega \cdot t) = D(\omega \cdot t) \cdot i_o(\omega \cdot t) \quad (4.116)$$

Novamente substituindo (4.64) e (4.97) em (4.116), obtém-se (4.117).

$$i_{S_i}(\omega \cdot t) = i_{oP} \cdot \beta \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad (4.117)$$

A equação anterior representa a corrente média, na frequência de comutação, nos interruptores. Assim a corrente média nos interruptores para um período da rede é definida por:

$$i_{S_i,med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \int_0^{\pi} i_{oP} \cdot [\beta \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)] \cdot d(\omega \cdot t) \right\} \quad (4.118)$$

$$i_{S_i,med} = \frac{i_{oP}}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \frac{\beta}{2} [(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega \cdot t)] \Big|_0^{\pi} \right\} \quad (4.119)$$

$$i_{S_i,med} = \frac{\beta \cdot i_{oP}}{8} \quad (4.120)$$

A corrente média no diodo para um período da tensão da rede é definida por:

$$i_{D_i,med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{oP} \cdot (\text{sen}(\omega \cdot t) - \beta \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (4.121)$$

$$i_{D_i,med} = \frac{i_{oP}}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ -\cos(\omega \cdot t) \Big|_0^{\pi} - \frac{\beta}{2} [(\omega \cdot t) - \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega \cdot t)] \Big|_0^{\pi} \right\} \quad (4.122)$$

$$i_{D_i,med} = \frac{i_{oP}}{\pi} - \frac{\beta \cdot i_{oP}}{8} \quad (4.123)$$

De maneira similar é possível encontrar a corrente eficaz nos interruptores. Para um período de comutação a corrente eficaz no interruptor é representada pela equação (4.124).

$$i_{S_i,ef} = i_o(\omega \cdot t) \cdot \sqrt{D(\omega \cdot t)} \quad (4.124)$$

Substituindo (4.64) e (4.97) na equação (4.124), a corrente eficaz nos interruptores é calculada como segue:

$$i_{S_i,ef} = \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \int_0^{\pi} (i_{oP} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t))^2 \cdot (\beta \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \cdot d(\omega \cdot t) \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.125)$$

$$i_{s,ef} = i_{oP} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \beta}{3 \cdot \pi}} \quad (4.126)$$

4.7. ESTUDO DAS PERDAS NOS SEMICONDUTORES

Para um inversor monofásico em ponte completa com saída senoidal, operando com modulação senoidal três níveis, as perdas totais nos semicondutores do estágio de potência de podem ser calculadas multiplicando-se por quatro as perdas em cada semicondutor. Consequentemente:

$$P_T = 4 \cdot P_{IGBT} + 4 \cdot P_{Diodo} \quad (4.127)$$

Contudo, as perdas nos semicondutores são divididas em perdas por condução e perdas por comutação, sendo esta última, subdividida em perda por comutação durante a entrada em condução e perda por comutação durante o bloqueio. Desta forma, (4.127) pode ser reescrita como:

$$P_T = 4 \cdot (P_{condIGBT} + P_{IGBT_on} + P_{IGBT_off}) + 4 \cdot (P_{condDiodo} + P_{Diodo_off}) \quad (4.128)$$

Cada termo da equação anterior será analisado a seguir.

4.7.1. PERDAS POR CONDUÇÃO NO IGBT

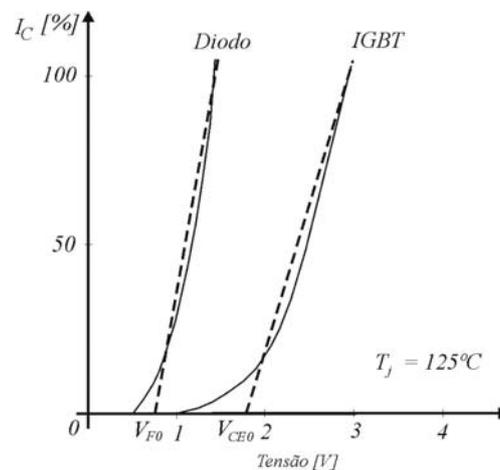


Fig. 4.31 – Característica tensão-corrente do IGBT em estado de condução.

A característica tensão-corrente do IGBT em estado de condução é uma curva exponencial como é mostrada na Fig. 4.31. O valor de V_{CE0} (valor de limiar da tensão de saturação coletor-emissor) é aproximadamente 1V e o valor de V_{CEN} (valor da tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal) pode ser obtido do catálogo. Contudo, todos os dados devem ser tomados em $T_J =$

125°C, pois, os erros destes dados são muito menores para $T_J \geq 100^\circ\text{C}$ em relação aos indicados para $T_J = 25^\circ\text{C}$.

Para simplificar a análise, a curva é aproximada por uma linha reta [72], o qual inicia no valor da tensão de limiar V_{CEO} .

$$v_{CE} = \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot i_C(\theta) + V_{CEO} \quad (4.129)$$

Considerando o sistema operando em regime permanente, a tensão – que corresponde à própria tensão da rede elétrica – e a corrente de saída do inversor podem ser expressas por:

$$v_o(\theta) = v_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (4.130)$$

$$i_o(\theta) = i_{oP} \text{sen}(\theta) \quad (4.131)$$

A expressão (4.132) descreve a energia média no IGBT para um período de comutação.

$$E_{condIGBT} = v_{ce}(\theta) \cdot i_C(\theta) \cdot (1 + D(\theta)) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4.132)$$

Substituindo (4.64), (4.129) e (4.131) em (4.132) obtém-se:

$$E_{condIGBT} = \left(\frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) + V_{CEO} \right) \cdot i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \left(1 + \frac{v_{oP}}{v_{cc}} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4.133)$$

Portanto, a potência instantânea no IGBT, para um período de comutação no interruptor, equivale a variação da energia média $E_{condIGBT}$ no tempo.

$$P_{condIGBT_HF} = \frac{dE_{condIGBT}}{dt} \quad (4.134)$$

Expandindo o mesmo raciocínio para um período da rede elétrica, e considerando a frequência de comutação bem superior à frequência da rede ($f_s \gg f_r$), conclui-se que, para essas condições, $dE_{condIGBT} = E_{condIGBT}$ e $dt = T_s$. Assim, a potência média no IGBT equivale:

$$P_{condIGBT} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi P_{condIGBT_HF}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{E_{condIGBT}}{T_s} \cdot d\theta \quad (4.135)$$

Resolvendo a equação anterior:

$$P_{condIGBT} = \left(\frac{1}{8} + \frac{\beta}{3\pi} \right) \cdot \frac{V_{CEN} - V_{CEO}}{I_{CN}} \cdot i_{oP}^2 + \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\beta}{8} \right) \cdot V_{CEO} \cdot i_{oP} \quad (4.136)$$

Onde β refere-se ao índice de modulação definido pela equação (4.74).

4.7.2. PERDAS POR CONDUÇÃO NO DIODO

Da mesma forma que no caso do interruptor, é possível determinar as perdas por condução no diodo empregando a mesma metodologia.

A expressão (4.137) descreve a energia media no diodo para um período de comutação.

$$E_{condDiodo} = v_{ce}(\theta) \cdot i_c(\theta) \cdot (1 - D(\theta)) \cdot \frac{T_s}{2} \tag{4.137}$$

Logo a potência instantânea para um período de comutação será:

$$P_{condDiodo_HF} = \frac{dE_{condDiodo}}{dt} \tag{4.138}$$

Para um período da rede elétrica, a potência média no diodo equivale:

$$P_{condDiodo} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi P_{condDiodo_HF}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{E_{condDiodo}}{T_s} \cdot d\theta \tag{4.139}$$

Resolvendo a equação anterior:

$$P_{condDiodo} = \left(\frac{1}{8} - \frac{\beta}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot i_{oP}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{\beta}{8} \right) \cdot V_{FO} \cdot i_{oP} \tag{4.140}$$

4.7.3. PERDAS POR COMUTAÇÃO NO IGBT

A perda por comutação durante a entrada em condução do IGBT ocorre pela presença simultânea da corrente de coletor e tensão coletor-emissor. A Fig. 4.32 ilustra as típicas formas de onda da tensão e da corrente relacionadas à comutação no IGBT.

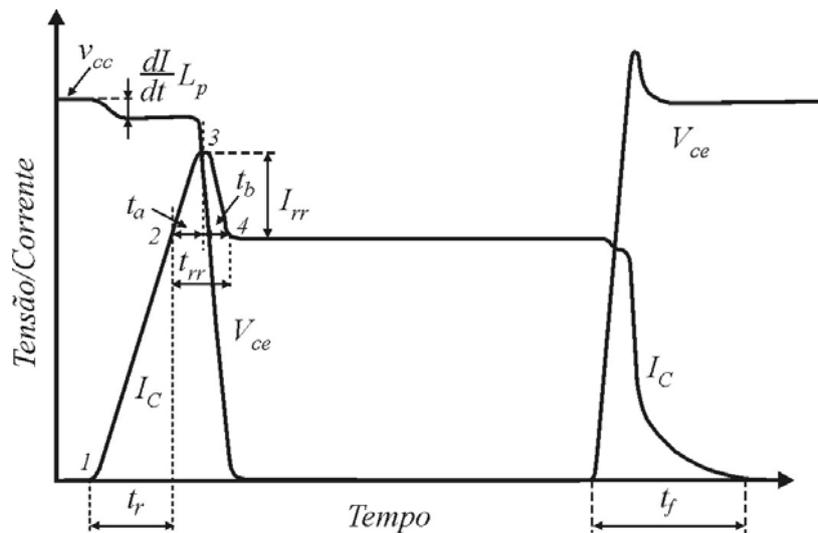


Fig. 4.32 – Típicas formas de onda relacionadas à comutação no IGBT.

4.7.3.1. PERDAS DURANTE A ENTRADA EM CONDUÇÃO

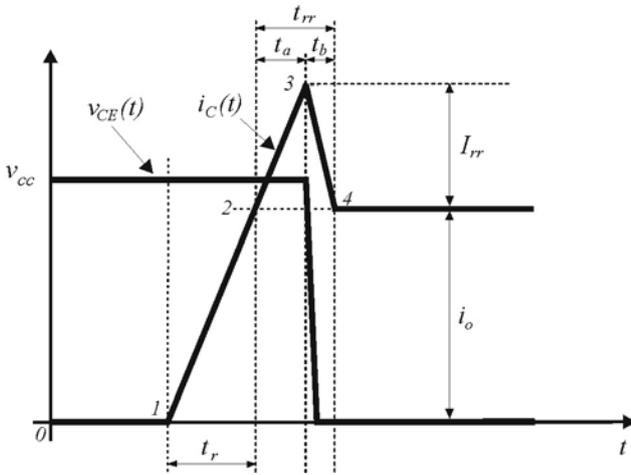


Fig. 4.33 – Detalhe da entrada em condução do IGBT.

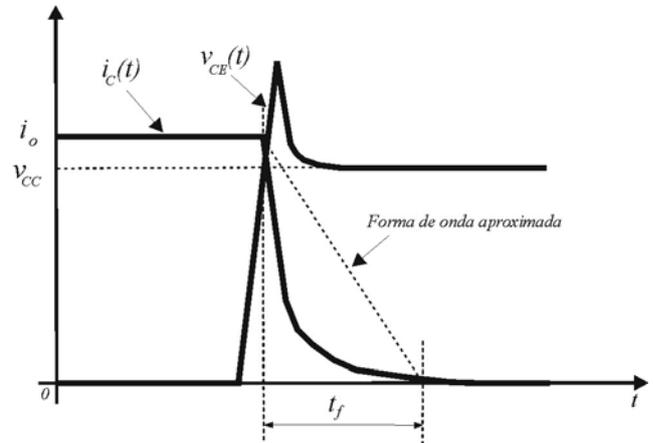


Fig. 4.34 – Detalhe do bloqueio do IGBT.

Para carga indutiva a operação de comutação durante a entrada em condução ocorre sobretensão constante de barramento v_{cc} como é mostrada mais detalhadamente na Fig. 4.33. Para simplificar a análise neste caso não é considerado o tempo de descida da tensão. Portanto, a energia média total durante a entrada em condução do IGBT é igual à soma das perdas durante o intervalo de tempo t_r e durante o intervalo t_a e é dada pela seguinte expressão:

$$E_{IGBT_on_HF} = E_{1-2} + E_{2-3} \tag{4.141}$$

A perda de energia para o tempo t_r equivale:

$$E_{1-2} = \int_0^{t_r} v_{cc} \cdot \frac{i_C}{t_r} \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot v_{cc} \cdot i_C \cdot t_r \tag{4.142}$$

Onde t_r é expresso pela equação (4.143).

$$t_r = t_{rN} \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \tag{4.143}$$

Substituindo (4.131) e (4.143) em (4.142) resulta na perda de energia referente ao intervalo de tempo t_r .

$$E_{1-2} = \frac{1}{2} \cdot v_{cc} \cdot t_{rN} \cdot \frac{i_{oP}^2 \cdot \text{sen}^2(\theta)}{I_{CN}} \tag{4.144}$$

Para o intervalo de tempo t_a , a perda de energia equivale:

$$E_{2-3} = \int_0^{t_a} \left(i_C + \frac{I_{rr}}{t_a} \cdot t \right) \cdot v_{cc} \cdot dt = v_{cc} \cdot t_a \cdot \left(i_C + \frac{1}{2} \cdot I_{rr} \right) \tag{4.145}$$

Onde t_a é aproximadamente igual à equação (4.146).

$$t_a \cong \frac{2}{3} \cdot t_{rr} \quad (4.146)$$

Na equação anterior, t_{rr} representa o tempo de recuperação reversa do diodo em função do tempo de recuperação especificado no catálogo e é aproximadamente igual a:

$$t_{rr} \cong \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \right) \cdot t_{rrN} \quad (4.147)$$

Segundo [73] define-se a corrente I_{rr} como sendo:

$$I_{rr} \cong \left(0,7 + 0,3 \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \right) I_{rrN} \quad (4.148)$$

Substituindo (4.131), (4.146), (4.147) e (4.148) em (4.145) encontra-se a perda de energia referente ao intervalo de tempo t_a .

$$E_{2-3} = \left[\begin{aligned} & \frac{2}{3} \cdot v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{CN}} \right) \cdot \\ & \cdot \left(0,35 \cdot I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{CN}} \cdot I_{rrN} + i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \end{aligned} \right] \quad (4.149)$$

Portanto, a perda de energia total, para um período de comutação, é dada por:

$$E_{IGBT_on_HF} = \frac{1}{2} \cdot v_{cc} \cdot t_{rN} \cdot \frac{i_{oP}^2 \cdot \text{sen}^2(\theta)}{I_{CN}} + \left[\begin{aligned} & \frac{2}{3} \cdot v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{CN}} \right) \cdot \\ & + \left(0,35 \cdot I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{CN}} \cdot I_{rrN} + i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \end{aligned} \right] \quad (4.150)$$

Portanto, para um período de comutação no interruptor, a potência instantânea no IGBT, durante a entrada em condução do interruptor equivale:

$$P_{IGBT_on_HF} = \frac{dE_{IGBT_on_HF}}{dt} \quad (4.151)$$

Portanto, para um período da rede elétrica, a potência média no IGBT, durante a entrada em condução, pode ser obtida integrando-se a equação (4.151) como na equação (4.152).

$$\begin{aligned}
P_{IGBT_on} = & \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\frac{f_s}{2} \cdot v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot \frac{i_{oP}^2 \cdot \text{sen}^2(\theta)}{I_{CN}} \right] \cdot d\theta + \\
& + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} f_s \cdot \left[\frac{2}{3} \cdot v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{CN}} \right) \cdot \right. \\
& \left. \cdot \left(0,35 \cdot I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{CN}} \cdot I_{rrN} + i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \right] \cdot d\theta
\end{aligned} \quad (4.152)$$

Resolvendo (4.152):

$$\begin{aligned}
P_{IGBT_on} = & \left[\frac{1}{8} \cdot v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot f_s \cdot \frac{i_{oP}^2}{I_{CN}} + \right. \\
& + \frac{2}{3} \cdot v_{cc} \cdot f_s \cdot \left[\left(0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{i_{oP}}{I_{CN}} + 0,015 \cdot \left(\frac{i_{oP}}{I_{CN}} \right)^2 \right) \cdot Q_{rrN} \right] + \\
& \left. + \frac{2}{3} \cdot v_{cc} \cdot f_s \cdot \left[\left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{i_{oP}}{I_{CN}} \right) \cdot i_{oP} \cdot t_{rrN} \right] \right]
\end{aligned} \quad (4.153)$$

4.7.3.2. PERDAS DURANTE O BLOQUEIO

A Fig. 4.34 apresenta as formas de onda da tensão e corrente, respectivamente, durante o bloqueio do interruptor.

O tempo de descida da corrente t_f aumenta significativamente, devido ao incremento da corrente de cauda, com o aumento da temperatura de junção. Normalmente, esse aumento gira em torno de 40% quando a corrente de coletor varia de 20 a 100% de seu valor nominal. Isto pode ser aproximado com uma função linear da seguinte maneira

$$t_f \cong \left(\frac{2}{3} + \frac{1}{3} \cdot \frac{i_C}{I_{CN}} \right) \cdot t_{fN} \quad (4.154)$$

A perda de energia durante o bloqueio é igual a:

$$E_{IGBT_off_HF} = \int_0^{t_f} v_{cc} \cdot \left(i_C - \frac{i_C}{t_f} \cdot t \right) \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot v_{cc} \cdot i_C \cdot t_f \quad (4.155)$$

Logo, substituindo as equações (4.131) e (4.154) em (4.155), tem-se:

$$E_{IGBT_off_HF} = v_{cc} \cdot i_{oP} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \text{sen}(\theta) + \frac{1}{6} \cdot \text{sen}^2(\theta) \cdot \frac{i_{oP}}{I_{CN}} \right) \cdot t_{fN} \quad (4.156)$$

A potência instantânea no IGBT, durante o bloqueio do interruptor, equivale:

$$P_{IGBT_off_HF} = \frac{dE_{IGBT_off_HF}}{dt} \quad (4.157)$$

Para um período da rede elétrica, e considerando $f_s \gg f_r$, conclui-se que a potência média no IGBT, durante o bloqueio, pode ser obtida integrando-se a equação (4.157).

$$P_{IGBT_off} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi \frac{E_{IGBT_off_HF}}{T_s} \cdot d\theta = v_{cc} \cdot i_{oP} \cdot t_{fN} \cdot f_s \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{i_{oP}}{I_{CN}} \right) \quad (4.158)$$

4.7.4. PERDAS POR COMUTAÇÃO NO DIODO

As perdas por comutação do diodo ocorrem somente durante o bloqueio por causa da recuperação reversa. Observando a Fig. 4.33, as perdas por comutação no diodo ocorrem durante o intervalo de tempo t_{rr} . No instante 2, a corrente no IGBT ultrapassa o valor da corrente de carga e continua crescendo até o instante 3. Esse crescimento na corrente ocorre devido as cargas armazenadas no diodo em antiparalelo. Em 3, as cargas armazenadas desaparecem por recombinação e a tensão de coletor começa a decrescer. Em 4, a corrente de recuperação se anula.

Portanto as perdas por comutação no diodo equivalem às perdas no intervalo t_a (2-3) mais às perdas no intervalo t_b (3-4).

$$E_{Diodo_off} = E_{2-3} + E_{3-4} \quad (4.159)$$

A energia durante o intervalo t_a foi calculada nos itens anteriores e apresentada na equação (4.149).

Para o intervalo de tempo t_b , a perda de energia equivale:

$$E_{3-4} = \int_0^{t_b} \left[(i_o + I_{rr}) - \frac{I_{rr}}{t_b} \cdot t \right] \cdot v_{cc} \cdot dt = v_{cc} \cdot t_b \cdot \left(i_C + \frac{1}{2} \cdot I_{rr} \right) \quad (4.160)$$

O intervalo de tempo t_b pode ser aproximado por:

$$t_b \cong \frac{1}{3} \cdot t_{rr} \quad (4.161)$$

Onde t_{rr} é igual à equação (4.147).

Substituindo (4.131), (4.147), (4.148) e (4.161) em (4.160) encontra-se a perda de energia referente ao intervalo de tempo t_b .

$$E_{3-4} = \left[\begin{array}{l} \frac{1}{3} \cdot v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{FN}} \right) \cdot \\ \cdot \left(0,35 \cdot I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{FN}} \cdot I_{rrN} + i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \end{array} \right] \quad (4.162)$$

Portanto,

$$E_{Diodo_off} = \left[\begin{array}{l} v_{cc} \cdot t_{rrN} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{FN}} \right) \cdot \\ \cdot \left(0,35 \cdot I_{rrN} + 0,15 \cdot \frac{i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta)}{I_{FN}} \cdot I_{rrN} + i_{oP} \cdot \text{sen}(\theta) \right) \end{array} \right] \quad (4.163)$$

A perda média de energia em um período da forma de onda senoidal é igual a:

$$P_{Diodo_off} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \frac{E_{Diodo_off}}{T_s} \cdot d\theta \quad (4.164)$$

Resolvendo a equação (4.164):

$$P_{Diodo_off} = v_{cc} \cdot f_s \cdot \left[\begin{array}{l} \left(0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{i_{oP}}{I_{FN}} + 0,015 \cdot \left(\frac{i_{oP}}{I_{FN}} \right)^2 \right) \cdot Q_{rrN} + \\ + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{i_{oP}}{I_{FN}} \right) \cdot i_{oP} \cdot t_{rrN} \end{array} \right] \quad (4.165)$$

Desta forma, todos os termos necessários para o cálculo das perdas nos semicondutores foram determinados.

4.8. PROJETO DO INVERSOR

A seguir será apresentado o projeto do inversor Ponte Completa, com base nas equações apresentadas nas seções anteriores, para as potências de 475W e 950W.

4.8.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO PARA 475 E 950W

Todas as especificações de projeto são apresentadas na tabela abaixo.

Tabela 4.1 - Especificações de projeto.

Potência de entrada	$P_{in} = 475W$	$P_{in} = 950W$
Rendimento esperado	91%	91%
Potência de saída	$P_o = 432W$	$P_o = 864.5W$
Tensão de entrada	$v_{cc} = 400V$	$v_{cc} = 400V$
Máxima variação da tensão de entrada	$\Delta v_{cc} = 2\%$	$\Delta v_{cc} = 2\%$
Tensão de saída (RMS)	$v_o = 220V$	$v_o = 220V$
Tensão de pico de saída	$v_{oP} = 311V$	$v_{oP} = 311V$
Máxima variação da tensão de saída	$\Delta v_o = 10\%$	$\Delta v_o = 10\%$
Frequência de comutação	$f_s = 20kHz$	$f_s = 20kHz$
Frequência da rede elétrica	$f_r = 60Hz$	$f_r = 60Hz$
Percentual de ondulação da corrente	$\Delta i_o\% = 20\%$	$\Delta i_o\% = 20\%$
Máx. ondulação de corrente parametrizada	$\Delta i_{Lp} = 0,25$	$\Delta i_{Lp} = 0,25$
Tensão de pico da onda dente de serra	$V_{pkds} = 5,2V$	$V_{pkds} = 5,2V$
Tensão de referência	$V_{ref} = 5V$	$V_{ref} = 5V$

4.8.2. CÁLCULOS INICIAIS

Utilizando a equação (4.65) a máxima razão cíclica equivale a:

$$D_{max} = \frac{v_{oP}}{v_{cc}} = 0,77$$

4.8.3. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE SAÍDA

O valor de β é obtido utilizando a equação (4.74).

$$\beta = \frac{v_{oP}}{v_{cc}} = \frac{311}{400} = 0,77$$

A máxima corrente de saída é obtida como segue:

$$i_{oP(0,5kW)} = \frac{2 \cdot P_o}{v_{oP}} = 2,78A$$

$$i_{oP(1,0kW)} = \frac{2 \cdot P_o}{v_{oP}} = 5,56A$$

Sendo assim, a máxima ondulação da corrente de saída equivale:

$$\Delta i_{\max(0,5kW)} = i_{oP} \cdot \Delta i_o \% = 0,56A$$

$$\Delta i_{\max(1,0kW)} = i_{oP} \cdot \Delta i_o \% = 1,11A$$

A indutância de saída do inversor é calculada de acordo com a equação (4.79).

$$L_{o(0,5kW)} = \frac{\Delta i_{Lp} \cdot v_{cc}}{2 \cdot \Delta i_{\max} \cdot f_s} = \frac{400 \cdot 0,25}{2 \cdot 0,56 \cdot 20 \cdot 10^3} = 4,5mH$$

$$L_{o(1,0kW)} = \frac{\Delta i_{Lp} \cdot v_{cc}}{2 \cdot \Delta i_{\max} \cdot f_s} = \frac{400 \cdot 0,25}{2 \cdot 1,11 \cdot 20 \cdot 10^3} = 2,2mH$$

4.8.4. DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Os valores médio e eficaz de corrente nos interruptores são calculados a partir das equações (4.120) e (4.126), respectivamente.

$$I_{S,med(0,5kW)} = \frac{\beta \cdot i_{oP}}{8} = 0,27A$$

$$I_{S,med(1kW)} = \frac{\beta \cdot i_{oP}}{8} = 0,54A$$

$$I_{S,ef(0,5kW)} = \frac{I_{oP}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{4}{3} \cdot \beta + \frac{1}{2} \cdot \pi \right)} = 1,13A$$

$$I_{S,ef(1kW)} = i_{oP} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \beta}{3 \cdot \pi}} = 2,26A$$

Uma vez que o interruptor estará sujeito a uma tensão reversa de valor igual à tensão no barramento CC, adicionada à variação desta, sua especificação de tensão resultará em:

$$V_{CES} > 400V$$

Para essas condições de operação especificou-se o interruptor IRG4BC15UD do tipo IGBT. Este IGBT, além de cumprir satisfatoriamente as especificações de corrente e de tensão, para ambas as potências, também se caracteriza por ser otimizado para operações em altas frequências (10 – 30kHz) comutando em “*hard switching*” e por possuir internamente um diodo ultra-rápido.

Suas principais características de catálogo são:

- $V_{CE} = 600V \Rightarrow$ Tensão coletor-emissor;
- $V_{CE(on)} = 2,02V \Rightarrow$ Tensão de saturação coletor-emissor para $I_c=7,8A$ e $V_g=15V$;
- $V_{FM} = 1,5V \Rightarrow$ Queda de tensão direta no diodo para $I_F=4,0A$ e $T_j=150^\circ C$;
- $I_C = 7,8A \Rightarrow$ Corrente de coletor no IGBT para $T_c=100^\circ C$;

- $I_F = 4,0A \Rightarrow$ Corrente direta no diodo para $T_c=100^\circ C$;
- $Q_{rr} = 70\text{ nC} \Rightarrow$ Carga de recuperação reversa no diodo $T_j=125^\circ C$;
- $t_r = 20\text{ ns} \Rightarrow$ Tempo de subida da corrente para $I_c=7,8A$, $V_g=15V$ e $T_j=125^\circ C$;
- $t_f = 83\text{ ns} \Rightarrow$ Tempo de descida para $I_c=7,8A$, $V_g=15V$ e $T_j=125^\circ C$;
- $t_{rr} = 38\text{ ns} \Rightarrow$ Tempo de recuperação reversa do diodo para $I_F=4A$ e $T_j=125^\circ C$;

4.8.5. SENSOR DE EFEITO HALL

Sendo H a relação de transformação do sensor de efeito *Hall*. Considerando, então, uma relação de 2:1000, tem-se que:

$$H = \frac{2}{1000}$$

Sendo a corrente máxima no secundário do sensor dada por:

$$i_{Hall(max)} = H \cdot \left(i_{oP} + \frac{\Delta i_{max}}{2} \right)$$

$$i_{Hall(max)(0,5kW)} = 0,00611A$$

$$i_{Hall(max)(1,0kW)} = 0,01223A$$

4.8.5.1. CÁLCULO DO RESISTOR SHUNT

Sendo R_s o resistor shunt no secundário do sensor de efeito *Hall*, tem-se que:

$$R_s = \frac{v_{Rs}}{i_{Hall(max)}}$$

Determina-se o valor do resistor shunt para um máximo valor de v_{Rs} . Desta forma, adotando-se:

$$v_{Rs} = 3V$$

O valor do resistor shunt será:

$$R_{s(0,5kW)} \cong 470\Omega$$

$$R_{s(1,0kW)} \cong 240\Omega$$

4.8.6. COMPENSADOR DE CORRENTE

Para o projeto das malhas de controle foi analisada a função de transferência de laço aberto (FTLA) do sistema. Primeiramente foi definida a frequência de cruzamento (f_c) que será utilizada na FTLA de corrente. A frequência de cruzamento determina a largura da banda passante do sistema e corresponde à frequência na qual o ganho da FTLA equivale a 0dB. Como a malha de corrente deve ser rápida o suficiente para poder compensar todo o espectro harmônico da corrente de saída do inversor, foi considerado o pior caso para o sistema, que ocorre quando o mesmo está alimentando uma carga não-linear constituída por um circuito retificador de onda completa com filtro capacitivo (Fig. 4.26). Para este caso percebeu-se que a corrente (que neste caso é igual a corrente de carga mais a corrente injetada na rede) apresenta um espectro harmônico que se distribui até aproximadamente 2.5 kHz. De acordo com a teoria de sistemas amostrados, a frequência de cruzamento deve ser aproximadamente $\frac{1}{4}$ da frequência de comutação. Portanto adotou-se uma frequência de cruzamento de 4kHz.

O zero do compensador foi alocado em 500Hz e o pólo em 40kHz, seguindo os critérios citados anteriormente.

A FTLA de corrente é composta pela função de transferência da planta, pelo compensador de corrente e pelos ganhos associados ao modulador *PWM* e ao sensor de efeito *Hall*. Os ganhos equivalem, respectivamente, a:

$$Ganho_{Hall} = R_s \cdot H$$

$$Ganho_{PWM} = \frac{1}{\hat{v}_{tri}}$$

A função de transferência $G(s)$ do conversor foi apresentada em (4.28) e é reescrita abaixo.

$$G_{0,5kW}(s) = \frac{v_{cc}}{s \cdot L} = \frac{400}{s \cdot 4,5 \cdot 10^{-3}} = \frac{8,89 \cdot 10^4}{s}$$

$$G_{1,0kW}(s) = \frac{v_{cc}}{s \cdot L} = \frac{400}{s \cdot 2,2 \cdot 10^{-3}} = \frac{1,8 \cdot 10^5}{s}$$

Os gráficos da Fig. 4.35 mostram o diagrama de Bode do conversor para a tensão de entrada especificada em projeto e indutância de saída calculada. Nota-se que a função de transferência da planta difere, para os dois projetos, apenas no valor de indutância. Consequentemente, a resposta em amplitude dos mesmos apresentará ganhos diferentes. A resposta em fase, para ambos os projetos, é a mesma.

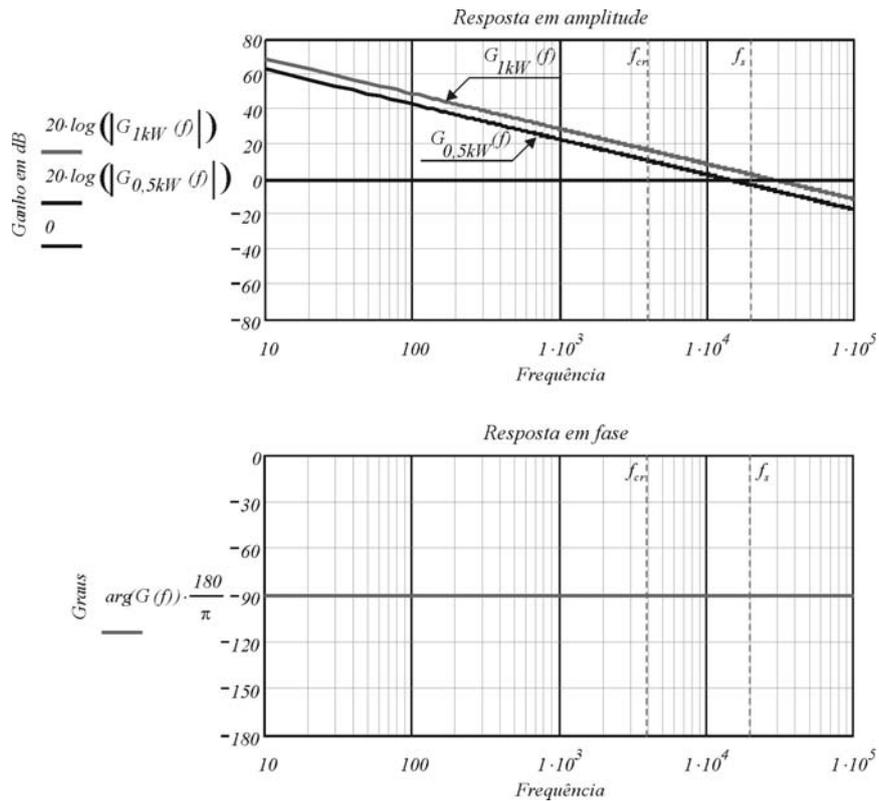


Fig. 4.35 – Diagrama de Bode para o inversor.

Ganho de 0dB na frequência de cruzamento significa que o módulo da FTLA, na frequência de cruzamento, é igual a um. Portanto, o ganho do compensador é calculado por:

$$k_{i0,5kW} = \frac{1}{\left| G(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot \frac{R_s \cdot H}{\hat{v}_{tri}} \right|} = 7,83 \cdot 10^5$$

$$k_{i1,0kW} = \frac{1}{\left| G(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot \frac{R_s \cdot H}{\hat{v}_{tri}} \right|} = 7,67 \cdot 10^5$$

Para calcular os componentes (resistor e capacitor) do compensador de corrente, é necessário arbitrar ou o resistor R_{ci} ou o capacitor C_{cp} . Usualmente, o valor para este resistor pode ficar na faixa de dezenas de $k\Omega$. Portanto:

$$R_{ci} = 12k\Omega$$

Desta forma, a partir das equações (4.44), (4.45) e (4.46) encontram-se os demais elementos.

$$C_{cp(0,5kW)} \cong C_{cp(1,0kW)} = 100pF$$

$$C_{cz(0,5kW)} = C_{cz(1,0kW)} = 8,2nF$$

$$R_{cz(0,5kW)} = R_{cz(1,0kW)} \cong 39k\Omega$$

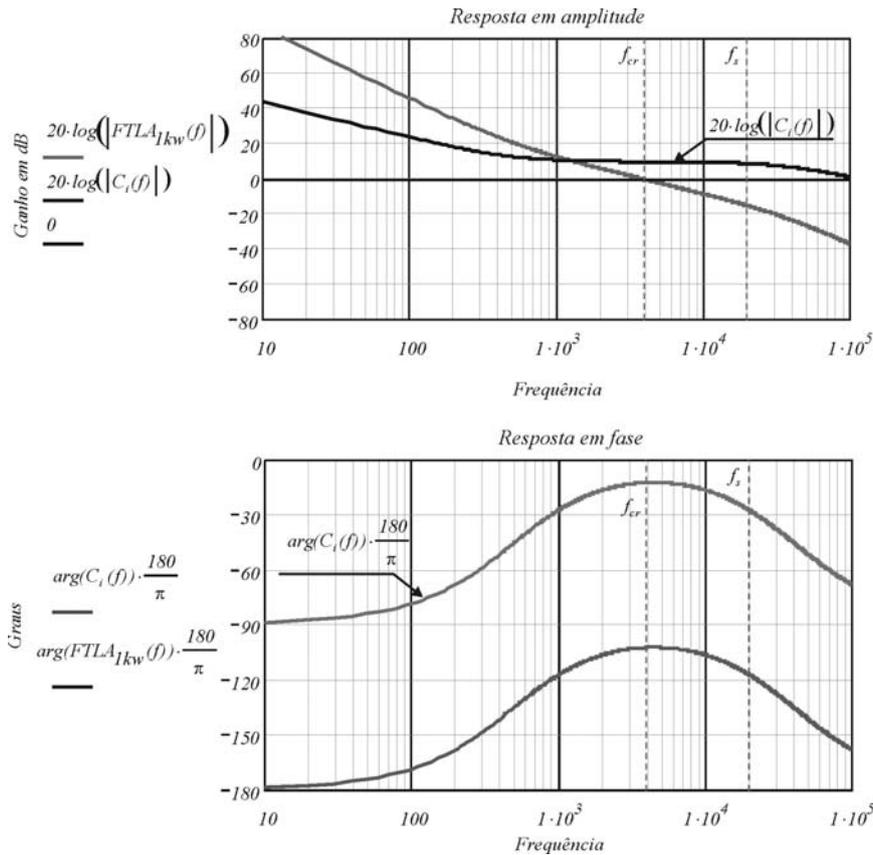


Fig. 4.36 – Diagrama de Bode para a função de transferência de laço aberto do compensador de corrente.

A função de transferência do compensador de corrente pode ser então escrita substituindo-se os respectivos valores em (4.40), obtendo-se, portanto:

$$C_i(s) = \frac{R_{cz} \cdot C_{cz} \cdot s + 1}{R_{ci} \cdot (C_{cz} + C_{cp}) \cdot s \cdot \left(1 + s \cdot \frac{R_{cz} \cdot C_{cz} \cdot C_{cp}}{C_{cz} + C_{cp}} \right)}$$

A Função de transferência de laço aberto para o compensador de corrente é apresentada a seguir.

$$FTLA(s) = G(s) \cdot C_i(s) \cdot R_s \cdot \frac{H}{V_{tri}}$$

A Fig. 4.36 mostra as curvas de Bode para a função de transferência de laço aberto do compensador de corrente.

De acordo com o gráfico anterior, verifica-se uma margem de fase de aproximadamente 77° e uma frequência de cruzamento está situada em 4kHz, de acordo com os requisitos apresentados para a realização do projeto.

4.8.7. COMPENSADOR DE TENSÃO

O sinal de saída do compensador de tensão compõe a forma de onda da corrente de referência do compensador de corrente, pela ação do multiplicador, como pôde ser verificado nas seções anteriores. Assim, este sinal deve apresentar uma ondulação cuja amplitude não contribua para distorcer, de forma significativa, a referência de corrente do circuito de controle e, conseqüentemente, a corrente de saída, sob pena de degradar o fator de potência do conversor.

Assim como no caso do projeto da malha de corrente, define-se primeiramente o valor da frequência de cruzamento que será utilizada para a FTLA de tensão. Contudo, para a malha de tensão, deve-se ter um compromisso entre velocidade, para limitar a sobretensão no barramento em uma diminuição instantânea de carga, e desacoplamento com a malha de corrente, devendo ser lenta o suficiente para não interferir na dinâmica da mesma. Assim sendo, será adotada uma frequência de cruzamento de 2Hz para esta malha. O *zero* do compensador foi alocado em 0,2Hz seguindo os critérios citados anteriormente.

A FTLA de tensão é composta pelo modelo da planta, pelo compensador de tensão e pelos ganhos associados à malha de corrente e ao sensor de tensão (G_{anho_v}).

$$FTLA(s) = G_v(s) \cdot C_v(s) \cdot \frac{G_{anho_v}}{R_s \cdot H}$$

O ganho do sensor de tensão, que fornecerá uma amostra da tensão de barramento, é escolhido como: $G_{anho_v} = 0,013$.

A função de transferência $G_v(s)$ do conversor foi apresentada em (4.54) e é reescrita abaixo:

$$G_{v0,5kw}(s) = \frac{1}{2 \cdot 500 \cdot 10^{-6} \cdot s} \cdot \frac{311}{400} = \frac{777,5}{s}$$

$$G_{v1,0kw}(s) = \frac{1}{2 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} \cdot s} \cdot \frac{311}{400} = \frac{388,75}{s}$$

Assim como no caso do compensador de corrente, ganho de 0dB na frequência de cruzamento significa que o módulo da FTLA, na frequência de cruzamento, é igual a um. Portanto, o ganho do compensador é calculado por:

$$k_{v0,5kw} = \frac{1}{\left| G_v(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c) \cdot C_v(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot \frac{0,013}{R_s \cdot H} \right|} = 1,209$$

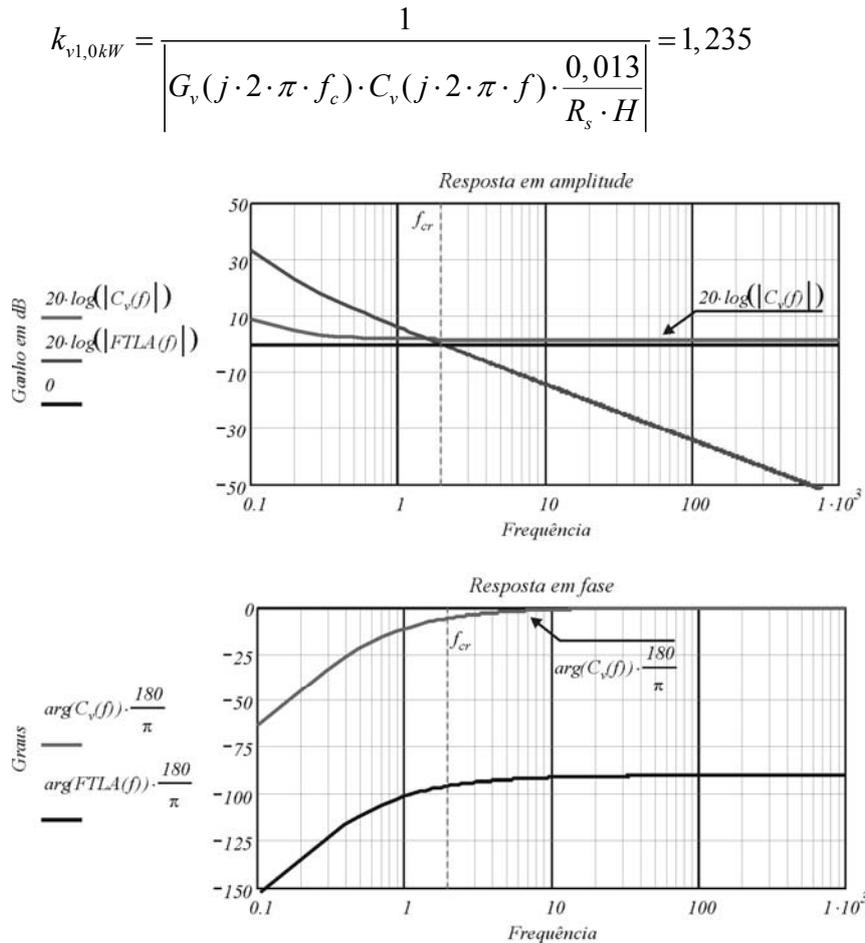


Fig. 4.37 - Curvas do diagrama de Bode para o compensador de tensão.

Para calcular os componentes (resistor e capacitor) do compensador de corrente, é necessário arbitrar ou o resistor R_v . Usualmente, o valor para este resistor pode ficar na faixa de dezenas de $k\Omega$. Portanto:

$$R_v = 820k\Omega$$

Desta forma, a partir das equações (4.56) e (4.57) encontram-se os demais elementos.

$$R_{cz(0,5kW)} = R_{cz(1,0kW)} \cong 1M\Omega$$

$$C_{cz(0,5kW)} = C_{cz(1,0kW)} = 820nF$$

A Fig. 4.37 apresenta as curvas de Bode para a função de transferência de laço aberto do compensador de tensão.

De acordo com o gráfico, verifica-se uma margem de fase de aproximadamente 84° e uma frequência de cruzamento está situada em 2Hz, de acordo com os requisitos apresentados para a realização do projeto.

4.9. CONCLUSÃO

Neste capítulo o segundo estágio do sistema, composto por um inversor operando com modulação a três níveis, foi apresentado. Foram descritos, de forma detalhada, sua modulação e etapas de operação. Uma análise sobre a variação da razão cíclica, ondulação da corrente de entrada e ondulação da tensão de entrada foi realizada. Também foram avaliados os limites da tensão do barramento contínuo.

A análise feita para o controle da corrente de saída do sistema demonstrou que, com a mesma técnica de controle, este poderia operar conectado à rede e ainda alimentar uma carga conectada antes do ponto de conexão comum. Porém, para esta nova configuração, devido à presença da carga, o fluxo de energia só será no sentido sistema rede nos instantes que a geração solar fotovoltaica superar as necessidades da carga. Neste caso, o excedente de energia é injetado na rede na forma de uma corrente senoidal e 180° defasada da tensão. Quando o sistema passar a gerar menos energia que a carga necessita o fluxo de energia, na rede, inverte de sentido, para complementar as necessidades exigidas pela carga. No caso mais crítico de geração solar fotovoltaica, ou seja, durante a noite ou nos casos onde haja uma baixa incidência solar, a rede suprirá totalmente a alimentação da carga.

Os estudos demonstraram que a conexão de cargas à saída do sistema, principalmente cargas não lineares, podem comprometer consideravelmente o funcionamento do sistema além de adicionarem imperfeições à forma de onda da corrente de saída, provocado pelas derivadas de correntes. Sendo assim, o projeto das malhas de controle tem que ser bastante criterioso, pois deve levar em consideração a possibilidade de se exigir destas ações de controle extremamente rápidas.

Os esforços de corrente nos semicondutores bem como as perdas nos IGBTs e diodos foram estudados de forma detalhada. Por fim foi apresentado o projeto do inversor.

CAPÍTULO V

5. CIRCUITOS MPP, SUPERVISÃO E AUXILIARES DO SISTEMA

5.1. INTRODUÇÃO

A conversão da energia proveniente dos painéis fotovoltaicos tem recebido uma considerável atenção nas últimas décadas. Como foi ilustrada no capítulo I (Fig. 1.5) e reapresentada na Fig. 5.3, a curva que exhibe a relação entre a tensão e a corrente (V-I) de um painel fotovoltaico possui um comportamento não linear e seu ponto de máxima potência é único para cada condição de incidência solar e de temperatura. Desta forma, para a obtenção da máxima eficiência do sistema, é necessário combinar conjuntamente o sistema fotovoltaico à carga de tal maneira que o ponto de equilíbrio de ambos coincida com a máxima potência fornecida pelos painéis. Contudo, como o ponto de máxima potência varia muito com as condições ambientais é praticamente impossível manter a operação do sistema na máxima potência, para todas as condições de insolação, sem mudar os parâmetros do sistema. Para superar este problema, o uso de conversores CC-CC é proposto [74-78] para os quais os níveis de tensão e corrente são ajustados continuamente.

Circuitos seguidores de máxima potência são incorporados a sistemas fotovoltaicos com o intuito de extrair a máxima potência dos módulos fotovoltaicos para todas as condições de insolação. Diferentes esquemas de seguidores do pico de potência têm sido propostos usando diferentes estratégias de controle [79-93]. Hiyama usou redes neurais para estimar os pontos as condições de operação no ponto de máxima potência [95-96]. Alguns sistemas usam algoritmos de máxima potência on-line para encontrar o ponto de máxima potência [97-99]. Um algoritmo bastante difundido em sistemas seguidores de máxima potência é o método de perturbação e observação (P&O) [89-92] no qual mede a variação de tensão e de potência para estimar a região de operação do arranjo fotovoltaico, e, de acordo com a região, move o ponto de operação na direção do ponto de máxima potência alterando periodicamente a referência de tensão do sistema. O algoritmo é de simples implementação, contudo, quando o ponto de máxima potência é alcançado, a referência de tensão continua variando periodicamente. Esta situação causa oscilações próximas do ponto de máxima potência, especialmente em situações de poucas variações ambientais. Outro método bem conhecido corresponde o método de condutância incremental (IncCond) [93-94]. O método busca o pico de máxima potência comparando as condutâncias instantânea e incremental do

arranjo fotovoltaico, onde a condutância incremental é estimada medindo pequenas variações da tensão e da corrente nos painéis.

Comprovadamente, os algoritmos de procura do ponto de máxima potência do painel maximizam a potência de saída do painel fotovoltaico. Porém, para um perfeito dimensionamento do sistema é necessária a compreensão do modelo elétrico da célula fotovoltaica o qual é mostrado na Fig. 5.1 [100], sendo R_S a resistência resultante dos metais de contato com a carga e R_P resultante das resistências advindas da própria junção *pn* que constitui a célula fotovoltaica.

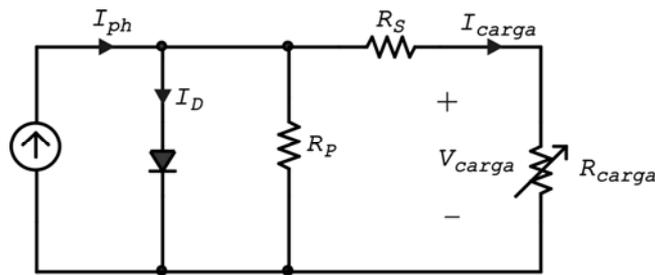


Fig. 5.1 – Modelo elétrico de uma célula fotovoltaico conectado a uma carga.

A representação matemática, do modelo elétrico da célula ilustrado anteriormente, é expressa pela equação (5.1) [101].

$$I_{carga} = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{q}{k \cdot T} (V_{carga} + I_{carga} \cdot R_s)} - 1 \right) - \frac{V_{carga} + I_{carga} \cdot R_s}{R_p} \quad (5.1)$$

- I_{carga} → Corrente fornecida pela célula à carga (A);
- I_{ph} → Corrente correspondente ao efeito fotoelétrico (A);
- I_0 → Corrente de saturação ou de escuro (A);
- q → Magnitude da carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C);
- V_{carga} → Tensão aplicada à carga (V);
- k → Constante de Boltzmann ($8,65 \cdot 10^{-5}$ eV/°K);
- T → Temperatura em °K.

Considerando NP como sendo o número de células em paralelo e NS o número de células em série, a associação de células pode ser representada pela Fig. 5.2 [86].

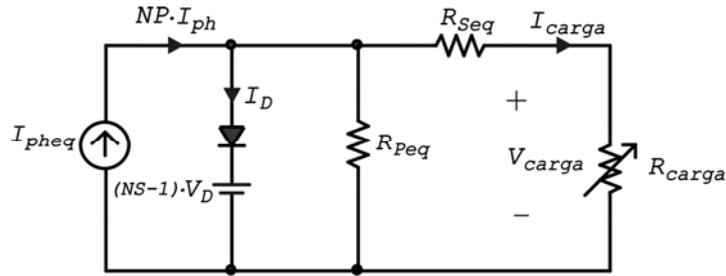


Fig. 5.2 – Modelo equivalente da associação série/paralelo de células fotovoltaicas.

Na Fig. 5.2, R_{Seq} , R_{Peq} e I_{pheq} representam a resistência série equivalente, a resistência paralela equivalente e a corrente da fonte do módulo respectivamente e são expressas por:

$$R_{Seq} = \frac{NS}{NP} \cdot R_S \tag{5.2}$$

$$R_{Peq} = \frac{NS}{NP} \cdot R_P \tag{5.3}$$

$$I_{pheq} = NP \cdot I_{ph} \tag{5.4}$$

Com base no modelo elétrico do módulo fotovoltaico, chega-se à curva de corrente em função da tensão no módulo para uma dada temperatura e uma dada intensidade luminosa mostrada na Fig. 5.3. Nesta curva é fornecido o ponto de máxima potência, sendo ainda possível observar a curva que representa o comportamento da potência em função da tensão.

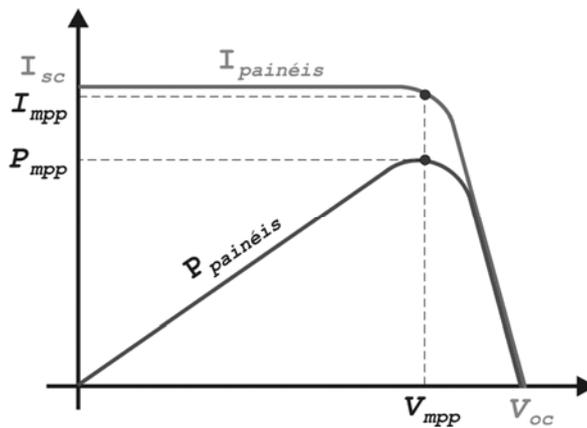


Fig. 5.3 – Pontos de operação de um módulo fotovoltaico.

Pela equação (5.1), observa-se que a temperatura influencia no comportamento da célula no painel, principalmente na tensão em aberto da célula. Como I_{ph} é maior que I_D , a corrente máxima que a célula pode fornecer é pouco influenciada pela temperatura.

Além da temperatura, a corrente que uma célula de um painel fotovoltaico pode fornecer (I_{carga}) é afetada diretamente pela intensidade de radiação luminosa, bem como a potência

instantânea. Como foi explanado anteriormente, existe somente uma tensão e conseqüentemente uma corrente para a qual a potência máxima (P_{mpp}) pode ser extraída (Fig. 5.3). Assim, o ponto de potência máxima representará o produto entre a tensão nominal (V_{mpp}) e a corrente nominal (I_{mpp}), dada pela equação (5.5). É importante ressaltar que o ponto de máxima potência é influenciado tanto pela temperatura, como pela intensidade de radiação luminosa.

$$P_{mpp} = V_{mpp} \cdot I_{mpp} \tag{5.5}$$

Tão importante quanto a potência é a eficiência (η) de um painel fotovoltaico. Esta é mensurada pela potência máxima, dividida pelo produto da potência luminosa incidente (P_{in}) e pela área útil do painel (A_{panel}), representada pela equação (5.6).

$$\eta = \frac{V_{mpp} \cdot I_{mpp}}{P_{in} \cdot A_{panel}} \tag{5.6}$$

Os fabricantes fornecem, para uma radiação de 1.000 W/m^2 e temperatura de 25°C , a corrente de curto-circuito (I_{sc}), tensão de circuito aberto (V_{oc}), bem como corrente (I_{mpp}) e tensão nominal (V_{mpp}) equivalente a condição de MPP.

Como a R_{peq} é muito maior que R_{seq} , pode-se aproximar a tensão de circuito aberto (V_{oc}) à tensão de polarização do diodo (V_D) mais a da fonte ($(NS-I) \cdot V_D$), como mostra a Fig. 5.4. Neste caso o módulo funciona como uma fonte de tensão [100].

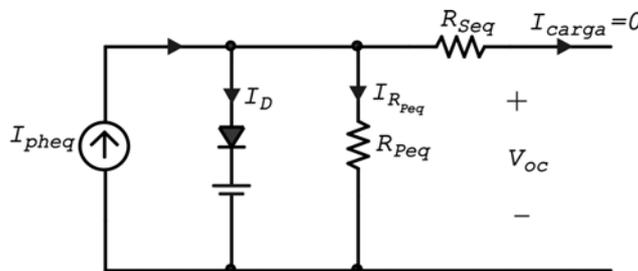


Fig. 5.4 – Modelo do painel quando operando em aberto.

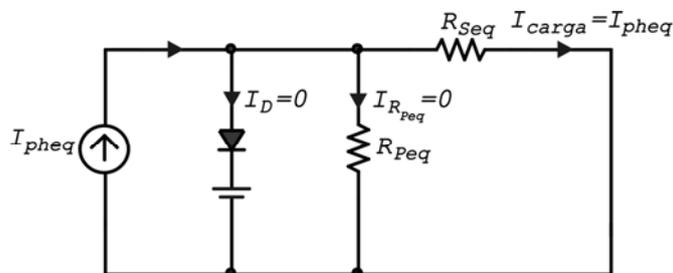


Fig. 5.5 – Modelo do painel quando operando em curto-circuito.

A corrente de curto-circuito (I_{sc}) pode ser aproximada à corrente fornecida pela fonte de corrente do módulo (I_{pheq}) como mostra a Fig. 5.5.

Sendo assim, o modelo do painel para o ponto de máxima potência é apresentado abaixo.

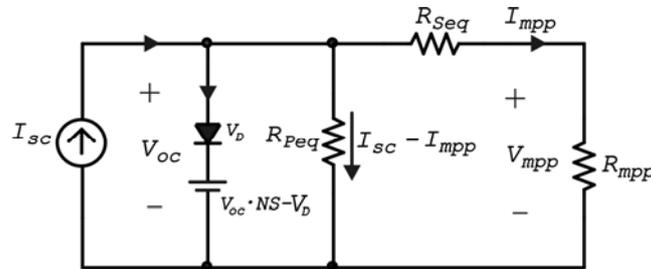


Fig. 5.6 – Modelo do painel operando em máxima potência.

Baseando-se na Fig. 5.6 é possível encontrar os valores de R_{Seq} e R_{Peq} de posse dos parâmetros fornecidos pelos fabricantes.

$$R_{Seq} = \frac{V_{oc} - V_{mpp}}{I_{mpp}} \quad (5.7)$$

$$R_{Peq} = \frac{V_{oc}}{I_{sc} - I_{mpp}} \quad (5.8)$$

Foram utilizados painéis fabricados pela *KYOCERA*, modelo KC50 no presente trabalho, cujas características são apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros do Modelo KC50 da *KYOCERA*.

MODELO KC50	
Potência Máxima	50W
Tensão de Máxima Potência	16,7V
Corrente de Máxima Potência	3,0A
Tensão de Circuito Aberto	21,5V
Corrente de Curto-Circuito	3,1A
Comprimento	639mm (25,2in)
Largura	652mm (25,7in)
Profundidade	54mm (2,1in)
Peso	5,0Kg (11,0lbs)

A *KYOCERA* fornece as curvas $I \times V$ características do módulo fotovoltaico para várias temperaturas na célula e para vários níveis de irradiação. As curvas são apresentadas na Fig. 5.7.

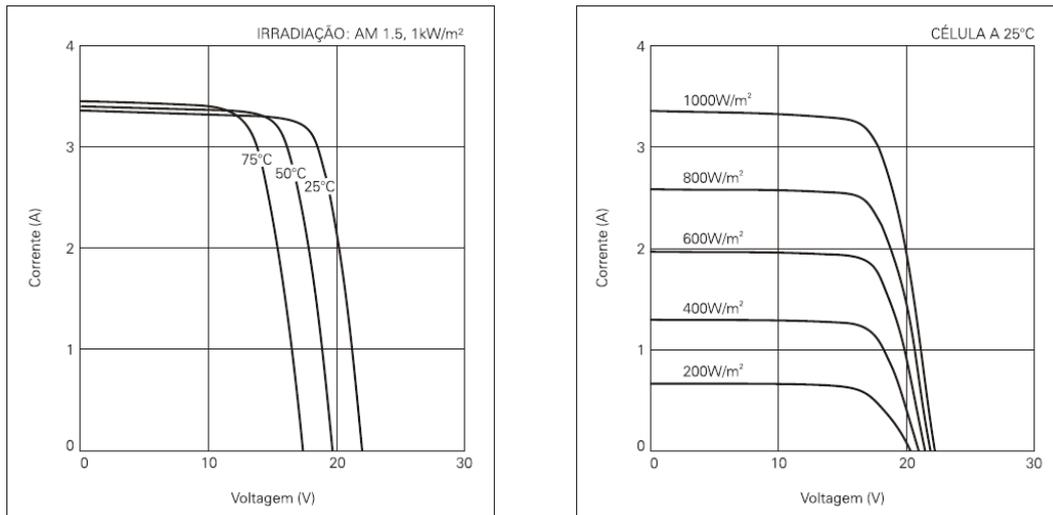


Fig. 5.7 – Curvas $I \times V$ características do modelo KC50 fornecidas pelo fabricante.

Para atingir as especificações de potência dos sistemas fotovoltaicos estudados (500W e 1000W) foi necessário realizar associações com os painéis de modo a atender as exigências de projeto. A Tabela 5.2 ilustra os resultados da associação série/paralelo para ambos os sistemas.

Tabela 5.2 – Parâmetros obtidos após as associações dos painéis.

Parâmetros	Potência	
	500W	1000W
Nº de Painéis em Série	5	5
Nº de Grupos Série em Paralelo	2	4
Potência Máxima do Conjunto	500W	1000W
Tensão Máxima do Conjunto	83,5V	83,5V
Corrente Máxima do Conjunto	6A	12A
Tensão de Circuito Aberto do Conjunto	107,5V	107,5V
Corrente de Curto-Circuito do Conjunto	6,2A	12,4A
Queda de Tensão no Diodo	0,3V	0,3V
R_{Seq}	4 Ω	2 Ω
R_{Peq}	537,5 Ω	268,75 Ω

O circuito utilizado para simulação no *Orcad* do módulo fotovoltaico, para cada potência, é mostrado na Fig. 5.8. A tensão V_{oc} (107,5V) é subtraída da tensão de polarização do diodo ($V_D = 0,3$ V), desta forma o modelo não é influenciado por esta tensão de polarização. Considerou-se a radiação de 1.000 W/m² e temperatura de 25°C.

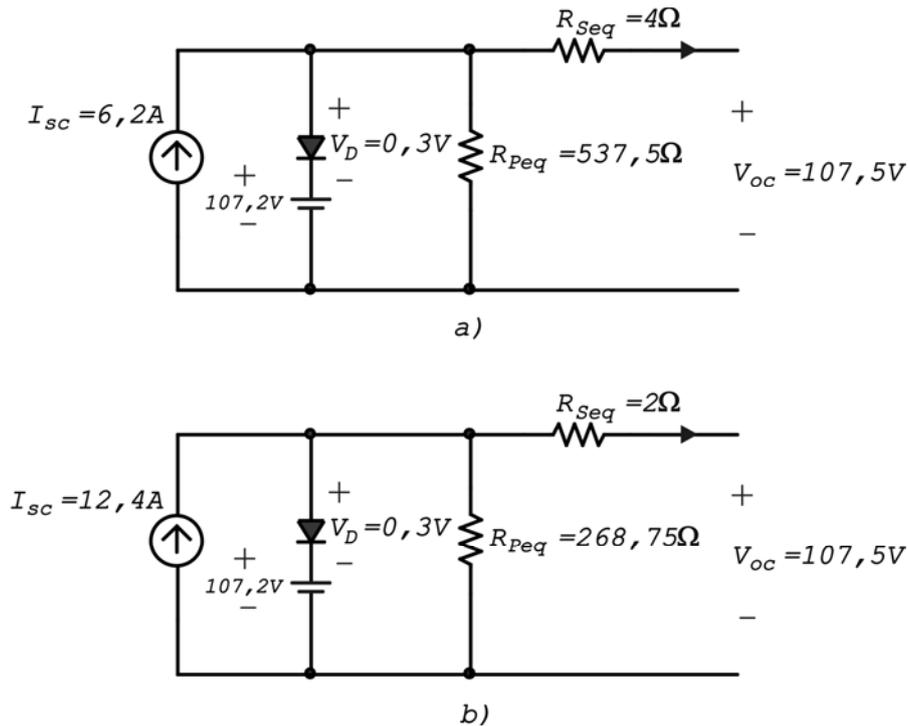


Fig. 5.8 – Circuitos simulados no Orcad para as potências: a) 500W e b) 1000W.

A curva característica $I \times V$ obtida através da simulação do modelo bem como a curva de potência em função da tensão do módulo são apresentadas na Fig. 5.9. Para simulação, foi considerada uma radiação de 1.000 W/m^2 e uma temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

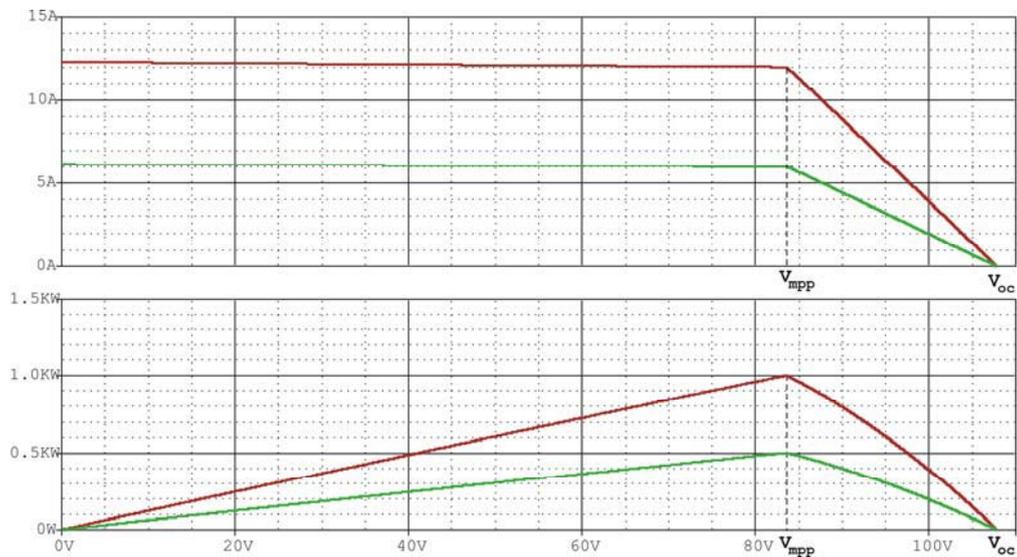


Fig. 5.9 – Curva característica de corrente por tensão ($I \times V$) e de potência por tensão ($P \times V$).

Analisando a figura anterior percebe-se que as curvas obtidas por simulação estão muito próximas da curva real do módulo, mostrada na Fig. 5.7, o que assegura a confiabilidade dos resultados obtidos em relação ao modelo.

5.2. ALGORÍTIMO SEGUIDOR DE MÁXIMA POTÊNCIA MPP

Os conversores estudados compõem um sistema fotovoltaico constituído por um primeiro estágio elevador, função essa dos conversores CC-CC, e por um segundo estágio inversor responsável por adaptar adequadamente a corrente que será injetada na rede comercial e de controlar a potência processada.

O segundo estágio, além de exercer a tarefa de injetar uma corrente senoidal e em fase com a tensão de saída do sistema, ainda adapta a amplitude da corrente proporcionalmente à potência que o sistema pode fornecer a cada instante. Este controle de potência é fundamental para o correto funcionamento do sistema, uma vez que a potência elétrica gerada pelo arranjo fotovoltaico flutua de acordo com o índice de incidência solar e da temperatura.

Os módulos solares, além de possuírem uma geração de energia dependente das variáveis ambientais citadas anteriormente, ainda apresentam uma baixa eficiência na conversão de energia. Como as características dos módulos solares influenciam tanto no projeto, como no controle do sistema, é importante que a malha de controle da potência force os conversores a operarem sempre próximos aos máximos índices de geração elétrica fotovoltaica.

A representação matemática do modelo elétrico da célula expressa pela equação (5.1) pode ser simplificada, desprezando a resistência paralela interna R_p e considerando a resistência série R_s muito pequena, e representada como na equação (5.9):

$$I_{carga} = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{carga}}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (5.9)$$

Onde:

- I_{carga} → Corrente fornecida pela célula à carga (A);
- I_{ph} → Corrente correspondente ao efeito fotoelétrico (A);
- I_0 → Corrente de saturação ou de escuro (A);
- q → Magnitude da carga do elétron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C);
- V_{carga} → Tensão aplicada à carga (V);
- A → Fator de idealidade da junção p-n;
- k → Constante de Boltzmann ($8,65 \cdot 10^{-5}$ eV/°K);
- T → Temperatura em °K.

A determinação da corrente I_{ph} e da corrente de saturação I_0 permite o estudo completo das características de saída (em termos de tensão e corrente) de uma célula fotovoltaica.

A corrente foto-gerada (I_{ph}) está fortemente relacionada com a radiação solar incidente, sendo que quanto maior a incidência solar, maior será a corrente. Outro fator capaz de alterar a corrente gerada em uma célula fotovoltaica, porém com um peso menor quando comparada com a incidência solar, é a temperatura.

Os fabricantes de painéis fotovoltaicos realizam ensaios e determinam a corrente foto-gerada para condições específicas de temperatura e radiação solar, ou seja, determinam a corrente I_{ph} quando o painel é exposto a uma radiação de referência (S_{ref}) e a uma temperatura de referência (T_{ref}). A determinação da corrente I_{ph} para qualquer outro ponto de temperatura e incidência pode ser feita corrigindo-se os valores de referência para os novos pontos de operação. Portanto, tem-se:

$$I_{ph} = \frac{S}{S_{ref}} \cdot [I_{sc} + K_I \cdot (T - T_{ref})] \quad (5.10)$$

Na equação apresentada, K_I é um coeficiente que varia de acordo com o tipo de material que constitui a célula. Fisicamente, relaciona o incremento/decremento de corrente às variações de temperatura. A corrente I_{sc} , também fornecida pelo fabricante, refere-se à máxima corrente que a célula pode fornecer e esta é, geralmente, obtida em ensaios de curto-circuito nas condições de referência (T_{ref} e S_{ref}). Assim, a corrente foto-gerada pode ser determinada para qualquer ponto de operação, simplesmente substituindo os dados de catálogo do fabricante e fazendo T e S iguais aos valores desejados.

A corrente I_0 representa a corrente reversa do diodo e está fortemente ligada à deriva térmica, ou seja, ao surgimento de pares elétrons-lacuna relacionados a efeitos térmicos. Da teoria de semicondutores tem-se:

$$I_0 = I_{0ref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]} \quad (5.11)$$

Novamente a temperatura do ponto de operação desejável é corrigida em termos da temperatura de referência, sob a qual os ensaios foram realizados pelo fabricante.

Os termos V_T e V_{Tref} são constantes, denominadas de tensões térmicas, e equivalem a:

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (5.12)$$

$$V_{Tref} = \frac{k \cdot T_{ref}}{q} \quad (5.13)$$

A constante A representa o fator de idealidade do diodo. Seu valor varia de 1 a 2 e depende do tipo de material que constitui o semicondutor.

E_G refere-se à energia mínima para liberar o elétron do átomo quando um fóton choca-se ao mesmo. Para o silício $E_G = 1,12eV$.

O termo I_{0ref} representa o valor da corrente reversa da célula fotovoltaica quando medida nas condições de referência.

Conseqüentemente, substituindo-se os valores de (5.10) e (5.11) na equação (5.9), tem-se:

$$I_{carga} = \frac{S}{S_{ref}} \cdot [I_{sc} + K_I \cdot (T - T_{ref})] - I_{0ref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{carga}}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (5.14)$$

A partir da equação (5.9) obtém-se (5.15):

$$V_{carga} = \frac{A \cdot k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{ph} + I_0 - I_{carga}}{I_0} \right) \quad (5.15)$$

Como a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico equivale ao produto da tensão pela corrente implica que a potência de saída dos painéis é expressa por:

$$P = V_{carga} \cdot I_{carga} = V_{carga} \cdot \left(I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{carga}}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \right) \quad (5.16)$$

As representações gráficas das equações (5.14) e (5.16), considerando primeiro uma temperatura de 25°C e um índice de incidência solar S variando de 300 a 1000W/m², e em segundo um índice de incidência solar S de 1000W/m² e uma temperatura variando de 5°C a 75°C, são apresentadas nas Fig. 5.10, Fig. 5.11, Fig. 5.12 e Fig. 5.13. As curvas comprovam que as características de saída dos painéis são não-lineares e que são intensamente afetadas pelas condições ambientais. Cada curva possui seu ponto de máxima potência, que corresponde ao ponto de operação ótimo do sistema para o uso eficiente dos painéis. O modelo elétrico do painel foi simulado no software Simulink e o diagrama de blocos utilizado na simulação encontra-se disponível no anexo B.

Derivando (5.9) em função da tensão obtém-se:

$$\frac{dI_{carga}}{dV} = -I_0 \cdot \frac{q}{A \cdot k \cdot T} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{carga}}{A \cdot k \cdot T}} \quad (5.17)$$

Substituindo (5.15) em (5.17) chega-se a equação (5.18):

$$\frac{dI_{carga}}{dV} = -\frac{q}{A \cdot k \cdot T} \cdot (I_{ph} + I_0 - I_{carga}) \quad (5.18)$$

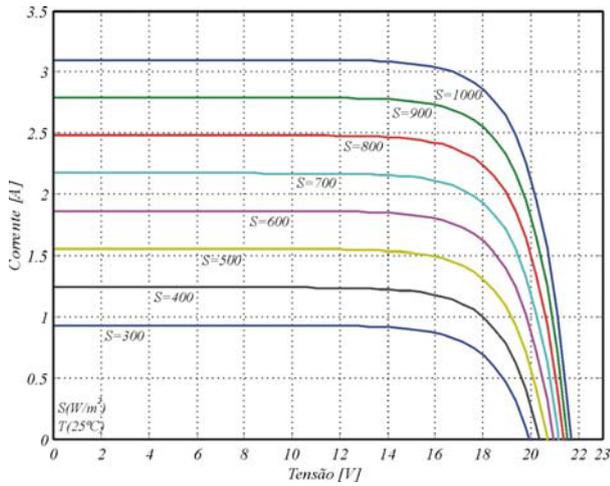


Fig. 5.10 – Gráfico da corrente versus tensão para $T=25^\circ\text{C}$ e S variando de 300 a 1000W/m^2 .

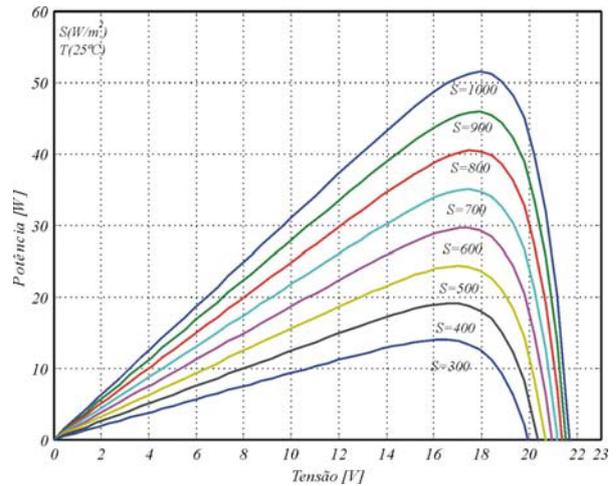


Fig. 5.11 – Gráfico da potência versus tensão para $T=25^\circ\text{C}$ e S variando de 300 a 1000W/m^2 .

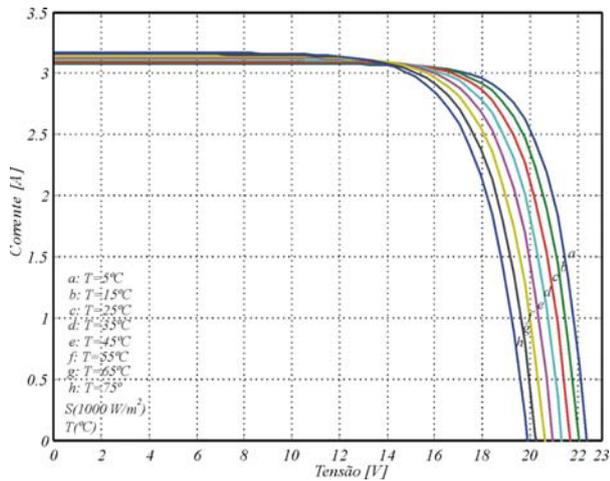


Fig. 5.12 – Gráfico da corrente versus tensão para T variando de 5°C a 75°C e $S=1000\text{W/m}^2$.

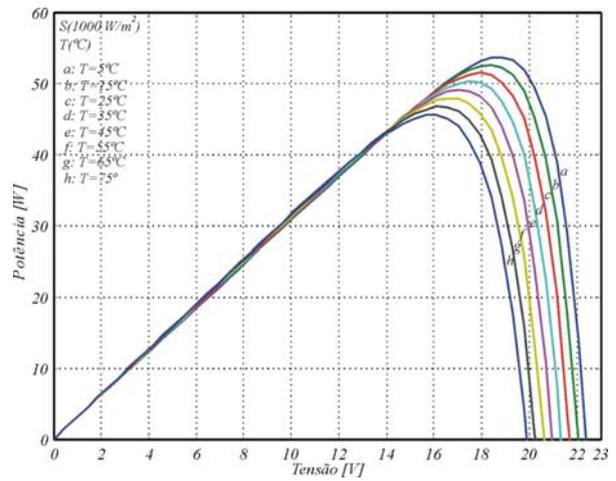


Fig. 5.13 – Gráfico da potência versus tensão para T variando de 5°C a 75°C e $S=1000\text{W/m}^2$.

A derivada da potência pode ser expressa por:

$$\frac{dP}{dV} = I_{carga} + \frac{dI_{carga}}{dV} \cdot V_{carga} \tag{5.19}$$

Substituindo (5.14), (5.17) e (5.11) em (5.19) obtém-se a equação (5.20) que relaciona a derivada da potência em função da tensão.

$$\frac{dP}{dV} = \left[\begin{aligned} &\frac{S}{S_{ref}} \cdot \left[I_{sc} + K_I \cdot (T - T_{ref}) \right] - I_{Oref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{carga}}{AkT}} - 1 \right) - \\ &- I_{Oref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]} \cdot \frac{q}{A \cdot k \cdot T} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{carga}}{A \cdot k \cdot T}} \cdot V_{carga} \end{aligned} \right] \tag{5.20}$$

Substituindo (5.10), (5.11) (5.15) e (5.17) em (5.19), conclui-se que a derivada da potência pode ser expressa em função da corrente, como na equação (5.21).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{I_{carga} - \left(\frac{S}{S_{ref}} \cdot [I_{sc} + K_I \cdot (T - T_{ref})] + I_{0ref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]} - I_{carga} \right)}{\ln \left(\frac{\frac{S}{S_{ref}} \cdot [I_{sc} + K_I \cdot (T - T_{ref})] + I_{0ref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]} - I_{carga}}{I_{0ref} \cdot \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \cdot e^{\left[\frac{E_G}{A} \left(\frac{1}{V_{Tref}} - \frac{1}{V_T} \right) \right]}} \right)} \quad (5.21)$$

A representação gráfica das equações (5.20) e (5.21) é apresentada nas Fig. 5.14 e Fig. 5.15. A Fig. 5.14, que representa a derivada da potência em função da tensão, mostra que seu comportamento não-linear implica no aumento da complexidade em se obter o incremento da referência de tensão, e consequentemente, a obtenção do ponto de operação na máxima potência ($dP/dV = 0$). Por outro lado, a Fig. 5.15 mostra que a relação entre dP/dV e a corrente é mais linear. Portanto, o cálculo do incremento da referência de corrente é mais facilmente calculando a variação de dP/dV versus I .

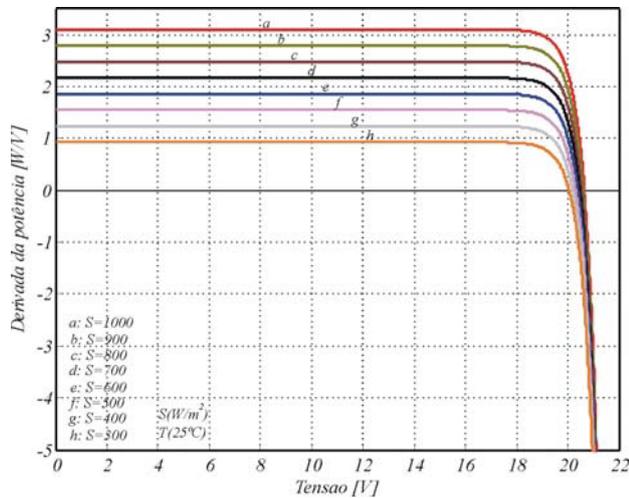


Fig. 5.14 – Gráfico da derivada da potência versus tensão para $T=25^\circ\text{C}$.

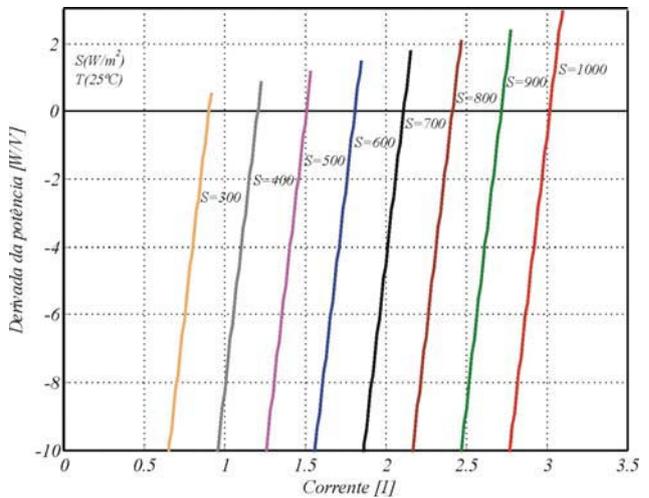


Fig. 5.15 – Gráfico da derivada da potência versus corrente para $T=25^\circ\text{C}$.

O fluxograma do algoritmo de máxima potência é ilustrado na Fig. 5.16, onde V e I são os valores instantâneos atuais amostrados da tensão e da corrente dos painéis, e V' e I' são os valores de tensão e corrente instantâneos anteriormente amostrados.

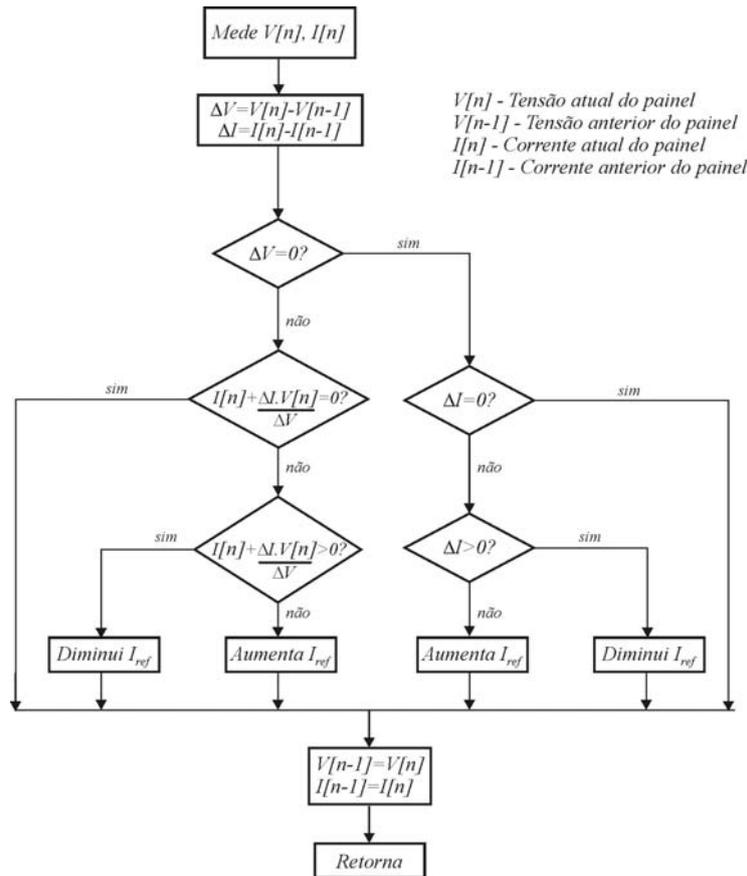


Fig. 5.16 – Fluxograma do algoritmo de máxima potência.

No fluxograma, o termo dP/dV foi substituído por $I + (\Delta I/\Delta V)V$, o que facilita bastante a implementação em microcontroladores.

O diagrama de blocos da Fig. 5.17 apresenta as estratégias de controle aplicadas ao sistema. Neste o bloco C_{MPP} corresponde ao controlador de máxima potência ilustrado na Fig. 5.16, o bloco G_{cc-cc} representa a função de transferência do conversor CC-CC, C_v o controlador de tensão e C_i representa o controlador de corrente. Tanto C_v quanto C_i são aplicados ao segundo estágio.

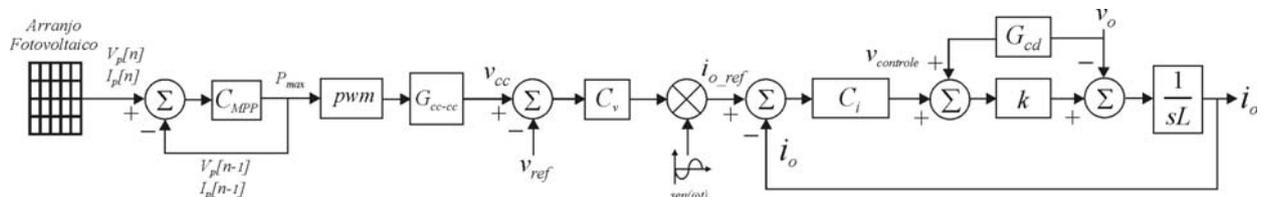


Fig. 5.17 – Diagrama de blocos das estratégias de controle aplicadas ao sistema.

Portanto, a estratégia de controle desenvolvida e incorporada aos conversores que compõem o sistema fotovoltaico, força tanto as estruturas CC-CC a operarem sempre próximas da potência que os painéis estão fornecendo quanto o inversor a injetar uma corrente senoidal e em fase com a

tensão de saída do sistema, adaptando sua amplitude proporcionalmente à potência que o sistema pode fornecer a cada instante.

5.3. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E MPP

Para facilitar a aplicação do algoritmo seguidor de máxima potência analisado anteriormente, decidiu-se implementar o mesmo em um microcontrolador. Este, além de desempenhar a função explanada anteriormente, ainda executa a tarefa de supervisão de todo sistema. O diagrama de blocos simplificado das funções desempenhadas pelo microcontrolador é apresentado na Fig. 5.18.

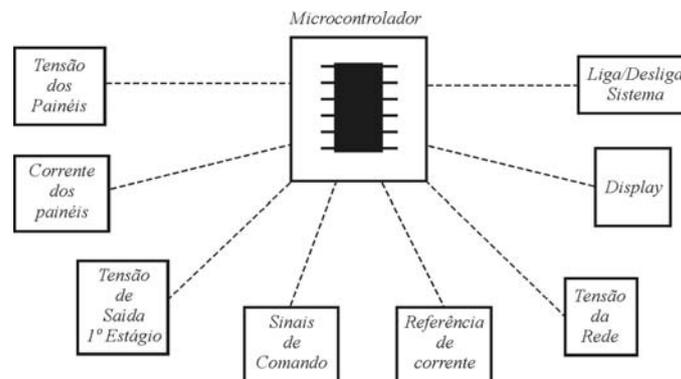


Fig. 5.18 – Diagrama blocos do circuito de supervisão e MPP.

Como pode ser observado, o microcontrolador ficará responsável por desempenhar várias funções, como por exemplo, leitura de variáveis importantes para supervisão (tensão de saída do primeiro estágio e tensão da rede), leitura das variáveis tensão e corrente no arranjo fotovoltaico, geração de sinais de comando e de referência, controle de display e etc. Para distribuir melhor as tarefas e aumentar a confiabilidade do sistema foram utilizados dois microcontroladores PIC de 8 bits da família 18F1220 [102]. O diagrama de blocos desta família de microcontroladores é apresentado na Fig. 5.19. Esta além de oferecer as vantagens de todos os microcontroladores PIC18 – conhecidos por sua alta performance computacional e baixo custo – ainda disponibiliza:

- Um conversor AD de 10 bits \Rightarrow Este módulo incorpora tempo de aquisição programável, permitindo que um canal seja selecionado e uma conversão seja iniciada sem a necessidade de esperar por um tempo de amostragem, evitando assim código extras;
- O módulo ECCP \Rightarrow No modo de operação PWM, este módulo fornece 1, 2 ou 4 saídas controladas para controlar conversores meia ponte e ponte completa. O módulo também inclui o “*auto-shutdown*” e o “*auto-restart*”.

tempo real, a potência fornecida pelos painéis, a tensão do barramento CC e razão cíclica. Além disso, o usuário pode recuperar dados de leitura de dias anteriores e acompanhar o desempenho do sistema diariamente.

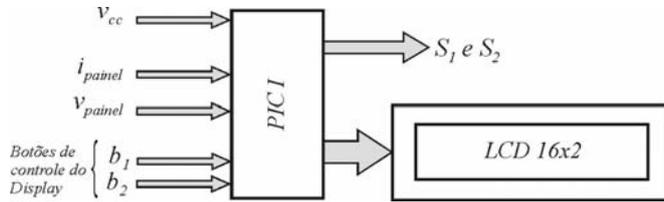


Fig. 5.20 – Diagrama funcional do PIC I.

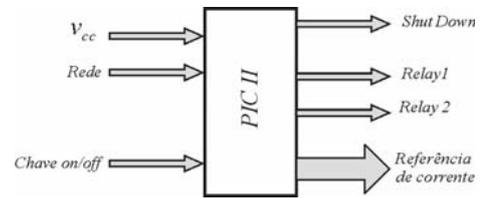


Fig. 5.21 – Diagrama funcional do PIC II.

O segundo PIC atua especificamente no inversor. Sua função é analisar as condições de operação da rede elétrica, ligar e desligar o sistema, habilitar ou desabilitar os sinais de comando do inversor e gerar o sinal de referência da corrente de saída do inversor.

Os dois microcontroladores desempenham a função de supervisão e proteção do sistema, comunicando-se com todas as partes do mesmo durante todo funcionamento, podendo atuar diretamente em pontos críticos, como ligar/desligar o mesmo. Os códigos fonte encontram-se disponíveis no anexo C.

5.4. DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE SUPERVISÃO E MPP

A Fig. 5.22 apresenta o fluxograma da rotina principal do código fonte utilizado no PIC I, responsável pelo controle e supervisão do primeiro estágio. A Fig. 5.23 ilustra o fluxograma das sub-rotinas.

Como pode ser observado o programa principal pode ser dividido em oito sub-rotinas, com a primeira responsável por definir as posições dos caracteres no LCD. O programa disponibiliza três telas para visualização do usuário, com cada tela podendo ser selecionada através dos botões de controle do LCD. A primeira tela apresenta as horas, a data e o dia da semana. A segunda apresenta os valores medidos da tensão e da corrente no painel, a potência fornecida pelo painel e a tensão de barramento. A terceira, e última tela, apresenta as leituras de potência armazenadas até dois dias antes. A segunda sub-rotina é responsável pela escrita dos dados no LCD. A terceira limpa o LCD toda vez que a tela precisar ser atualizada. A quarta sub-rotina controla os segundos e atualiza as horas, datas e dias da semana. A quinta converte de binário para decimal todos os dados a serem expostos no LCD, armazenando-os no vetor de dados que será usado pela segunda sub-rotina no processo de escrita do LCD. A sexta, corresponde à sub-rotina responsável pelo tratamento dos

dados de entrada do usuário, proveniente dos botões de controle do LCD. Através dos botões o usuário pode acessar as opções do menu, navegar pelas três telas de exibição bem como alterar ou configurar dados. O sétimo bloco de código tem a função de aquisição das variáveis de controle. Nesta sub-rotina todos os controles e tratamentos relacionados ao A/D são efetuados. Os canais AN0, AN2 e AN3 do A/D são habilitados devidamente e seus resultados de conversão são tratados de maneira a facilitar suas utilização na última sub-rotina. Por fim, o último bloco recebe o resultado das variáveis lidas anteriormente e executa o algoritmo de máxima potência detalhado na Fig. 5.16.

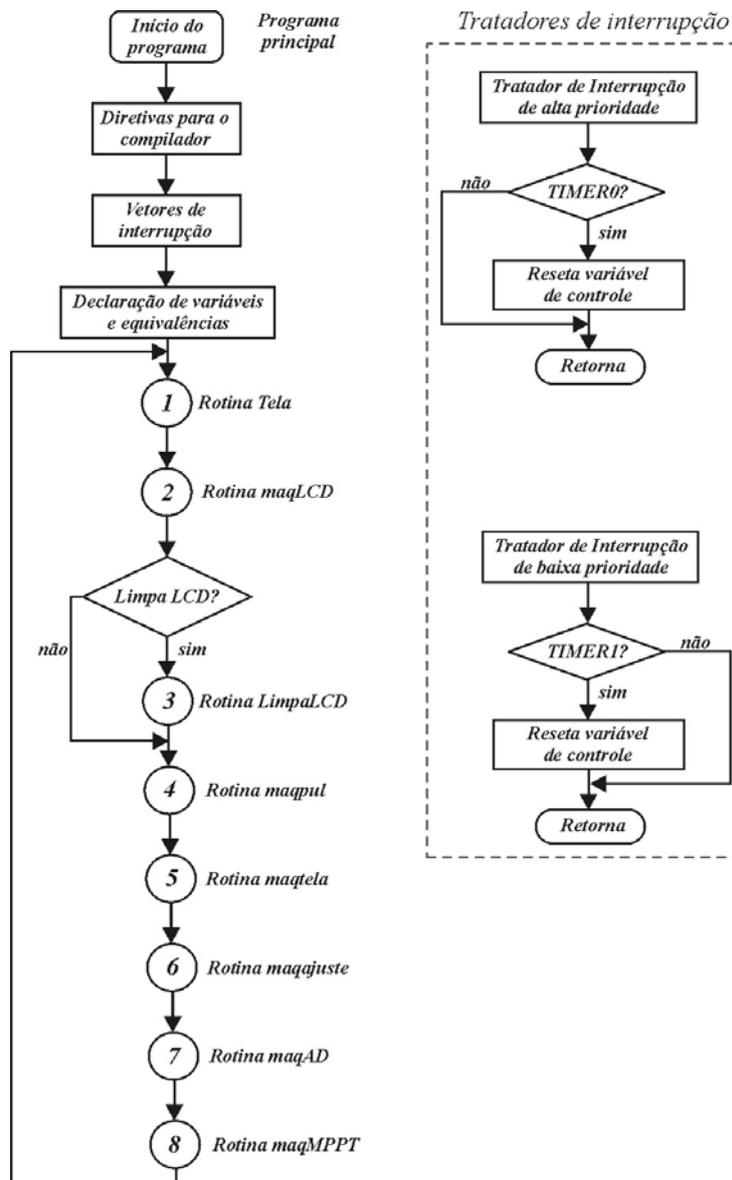


Fig. 5.22 – Fluxograma da rotina principal do código fonte do PIC utilizado no primeiro estágio.

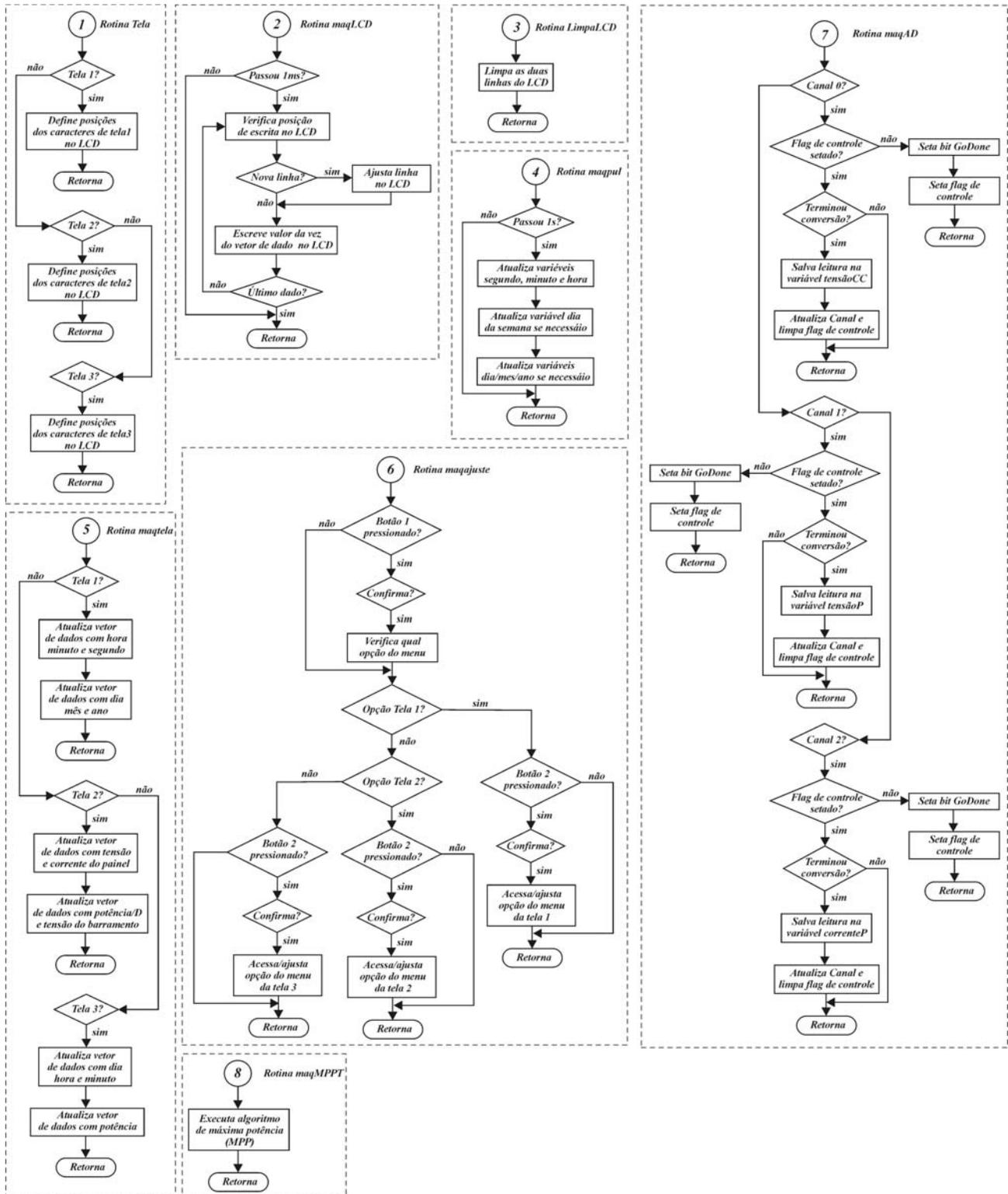


Fig. 5.23 – Fluxogramas das sub-rotinas executadas no programa principal.

Vale ressaltar que o todo código é controlado por duas bases de tempo. A primeira base de tempo, executada a cada 100ms pelo tratador de interrupção do TIMER0, é utilizada na contagem do tempo dos segundos do relógio e representa a base tempo principal do programa. A segunda é

executada a cada 1ms pelo tratador de interrupção do TIMER1 e utilizada no controle escrita e leitura de dados do LCD.

O fluxograma da rotina principal e das sub-rotinas do código fonte utilizado no *PIC II*, responsável pelo controle e supervisão do inversor, é ilustrado na Fig. 5.24.

A estrutura deste código é bastante semelhante à anterior e se subdivide em quatro sub-rotinas. Como já foi citado anteriormente, uma das funções deste microcontrolador é analisar as condições de operação da rede elétrica. Por conta disso, o PIC precisa lê continuamente a tensão da rede. Todo este processo de leitura é controlado pela primeira sub-rotina, que, ao detectar o zero da rede, lê e salva o valor instantâneo da tensão. A segunda sub-rotina analisa os valores anteriormente salvos e calcula a frequência e o valor eficaz da tensão. Caso haja alguma desconformidade nos resultados obtidos, o PIC põe o sistema em procedimento de desligamento para evitar qualquer problema de má operação. A próxima sub-rotina tem a função de lê e analisar a tensão do barramento CC. Novamente, caso haja alguma desconformidade no nível de tensão, o PIC põe o sistema em procedimento de desligamento para evitar qualquer problema de má operação.

Um estudo mais aprofundado do sistema demonstrou que o mesmo apresenta como ponto crítico os instantes de ligar e desligar. Por esse motivo, foi fundamental desenvolver uma estratégia de partida e desligamento para os conversores. Esta tarefa é desempenhada pelo segundo microcontrolador (*PIC II*) e as principais funções são executadas na quarta sub-rotina. No instante que o sistema é ligado, o microcontrolador inicia a análise das condições de operação da tensão da rede. Após quatro ciclos, caso a rede apresente valores de frequência e tensão aceitáveis, o PIC aciona o relé principal, porém, sem habilitar os sinais de comando dos interruptores. Neste instante, o banco de capacitores do barramento CC entra em procedimento de pré-carga, sendo carregado através dos diodos dos interruptores e do resistor de partida. Concorrentemente, o microcontrolador verifica se há um aumento no nível de tensão do banco. Após alguns segundos, caso a tensão do barramento tenha atingido um determinado valor e a rede apresente condições ideais de operação, o microcontrolador retira o resistor de partida liberando em seguida o comando dos interruptores. Caso contrário, o procedimento de partida é interrompido e o sistema é desconectado da rede. Quanto ao conversor CC, este só é iniciado caso o procedimento anterior tenha decorrido com sucesso. Contudo, há ainda a possibilidade deste ser posto em operação a partir do usuário.

O procedimento de desligamento é mais simples. Caso haja algum problema nos parâmetros de leitura, o microcontrolador desabilita imediatamente os comandos dos interruptores, desligando em seguida os relés que conectam o sistema à rede elétrica. Contudo, devido à presença dos

indutores na saída do inversor, para o processo de abertura dos relés, foi levada em consideração a questão da desenergização destes. Portanto, o intervalo de tempo decorrido entre a inibição dos sinais de comando e a abertura dos relés (aproximadamente 4ms) foi controlado de tal maneira a garantir uma desconexão total e segura do sistema fotovoltaico da rede elétrica e da carga, caso haja. Uma outra possibilidade de desligamento seria através da chave geral.

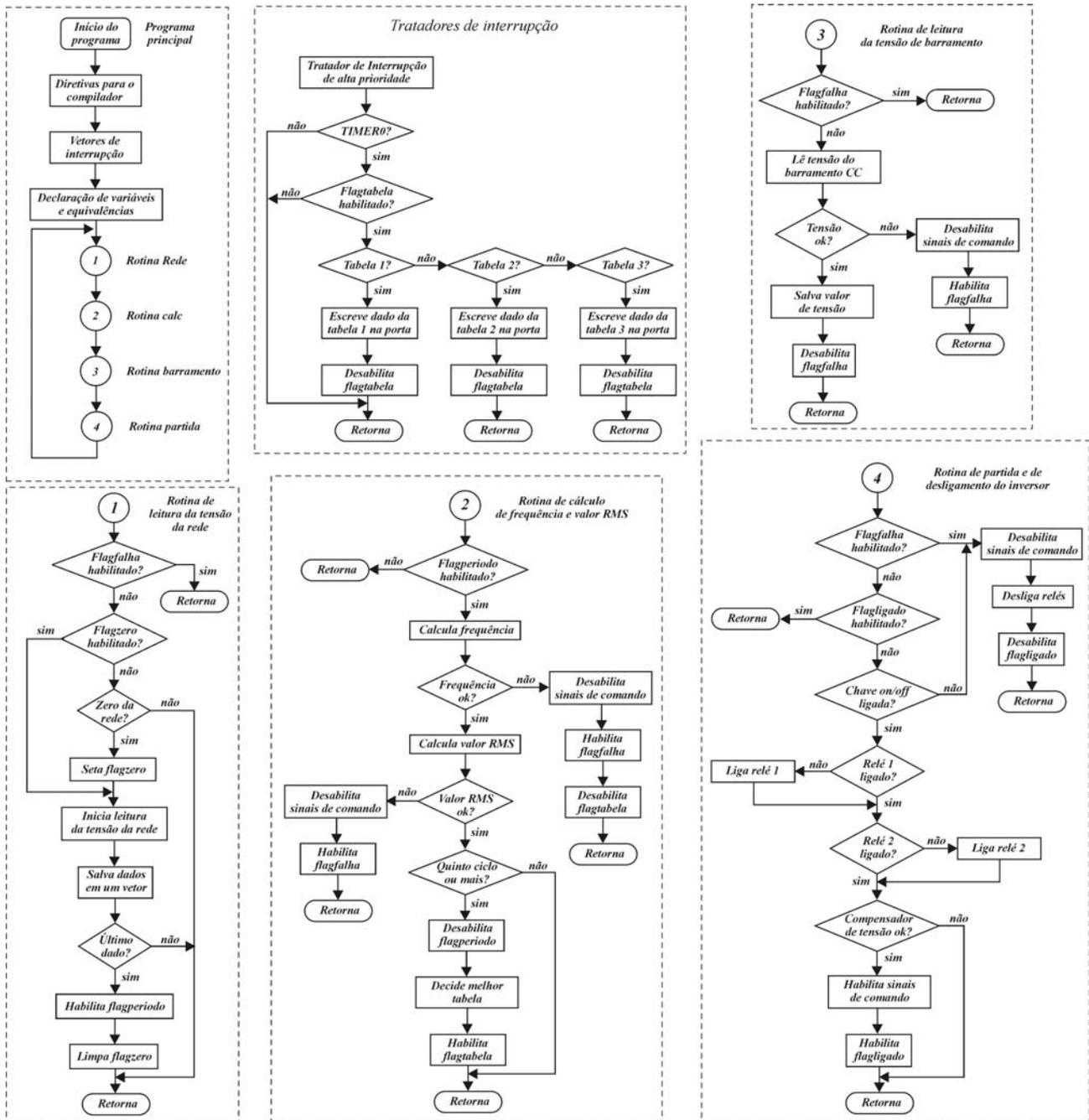


Fig. 5.24 – Fluxograma da rotina principal e das sub-rotinas do código fonte do PIC utilizado no inversor.

Quanto ao desligamento do primeiro estágio, este ocorre de uma maneira indireta e em decorrência do desligamento do inversor. Com o desligamento do segundo estágio, o sistema de supervisão dos conversores CC-CC aciona a proteção, resultando no seu desligamento.

5.5. CIRCUITOS AUXILIARES

5.5.1. CONDICIONADOR DE SINAL

Como foi comentado anteriormente, o microcontrolador efetua continuamente a leitura da tensão da rede. Porém, como o PIC não permite níveis de tensão negativos, a amostra da tensão da rede deverá ser previamente tratada, para que desta forma o microcontrolador possa operar adequadamente.

Os circuitos responsáveis pelo tratamento de um sinal são chamados de condicionadores de sinais e podem atribuir ganhos, inversão de fase, atenuação, retificação, dentre outros.

Para o circuito foi utilizado um estágio de filtragem *anti-aliasing* e um circuito somador não-inversor [106], que são implementados utilizando-se amplificadores operacionais, resistores e capacitores, como pode ser visto na Fig. 5.25.

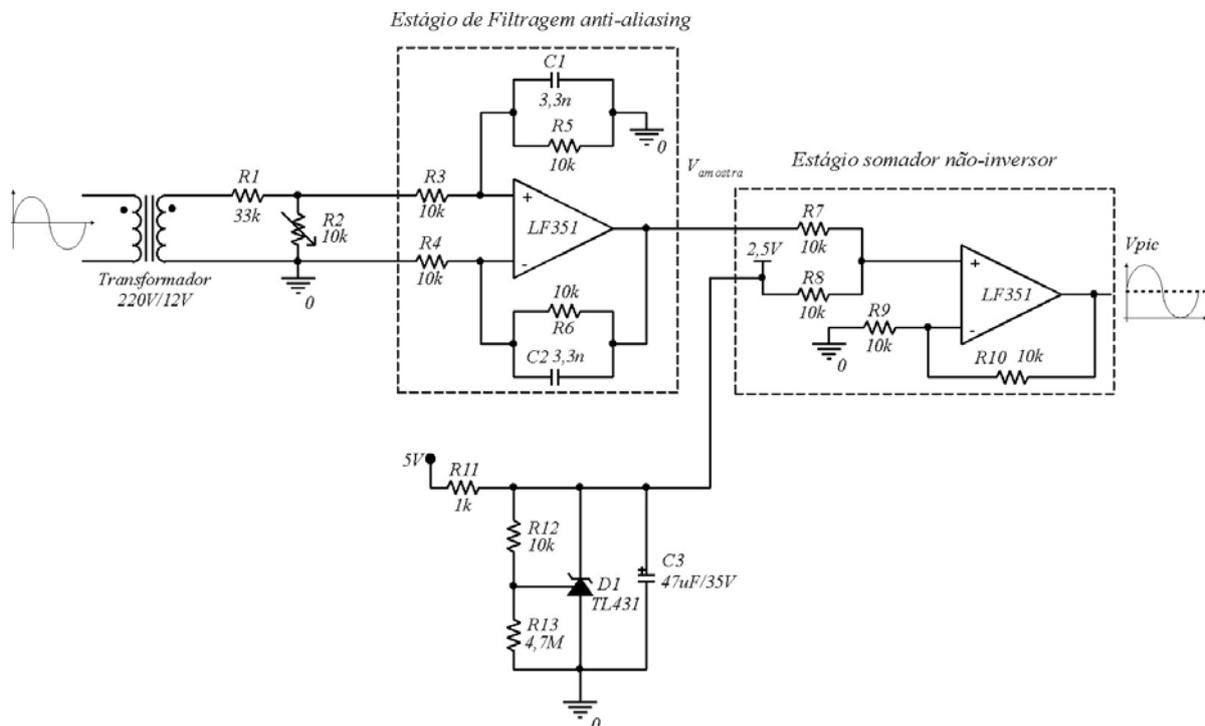


Fig. 5.25 – Circuito condicionador de sinal.

O filtro analógico “*anti-aliasing*” foi utilizado no circuito condicionador de sinal no intuito de evitar o efeito de “*aliasing*” [106]-[107] na amostragem da tensão da rede elétrica. A função de transferência do filtro é apresentada na expressão (5.22).

$$G_{faa}(s) = \frac{K}{s + K} \quad (5.22)$$

Para uma frequência de corte $f_{caa} = 10\text{kHz}$ e considerando $R5 = R6 = 10\text{k}\Omega$, determina-se os valores de C1 e C2 conforme a expressão (5.23).

$$C1 = C2 = \frac{1}{\pi \cdot f_{caa} \cdot R1} = 3,3\text{nF} \quad (5.23)$$

O estágio somador não-inversor fornece na saída uma combinação linear das entradas, sem a inversão de sinal. A relação entre os sinais de entrada e a saída é apresentada pela equação (5.24).

$$V_{pic} = \left(1 + \frac{R10}{R9}\right) \cdot \frac{1}{2} \cdot (V_{amostra} + 2,5) \quad (5.24)$$

O que se deseja na saída do condicionador de sinal (V_{pic}) é uma tensão positiva com valores que não ultrapassem +5V, nível máximo permitido na entrada analógica do microcontrolador. Desta forma, como será somado 2,5V à amostra do sinal de tensão ($V_{amostra}$), fazendo $R10 = R9 = 10\text{k}\Omega$, a amostra da tensão é ajustada para o devido condicionamento do sinal.

5.5.2. CIRCUITO PARA LIMITAÇÃO DA CORRENTE DE PRÉ-CARGA

Para o procedimento de partida do sistema é necessário limitar a corrente de pré-carga do banco de capacitores do barramento CC, tendo em vista que este se comporta como um curto-circuito quando descarregado. Durante todo o procedimento a carga do banco ocorre em duas etapas: na primeira, o nível de tensão é elevado até o valor de pico da tensão da rede (311V) e na segunda o nível de tensão é elevado ao valor nominal de operação (400V).

Após o microcontrolador acionar o relé principal, o barramento é carregado através dos diodos dos interruptores e do resistor de partida (R_{sh1}), que limita o pico da corrente de carga dos capacitores. Caso a tensão dos capacitores atinja aproximadamente 300V o resistor é curto-circuitado pelo relé de *inrush* (Fig. 5.26).

A corrente de pico foi estipulada de tal maneira a não causar danos nos diodos da ponte completa, bem como no indutor de filtragem L . Além disso, foi levado em consideração um tempo mínimo de carga do banco até o instante de liberação dos sinais de comando. Assim sendo, o

resistor R_{inrush} foi calculado para uma corrente máxima de 5A e uma dissipação de potência máxima de 5W, resultando:

$$R_{sh} = 62\Omega / 5W$$

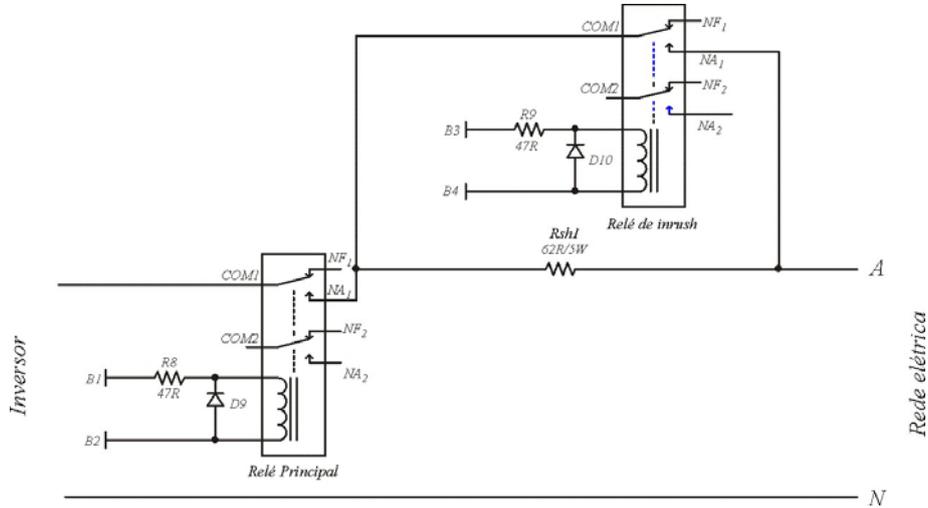


Fig. 5.26 – Circuito de partida e pré-carga.

A segunda etapa do procedimento de partida é auxiliado por um circuito de partida progressiva (*soft-start*), controlador pelo PIC e que propicia o aumento progressivo da tensão de referência da malha de tensão de tal maneira que este não esteja saturada quando os pulsos de comando forem liberados (Fig. 5.27).

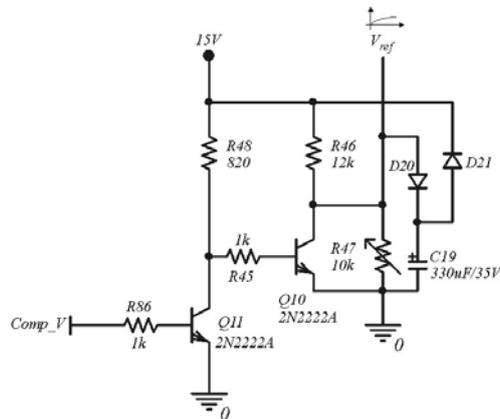


Fig. 5.27 – Circuito de partida progressiva.

As resistências $R46$ e $R47$ são escolhidas de acordo com a equação a seguir, para que se tenha no divisor resistivo a tensão de referência desejada em regime permanente.

$$\frac{R46 + R47}{R47} = \frac{15}{400 \cdot 0,013}$$

Adotando para $R46$ o valor de $12k\Omega$, encontra-se que $R47 \cong 6,3k\Omega$. Na prática $R47$ foi substituído por um potenciômetro de $10k\Omega$.

O capacitor $C19$ foi especificado baseado no tempo estipulado entre o início do procedimento de partida e a liberação dos sinais de comando, que foi de aproximadamente 2s. Seu valor foi escolhido de tal maneira que, durante este intervalo de tempo, a saída do compensador de tensão não saturasse. Por simulação, constatou-se que um valor adequado para o capacitor $C19$ encontra-se na faixa de $330\mu F$.

5.5.3. FONTE AUXILIAR

Para evitar maiores consumos de energia por parte do painel solar, a fonte auxiliar foi projetada para ser alimentada diretamente da rede elétrica. A Fig. 5.28 ilustra o esquema elétrico da fonte auxiliar utilizada no sistema, que corresponde a um conversor CC-CC flyback contendo seis saídas isoladas, sendo duas saídas simétricas de $\pm 15V$, uma de $+5V$ e uma última de $+20V$.

O projeto da fonte encontra-se disponível nos anexo D.

5.6. CONCLUSÃO

O presente capítulo abordou, sucintamente, a importância do circuito seguidor de máxima potência para os sistemas fotovoltaicos, bem como algumas estratégias de controle empregadas. Em seguida, é feito um estudo elétrico de um painel fotovoltaico, sendo apresentado ao final, um modelo simplificado. Os resultados obtidos por simulação comprovaram que as curvas características da tensão versus a corrente estavam muito próximas da curva real do módulo.

Devido à técnica de controle empregada ao segundo estágio do sistema, foi possível aplicar uma estratégia de busca do ponto de máxima potência no primeiro estágio, monitorando a tensão e a corrente no arranjo fotovoltaico. Tal estratégia é descrita em seguida destacando os pontos mais importantes e o algoritmo empregado.

Uma vez que foi decidido utilizar um microcontrolador no circuito MPP, foi possível agregar ao mesmo, também, a tarefa de supervisão de todo o sistema.

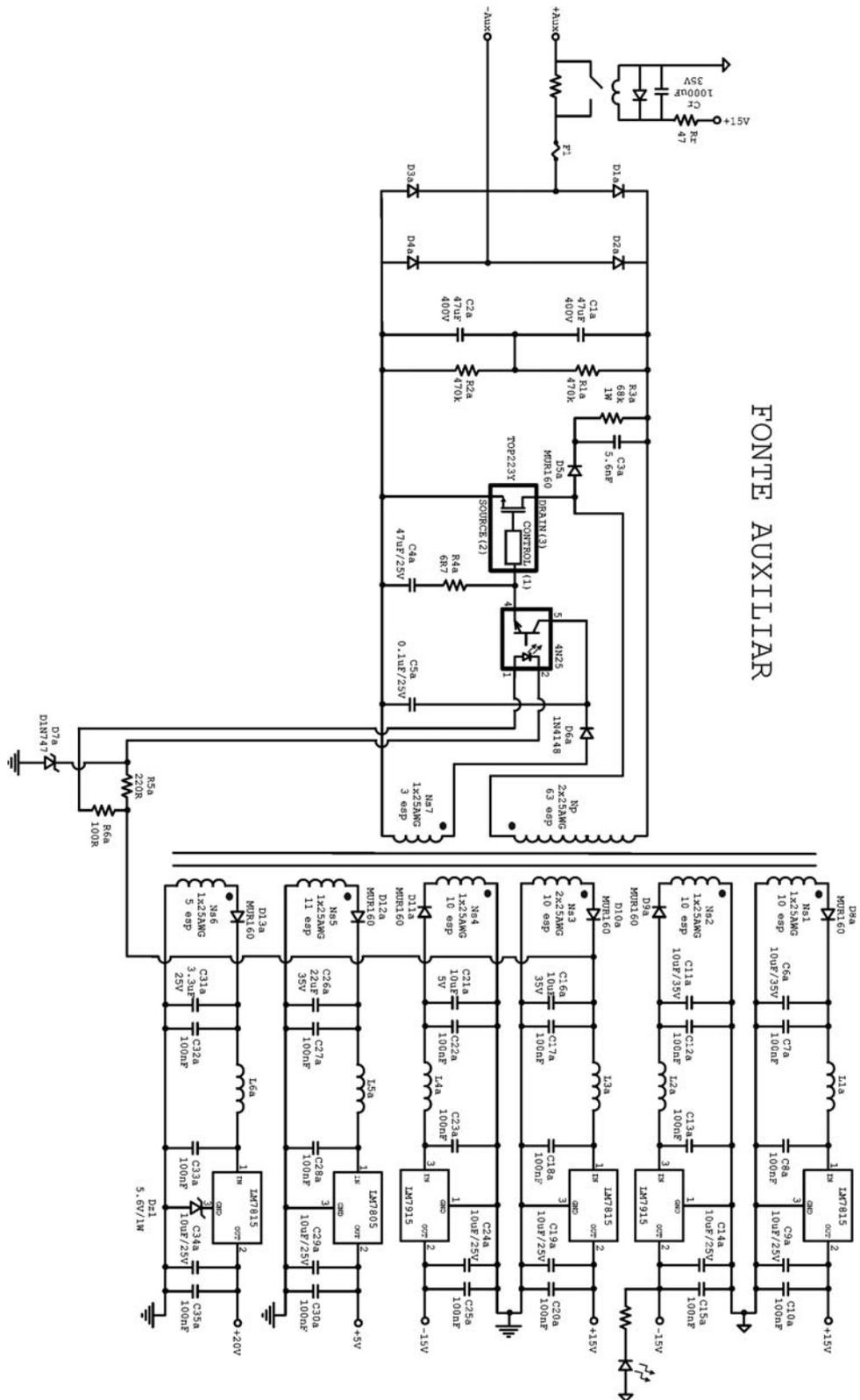


Fig. 5.28 – Esquema elétrico da fonte auxiliar.

A forma de onda da tensão V_{AB} (tensão entre os pontos A e B) é apresentada na Fig. 6.2. É possível observar que a ondulação da tensão sobre os capacitores de entrada se reflete nos patamares de tensão definidos no projeto que equivalem a $D \cdot V_i$ e $(1-D) \cdot V_i$.

A Fig. 6.3 apresenta a forma de onda da tensão no primário do transformador. O efeito provocado pela perda de razão cíclica é observado na figura.

As Fig. 6.4 e Fig. 6.5 apresentam as formas de onda da tensão em um dos secundários do transformador e na entrada do filtro do mesmo secundário.

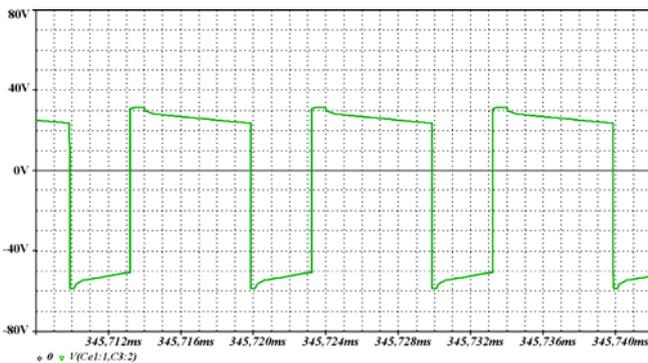


Fig. 6.2 – Forma de onda da tensão entre os pontos A e B do circuito simulado.

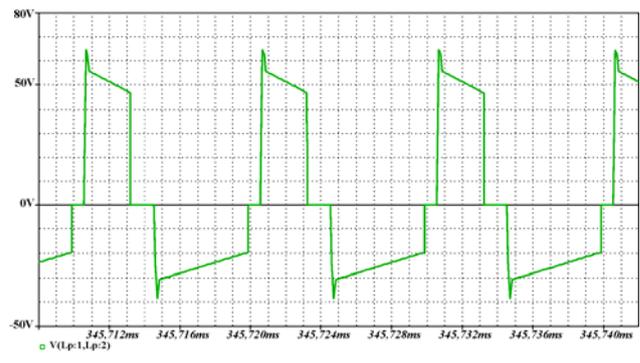


Fig. 6.3 – Tensão no primário do transformador.

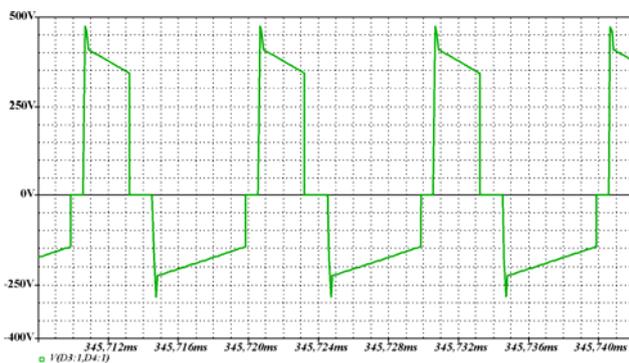


Fig. 6.4 – Tensão em um dos secundários do transformador.

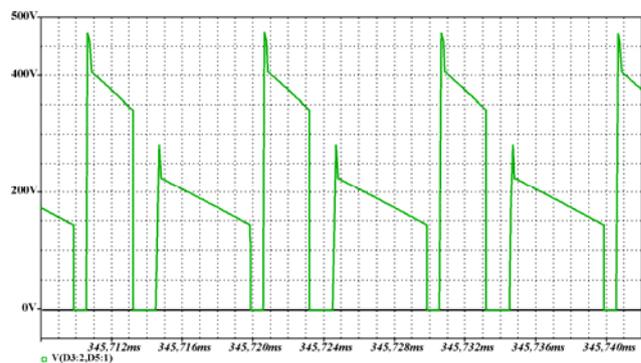


Fig. 6.5 – Tensão na entrada do filtro do mesmo secundário.

A Fig. 6.6 apresenta a forma de onda da corrente em L_r (indutor ressonante) onde se observa a ondulação de corrente provocada pela presença da corrente de magnetização.

As Fig. 6.7 e Fig. 6.8 apresentam as formas de onda da tensão nos capacitores da entrada do conversor (C_{e1} e C_{e2}). Observa-se que o valor médio da tensão sobre os capacitores equivale aproximadamente aos valores de $D \cdot V_i$ (28V) para o C_{e2} e $(1-D) \cdot V_i$ (55,5V) para C_{e1} . Exatamente os patamares de tensão obtidos na tensão V_{AB} e apresentados na Fig. 6.2.

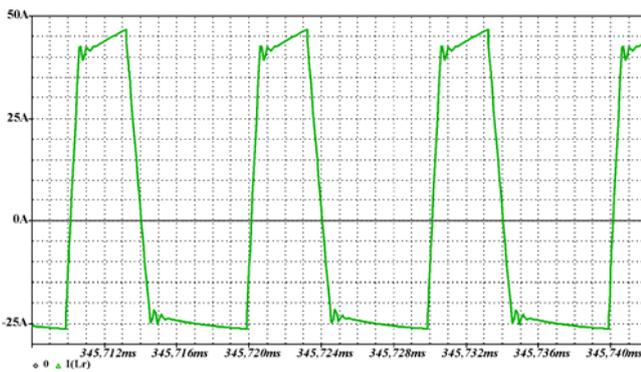


Fig. 6.6 – Corrente no indutor ressonante.

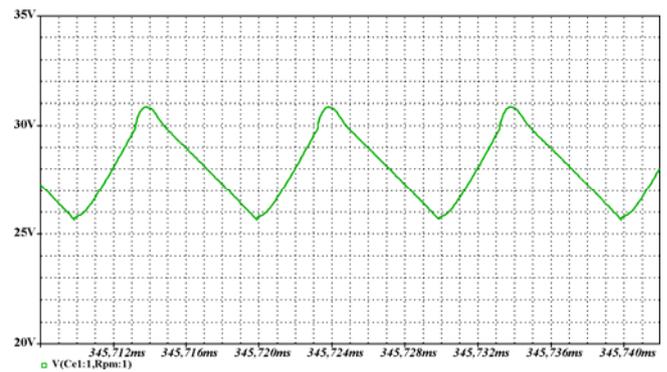


Fig. 6.7 – Ondulação de tensão no capacitor C_{e2} .

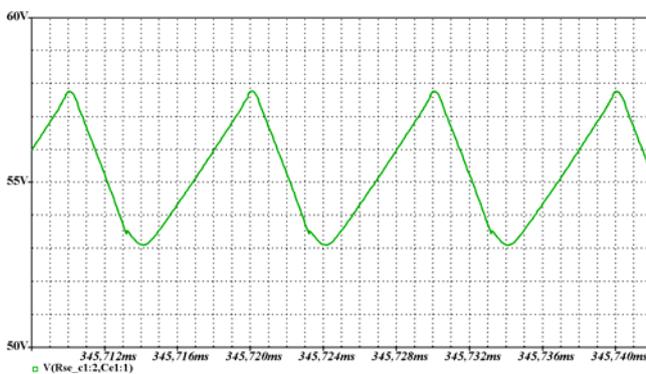


Fig. 6.8 – Ondulação de tensão sobre o capacitor C_{e1} .

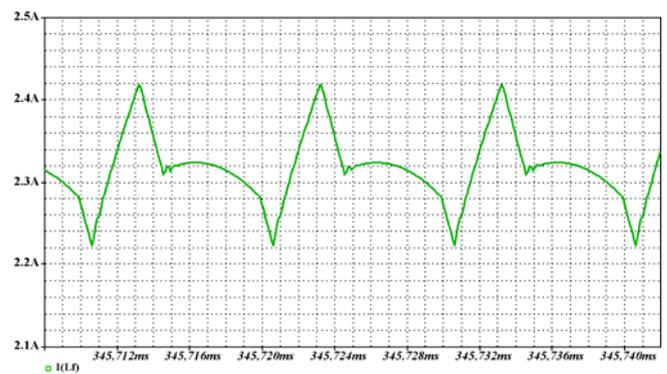


Fig. 6.9 – Ondulação da corrente de saída em um dos indutores do filtro.

A Fig. 6.9 apresenta a ondulação de corrente em um dos indutores do filtro L_f . Nota-se nesta figura que a ondulação da corrente corresponde a menos de 10% do valor nominal da corrente de saída do conversor como foi estipulado no projeto.

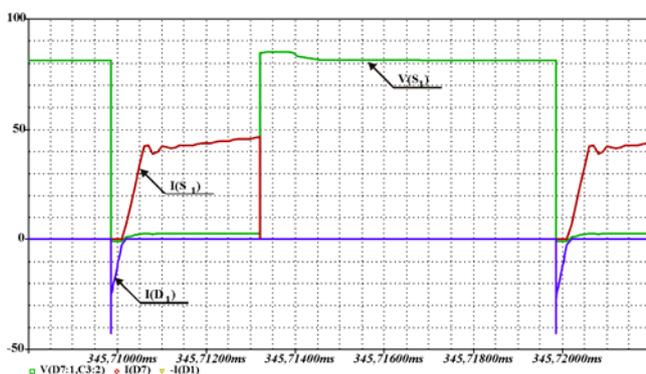


Fig. 6.10 – Detalhe da comutação do interruptor S_1 .

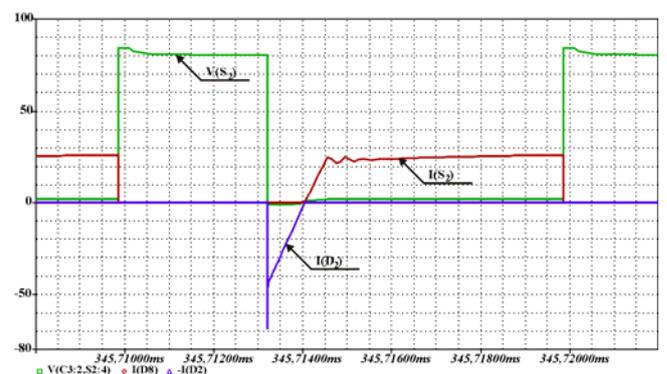


Fig. 6.11 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .

A Fig. 6.10 apresenta a comutação no interruptor S_1 onde se observa a entrada em condução do interruptor em ZVS. A corrente negativa ilustrada na figura corresponde à corrente que circula no diodo conectado em anti-paralelo com o interruptor.

A Fig. 6.11 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 durante o período de comutação. Além de se comprovar a comutação ZVS, pode se notar, através do período em que o valor da corrente é negativo, que o tempo disponível para que seja dado o comando para a condução do interruptor é maior em S_2 . Em outras palavras, a comutação em S_2 é mais favorável.

6.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR PONTE COMPLETA ZVS PWM

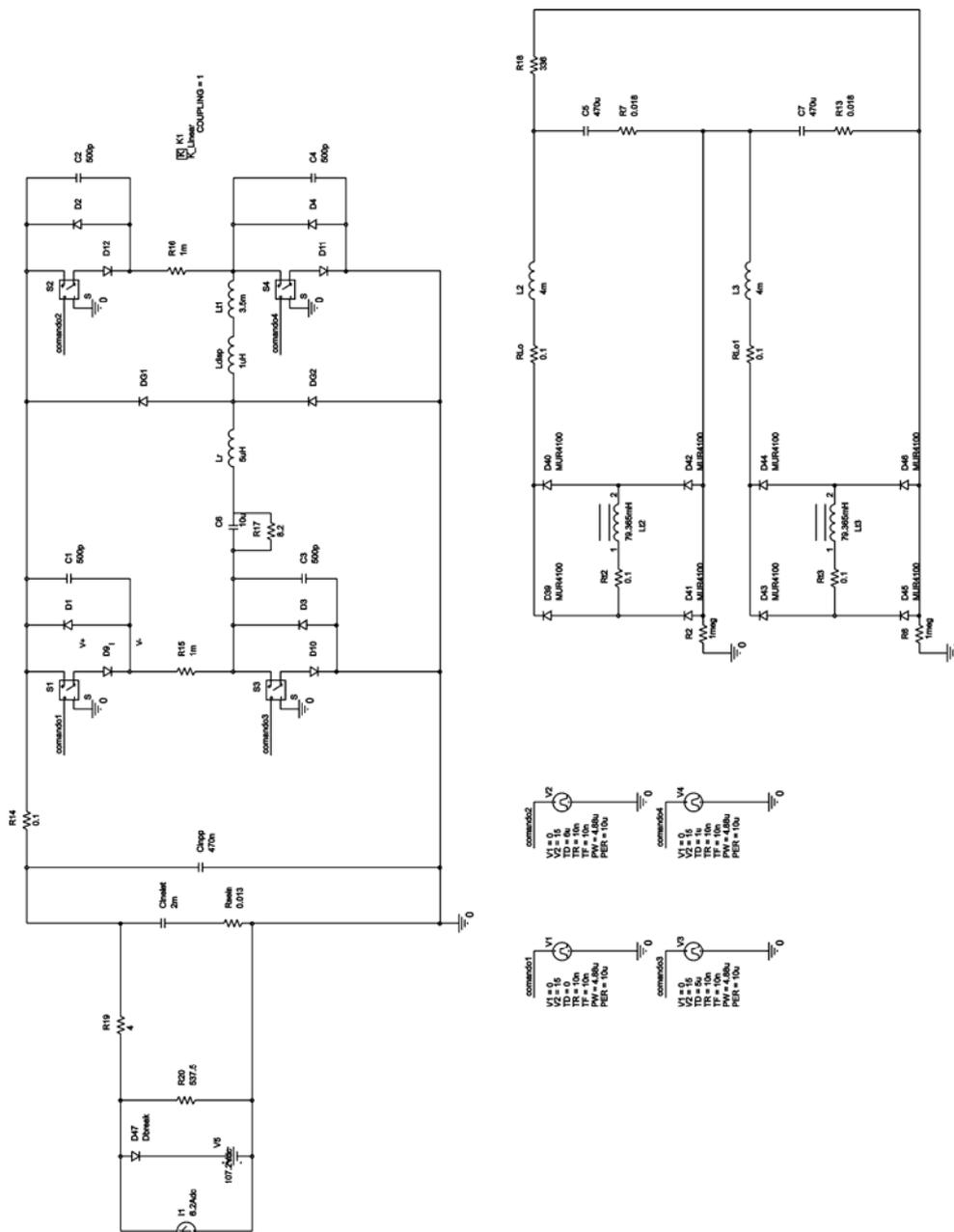


Fig. 6.12 – Esquemático utilizado na simulação do conversor PC ZVS PWM.

Como no caso anterior a validação do dimensionamento por simulação foi obtida com o uso do programa Orcad/PSPICE. A Fig. 6.12 apresenta o esquema elétrico do circuito utilizado para a simulação do conversor CC-CC Ponte Completa. O *netlist* do circuito é apresentado no anexo A.

A Fig. 6.13 apresenta a forma de onda da tensão V_{AB} . Nesta figura pode-se observar que, diferentemente do conversor Meia Ponte, os patamares positivo e negativo da tensão são iguais e equivalem a 83,5V. A Fig. 6.14 apresenta a forma de onda da tensão no primário do transformador. O efeito provocado pela perda de razão cíclica é novamente evidenciando na figura.

As Fig. 6.15 e Fig. 6.16 apresentam as formas de onda da tensão em um dos secundários do transformador e na entrada do filtro do mesmo secundário.

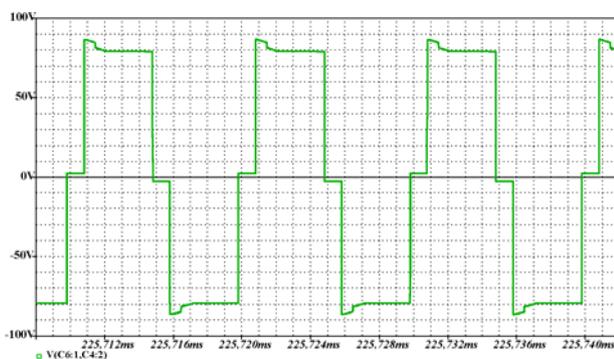


Fig. 6.13 – Tensão V_{AB} do conversor Ponte Completa.

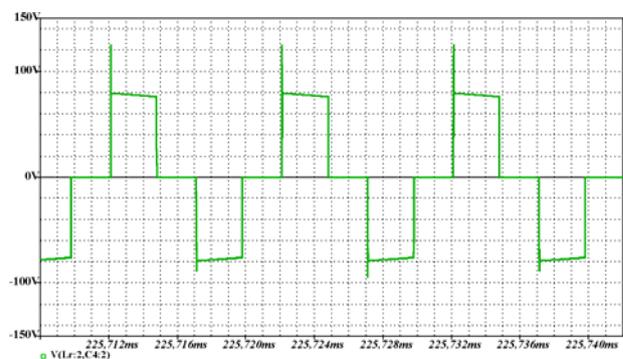


Fig. 6.14 – Tensão no primário do transformador.

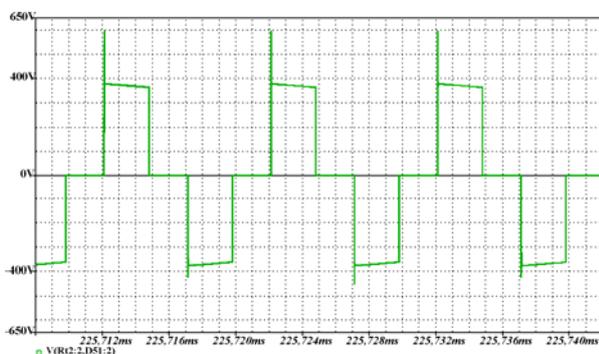


Fig. 6.15 – Forma de onda da tensão em um dos secundários.

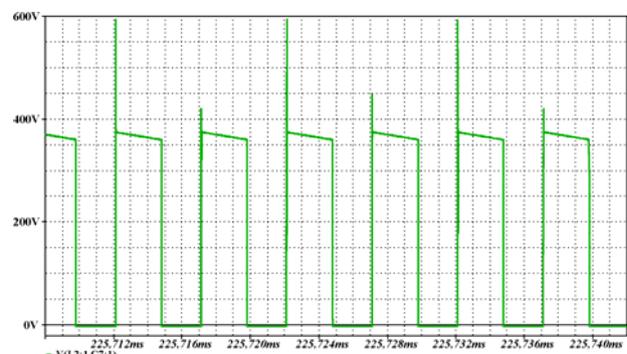


Fig. 6.16 – Tensão na entrada do filtro do respectivo secundário.

As Fig. 6.17 e Fig. 6.18 ilustram, respectivamente, a forma de onda da corrente no indutor ressonante e a forma de onda da ondulação de corrente em um dos indutores do filtro L_f . Nota-se nesta última que a ondulação da corrente corresponde a menos de 10% do valor nominal da corrente de saída do conversor como foi estipulado no projeto.

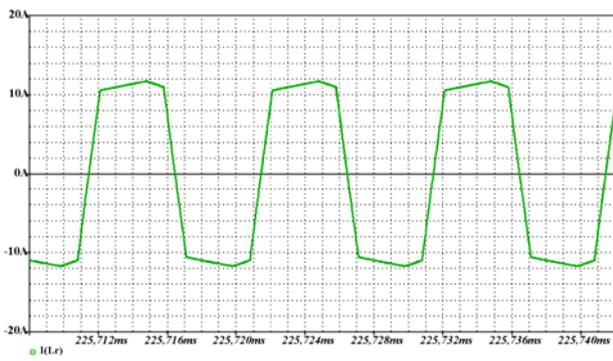


Fig. 6.17 – Forma de onda da corrente no indutor ressonante.

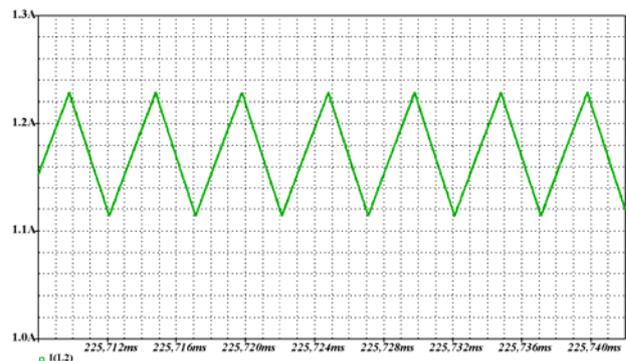


Fig. 6.18 – Ondulação da corrente de saída em um dos indutores do filtro.

A Fig. 6.19 apresenta a comutação nos interruptores superiores do conversor, onde se observa a entrada em condução do interruptor em ZVS. A corrente negativa ilustrada na figura corresponde à corrente que circula no diodo conectado em anti-paralelo com o interruptor.

A Fig. 6.20 apresenta a comutação nos interruptores inferiores do conversor, onde se observa a entrada em condução do interruptor em ZVS. Novamente, a corrente negativa ilustrada na figura corresponde à corrente que circula no diodo conectado em anti-paralelo com o interruptor.

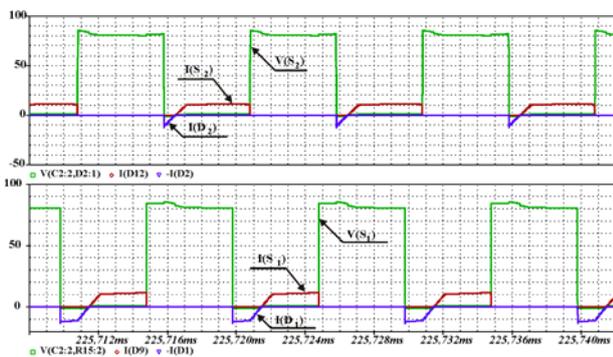


Fig. 6.19 – Tensão e corrente nos interruptores superiores do conversor Ponte Completa PWM ZVS.

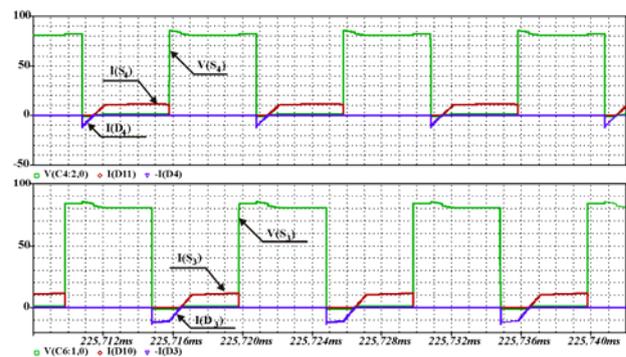


Fig. 6.20 – Tensão e corrente nos interruptores inferiores do conversor Ponte Completa PWM ZVS.

6.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O INVERSOR

Para o caso da validação do dimensionamento por simulação do inversor foi utilizado o programa PSim versão 6.0 e contempla o sistema completo. A Fig. 6.21 apresenta o esquema elétrico do circuito utilizado para a simulação. O *netlist* do circuito é apresentado no anexo A.

Primeiro foi considerado o sistema processando a energia do arranjo fotovoltaico sem a conexão de cargas entre este e a rede elétrica. Em seguida, foi considerado o mesmo sistema só que

agora com uma carga conectada antes do ponto de conexão da rede. Por se tratar da carga mais danosa para o sistema, foi utilizado um retificador de onda completa com filtro capacitivo e fator de crista igual a 2,92, como carga. Essa carga é idêntica à utilizada na prática.

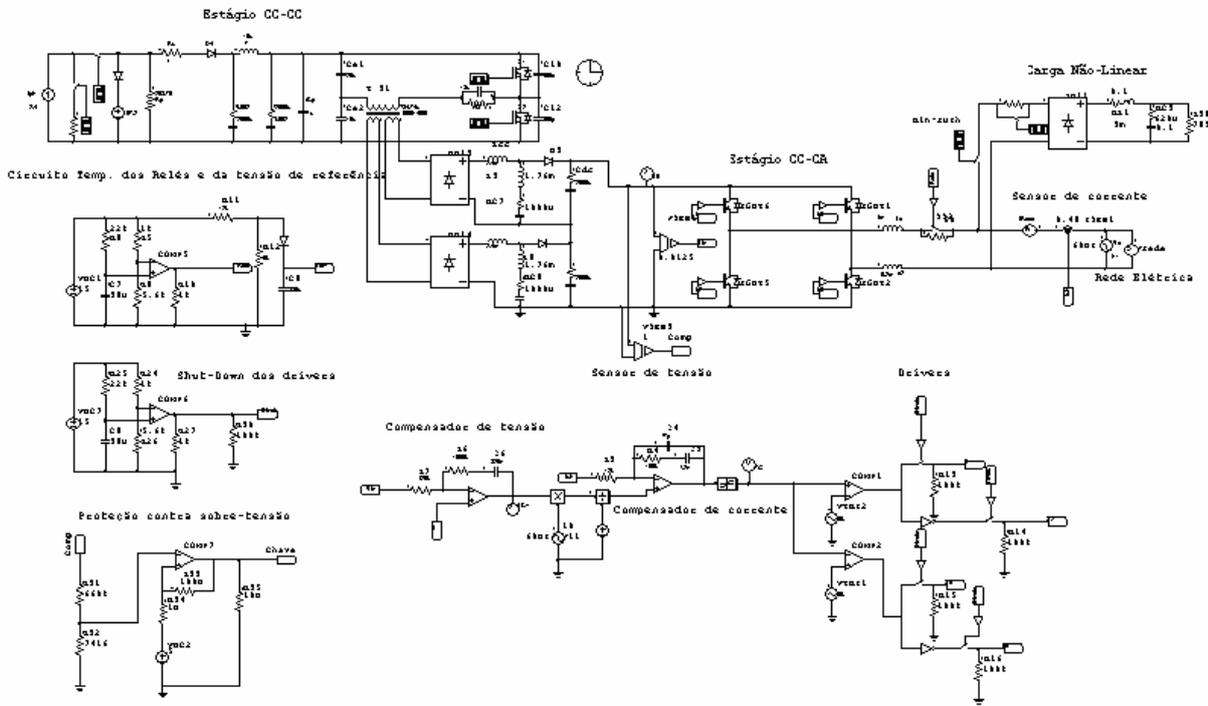


Fig. 6.21 – Esquemático utilizado na simulação do sistema completo.

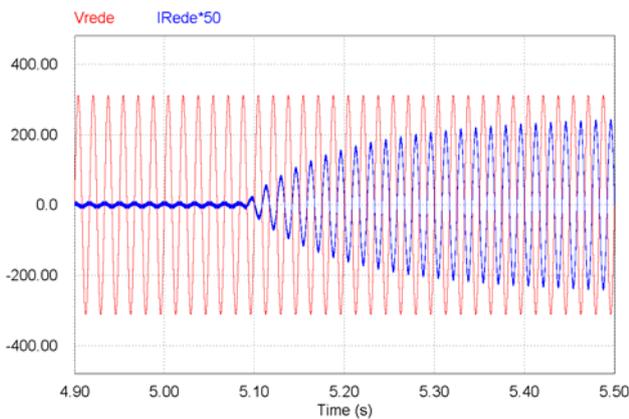


Fig. 6.22 – Tensão da rede elétrica e corrente na rede elétrica sem conexão de carga.

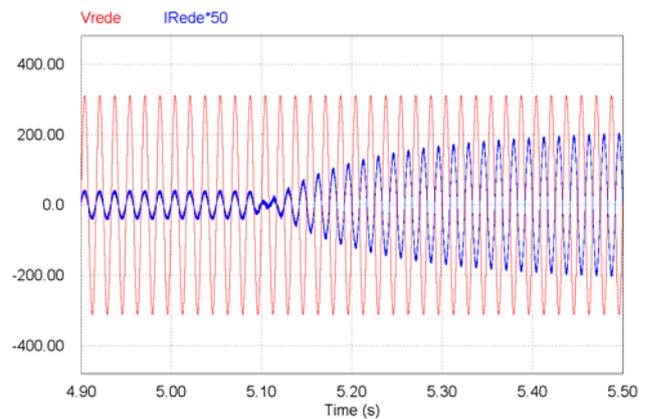


Fig. 6.23 – Tensão da rede e corrente na rede elétrica com conexão de carga.

A Fig. 6.22 apresenta a tensão e a corrente na rede. Para este caso, que não há conexão de carga, a corrente na rede é a própria corrente de saída do sistema. Até o instante $t = 5,1s$, o arranjo fotovoltaico não gera energia (zero de incidência solar) e o sistema drena uma corrente da rede apenas para manter a tensão do barramento CC constante e igual a 400V. Após $t = 5,1s$, o arranjo

começa a gerar energia. Neste instante, o sistema passa a processar essa energia, inverte o fluxo de potência e injeta na rede elétrica a potência gerada pelos módulos fotovoltaicos.

A Fig. 6.23 ilustra a tensão e a corrente na rede elétrica, para o caso em que há conexão de uma carga não linear entre o sistema e a rede. Neste caso, a corrente na rede não equivale à corrente de saída do sistema, mas sim uma composição entre esta e a corrente na carga. Novamente, até o instante $t = 5,1\text{s}$, o arranjo fotovoltaico não gera energia e o sistema gera uma corrente, que somada à corrente na carga, força a corrente drenada da rede ser senoidal. Após $t = 5,1\text{s}$, arranjo começa a gerar energia. Assim como no caso anterior, o fluxo de energia se inverte e o sistema passa a alimentar diretamente a carga, injetando na rede elétrica a energia excedente.

As Fig. 6.24 e Fig. 6.25 ilustram os detalhes das formas de onda da Fig. 6.22 quando não há geração e quando há geração de energia elétrica a partir do arranjo fotovoltaico, respectivamente, para o sistema operando sem carga na saída. As correntes foram multiplicadas por 50 a título de visualização.

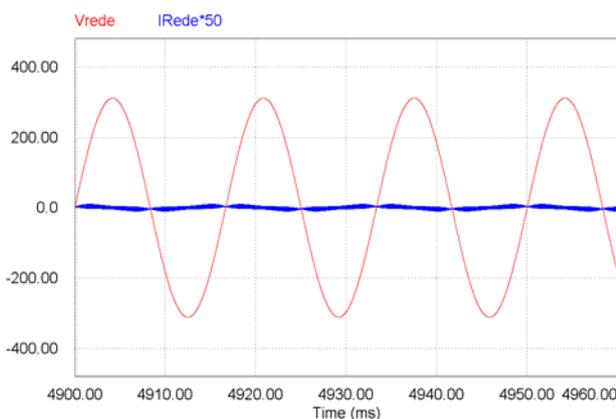


Fig. 6.24 – Detalhe da tensão da rede e da corrente na rede elétrica sem geração de energia elétrica a partir do arranjo fotovoltaico.

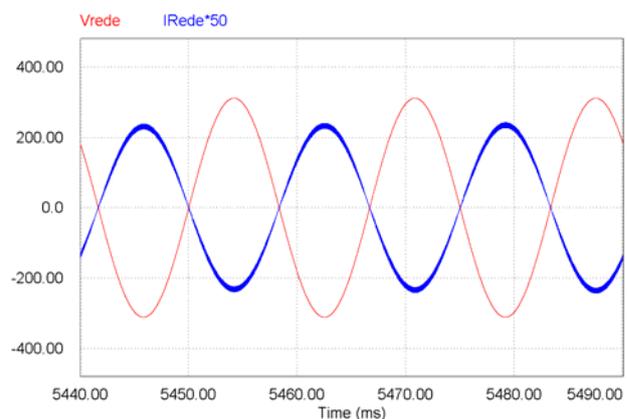


Fig. 6.25 – Detalhe da tensão da rede e da corrente na rede elétrica com geração de energia elétrica a partir do arranjo fotovoltaico.

As Fig. 6.26 e Fig. 6.27 ilustram os detalhes das formas de onda da Fig. 6.23 quando não há geração e quando há geração de energia elétrica a partir do arranjo fotovoltaico, respectivamente, para o sistema operando com uma carga conectada antes do ponto de conexão com a rede. Interessante notar a inversão de fase (180°) da corrente na rede, comprovando a inversão do fluxo de potência. Novamente, as correntes foram multiplicadas por 50 a título de visualização.

Os resultados demonstram a eficiência da malha de controle da corrente, impondo na saída uma corrente senoidal independentemente do sentido do fluxo de potência. Observam-se também

nas ilustrações abaixo as deformações causadas na corrente de saída, estudadas no capítulo 5, quando uma carga equivalente à especificada no início da seção é conectada.

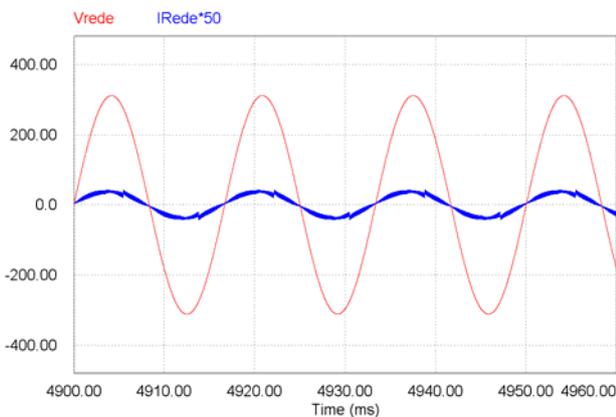


Fig. 6.26 – Detalhe da tensão e da corrente na rede elétrica sem geração de energia elétrica fotovoltaica e com conexão de carga antes do ponto de conexão.

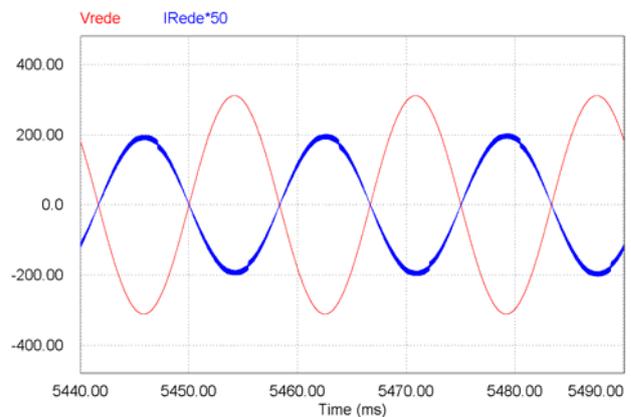


Fig. 6.27 – Detalhe da tensão e da corrente na rede elétrica com geração de energia elétrica fotovoltaica e com conexão de carga antes do ponto de conexão.

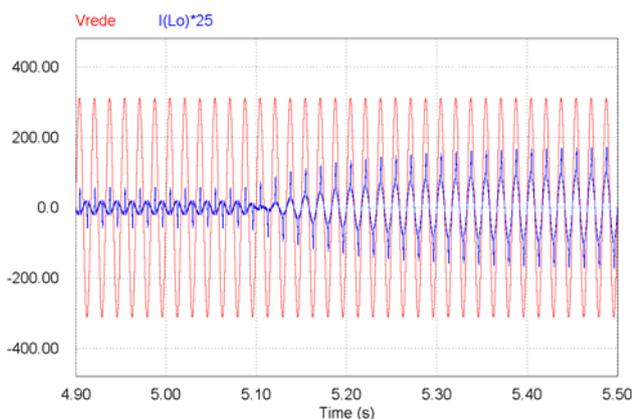


Fig. 6.28 – Tensão na rede e corrente de saída do sistema com conexão de carga.

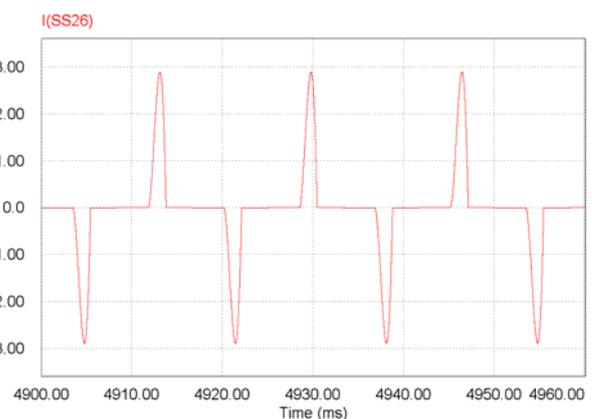


Fig. 6.29 – Detalhe da forma de onda da corrente drenada pela carga.

A Fig. 6.28 ilustra a forma de onda da tensão na rede elétrica e a corrente de saída do sistema. Como já foi abordado anteriormente, a corrente da rede, seja injetada ou drenada, equivale à composição entre a corrente de saída do sistema e a corrente de carga ($I(SS26)$) apresentada na Fig. 6.29.

Novamente, até o instante $t = 5,1s$, o arranjo fotovoltaico não gera energia e o fluxo de potência ocorre da rede elétrica para a carga. Neste caso, a corrente do sistema é adicionada à corrente de carga de tal maneira a forçar a corrente na rede ser senoidal. Após $t = 5,1s$, há uma inversão no fluxo de energia e o sistema passa a alimentar diretamente a carga injetando na rede elétrica a energia excedente. Portanto, neste caso, a corrente na rede passa a ser a diferença entre a

corrente de saída do sistema e a corrente de carga. As Fig. 6.30 e Fig. 6.31 apresentam os detalhes das formas de onda da tensão na rede elétrica e da corrente de saída do sistema ($I(L_o)$). A corrente de saída do sistema foi multiplicada por 25 a título de visualização.

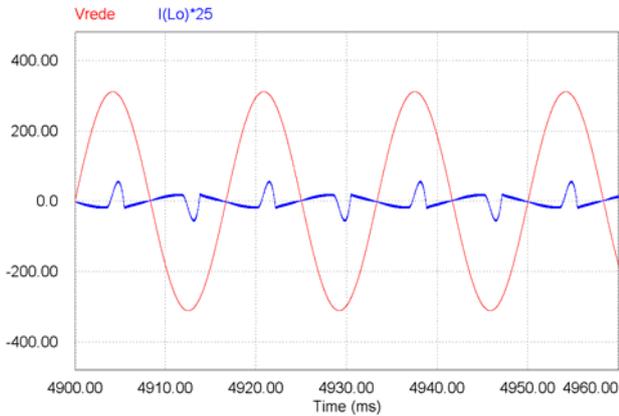


Fig. 6.30 – Detalhe da tensão da rede e da corrente de saída do sistema quando não há geração de energia elétrica fotovoltaica.

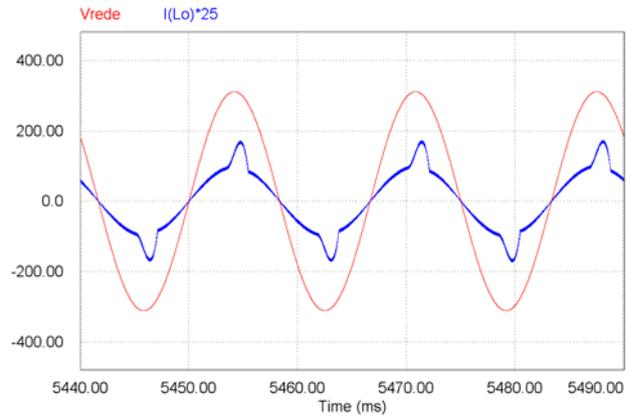


Fig. 6.31 – Detalhe da tensão da rede e da corrente de saída do sistema quando há geração de energia elétrica fotovoltaica.

A Fig. 6.32 ilustra as formas de onda da corrente na carga ($I(SS26)$) e na saída do sistema ($I(L_o)$), com e sem geração de energia elétrica por parte do arranjo fotovoltaico. Assim como nos casos anteriores, antes de $t = 5,1s$, não há geração de energia elétrica fotovoltaica. O fluxo de potência flui no sentido rede elétrica – sistema. No caso, o sistema funciona como um filtro ativo puro. Típica situação encontrada quando há baixos índices de incidência solar ou durante os períodos noturnos. Após $5,1s$, o sistema passa a receber energia por parte do arranjo. Há uma inversão do fluxo de potência e o sistema passa a alimentar a carga, injetando o excedente de energia na rede elétrica.

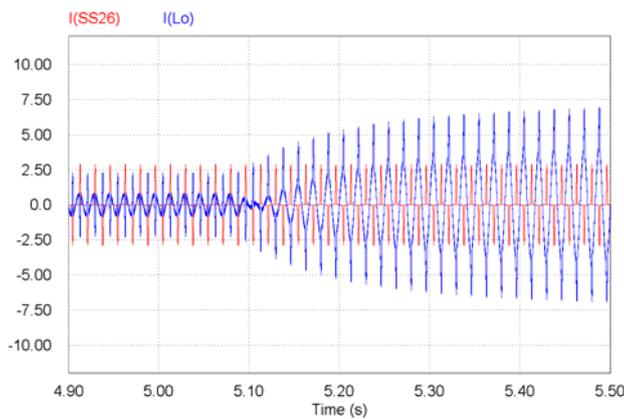


Fig. 6.32 – Corrente na carga e corrente de saída do sistema.

Os detalhes das formas de onda da corrente na carga e na saída do sistema, sem geração de energia elétrica por parte do arranjo fotovoltaico, bem como a corrente na rede são apresentados nas Fig. 6.33 e Fig. 6.34. Os detalhes das mesmas formas de onda, só que considerando geração de energia elétrica fotovoltaica, são ilustrados nas Fig. 6.35 e Fig. 6.36.

Estas ilustrações evidenciam a composição entre a corrente de saída do sistema e a corrente de carga para gerar a corrente na rede elétrica.

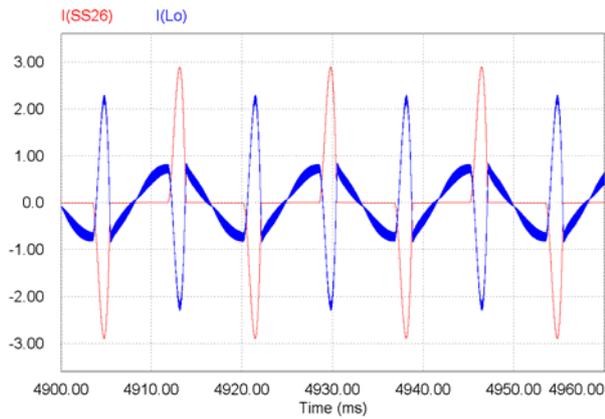


Fig. 6.33 – Detalhe das formas de onda da corrente na carga (I_{SS26}) e na saída do sistema ($I(L_o)$) quando não há geração de energia elétrica fotovoltaica.

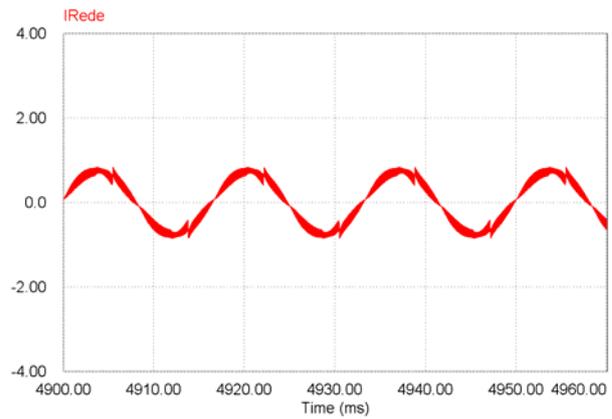


Fig. 6.34 – Detalhe da corrente na rede, determinada pela soma da corrente de saída do sistema com a corrente de carga.

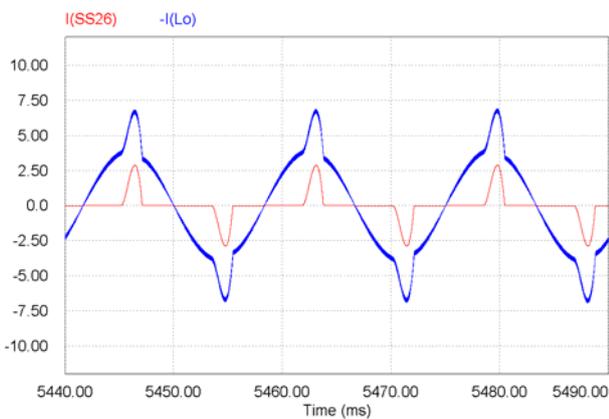


Fig. 6.35 – Detalhe das formas de onda da corrente na carga e na saída do sistema ($I(L_o)$) quando há geração de energia elétrica fotovoltaica.

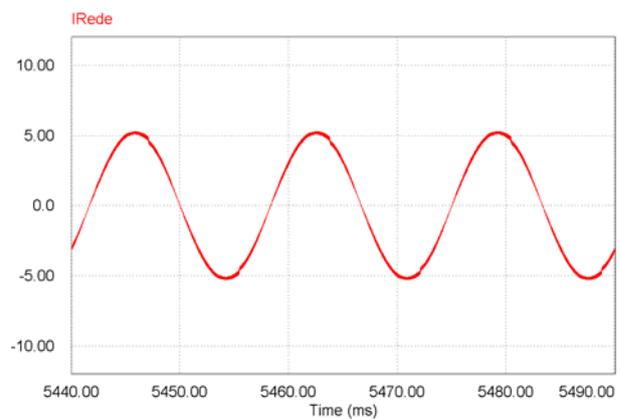


Fig. 6.36 – Detalhe da corrente na rede, determinada pela diferença entre a corrente de saída do sistema e a corrente de carga.

A Fig. 6.37 apresenta a corrente no indutor de saída ($I(L_{cc})$) do conversor CC-CC, a corrente que circula no filtro de baixa frequência (120Hz) ($I(L_3)$) e a corrente que alimenta o banco de capacitores do barramento CC, para o caso em que não há conexão de carga. Os detalhes das três correntes são ilustrados nas Fig. 6.38, Fig. 6.39 e Fig. 6.40.

Analisando os resultados de simulação observa-se que o conversor do estágio CC-CC processa somente a componente contínua e que a componente de 120Hz, gerada a partir do processo de inversão da corrente de saída, circula pelo filtro de baixa frequência.

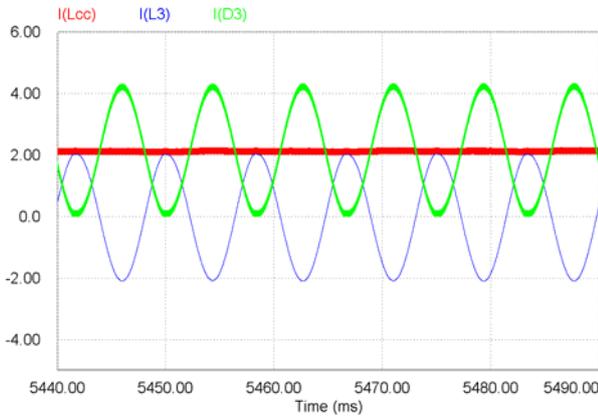


Fig. 6.37 – Formas de onda das correntes no indutor de saída do conversor CC-CC, no filtro de baixa frequência e a corrente que alimenta o banco de capacitores.

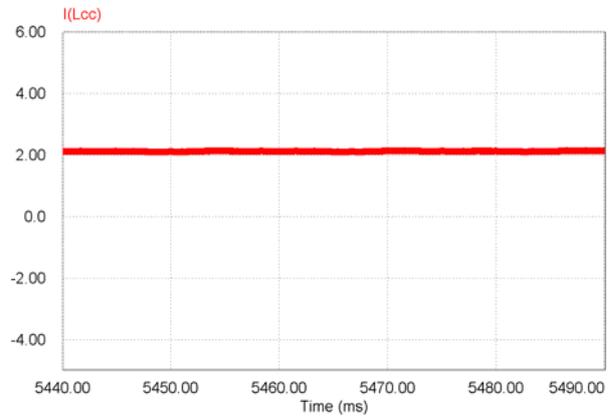


Fig. 6.38 – Detalhe da corrente no indutor de saída do conversor CC-CC para o sistema operando sem conexão de cargas.

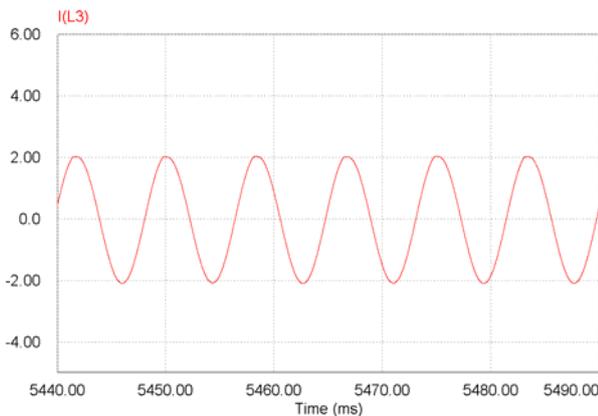


Fig. 6.39 – Detalhe da corrente no filtro de baixa frequência para o sistema operando sem conexão de cargas.

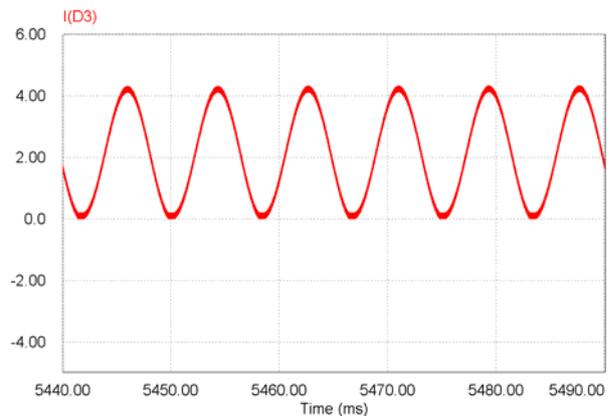


Fig. 6.40 – Detalhe da corrente que alimenta o banco de capacitores do barramento para o sistema operando sem conexão de cargas.

A corrente fornecida pelos painéis, para o sistema operando sem cargas, é ilustrada na Fig. 6.41 e para o sistema operando com conexão de cargas não-lineares é ilustrada na Fig. 6.42. Os resultados de simulação da Fig. 6.43 ilustram a corrente no indutor de saída ($I(L_{cc})$) do conversor CC-CC, a corrente que circula no filtro de baixa frequência (120Hz) ($I(L_3)$) e a corrente que alimenta o banco de capacitores do barramento CC ($I(D_3)$), para o caso em que há conexão de carga não-linear.

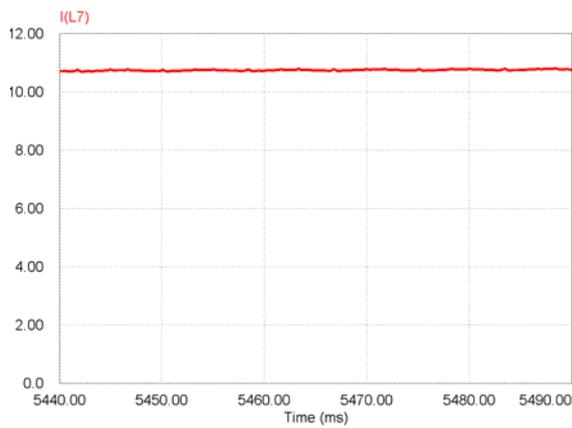


Fig. 6.41 – Corrente fornecida pelo arranjo de painéis ao sistema sem conexão de carga.

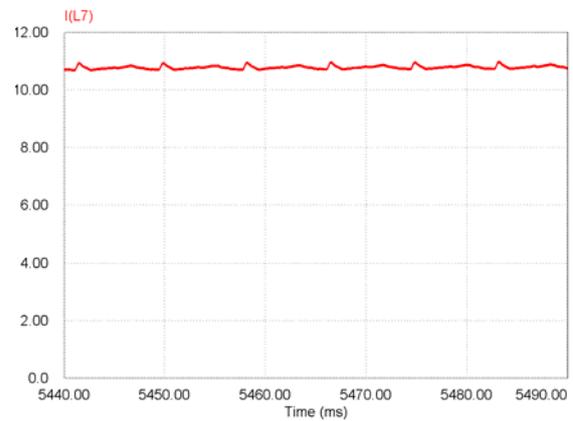


Fig. 6.42 – Corrente fornecida pelo arranjo de painéis ao sistema com conexão de carga.

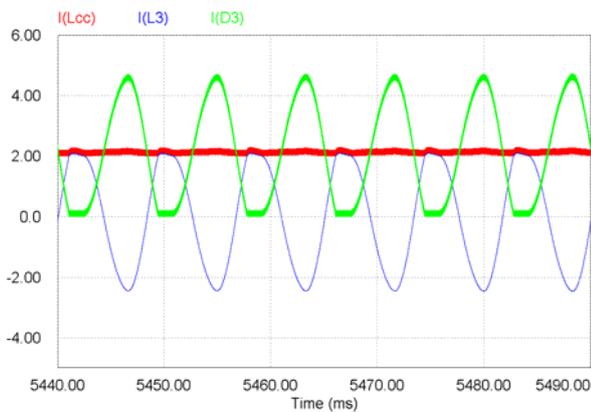


Fig. 6.43 – Formas de onda das correntes no indutor de saída do conversor CC-CC, no filtro de baixa frequência e a corrente que alimenta o banco de capacitores.

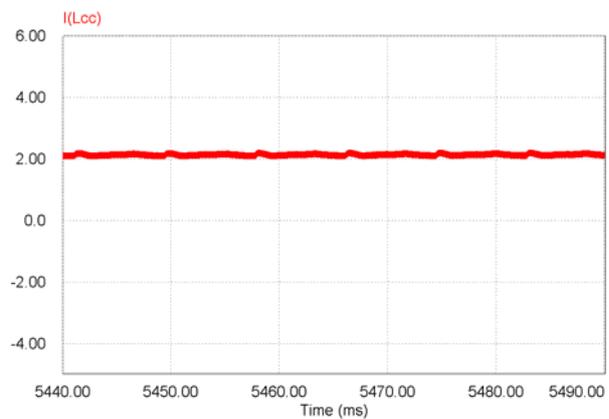


Fig. 6.44 – Detalhe da corrente no indutor de saída do conversor CC-CC para sistema operando com conexão de carga.

Os detalhes das três correntes são ilustrados nas Fig. 6.44, Fig. 6.45 e Fig. 6.46. Como pode ser observada, a presença da carga não linear acaba distorcendo um pouco as correntes, quando comparada com os resultados anteriores.

As Fig. 6.47 e Fig. 6.48 apresentam as formas de onda da corrente fornecida pelo arranjo e a corrente no indutor de saída do conversor do primeiro estágio, respectivamente, sem a aplicação do filtro de baixa frequência. Como pode ser visto nos resultados de simulação, a ondulação de 120Hz, se propaga através do conversor CC-CC e acaba aparecendo no arranjo fotovoltaico.

A Fig. 6.49 ilustra o comportamento do nível de tensão do barramento CC durante a partida. Como pode ser observado, inicialmente há um processo de pré-carga do banco de capacitores, através do resistor de partida. Em seguida, o resistor é retirado e as malhas de controle passam a atuar no sistema levando o nível de tensão nos capacitores para 400V. Somente depois desta etapa é

que o primeiro estágio recebe sinais de comando e começa a rastrear o ponto de máxima potência do arranjo.

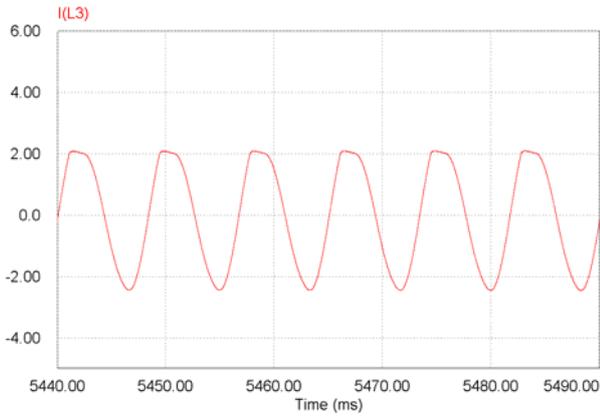


Fig. 6.45 – Detalhe da corrente no filtro de baixa frequência.

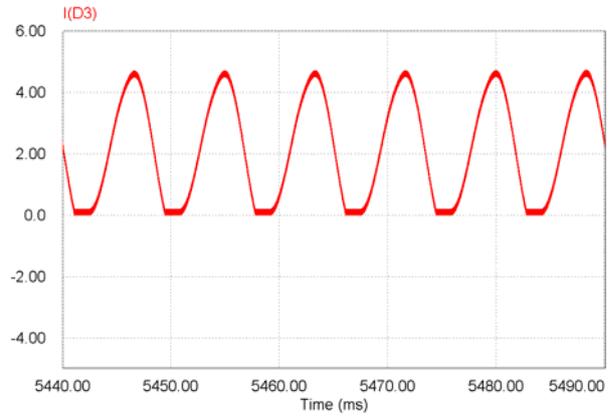


Fig. 6.46 – Detalhe da corrente que alimenta o banco de capacitores do barramento.

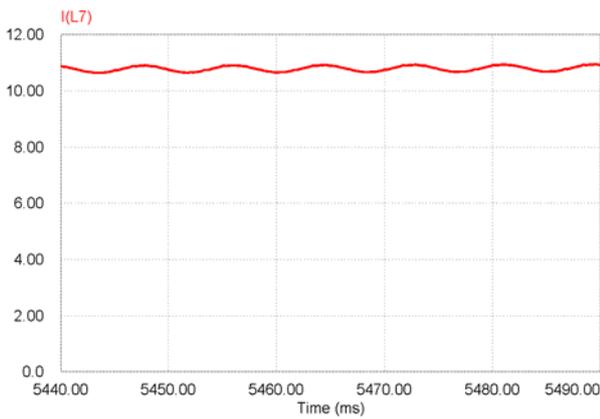


Fig. 6.47 – Detalhe da ondulação de 120Hz presente na corrente fornecida pelo arranjo fotovoltaico quando não é aplicado o filtro de baixa frequência.

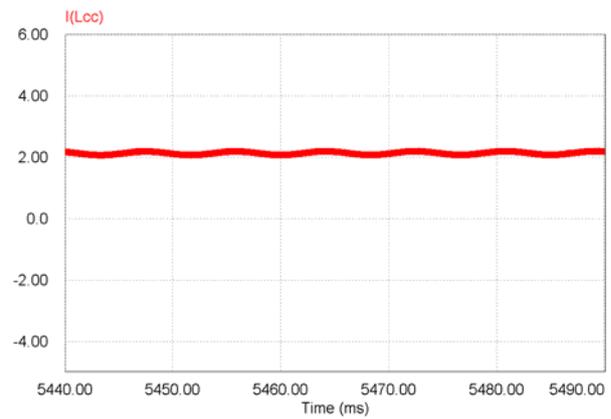


Fig. 6.48 – Detalhe da ondulação de 120Hz presente na corrente do indutor de saída do estágio CC quando não é aplicado o filtro de baixa frequência.

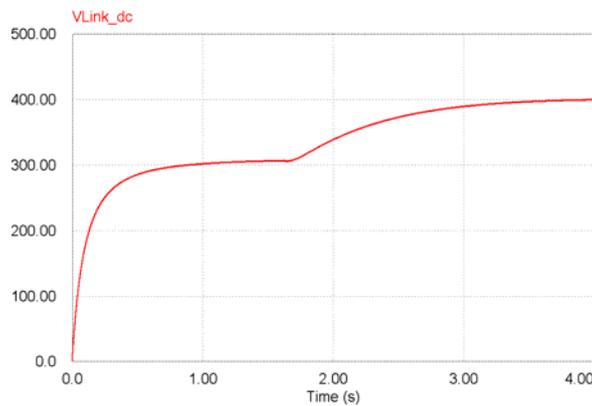


Fig. 6.49 – Comportamento da tensão de barramento durante a partida do sistema.

6.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir serão apresentados os resultados experimentais de ambos os sistemas, contemplando primeiro os conversores CC-CC e em seguida os resultados dos sistemas conectados à rede elétrica. No Anexo E são apresentados os diagramas elétricos completos de todos os conversores, do circuito de controle bem como as fotos dos protótipos. Todavia, os esquemas elétricos dos conversores de potência são apresentados logo abaixo.

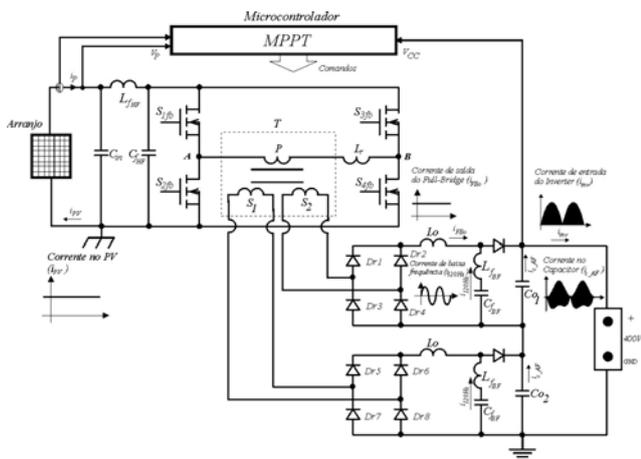


Fig. 6.50 – Esquema elétrico simplificado do conversor Ponte Completa.

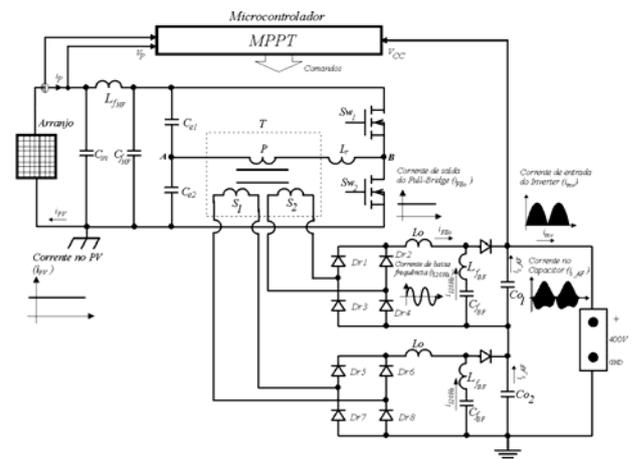


Fig. 6.51 – Esquema elétrico simplificado do conversor Meia Ponte.

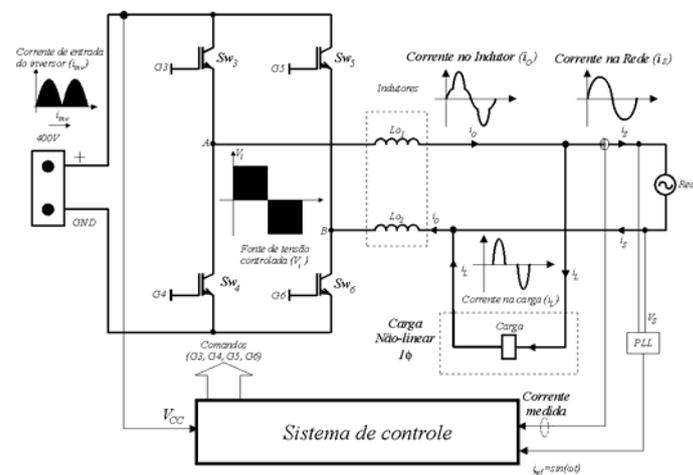


Fig. 6.52 – Esquema elétrico simplificado do Inversor.

A Fig. 6.53 apresenta a forma de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_{Aff} para a operação em condições nominais do conversor CC-CC Ponte Completa. A comutação ZVS é observada na entrada em condução do interruptor, porém, no bloqueio não é possível devido à

impossibilidade de obter a forma de onda da corrente no interruptor sem adicionar a esta a corrente no capacitor intrínseco.

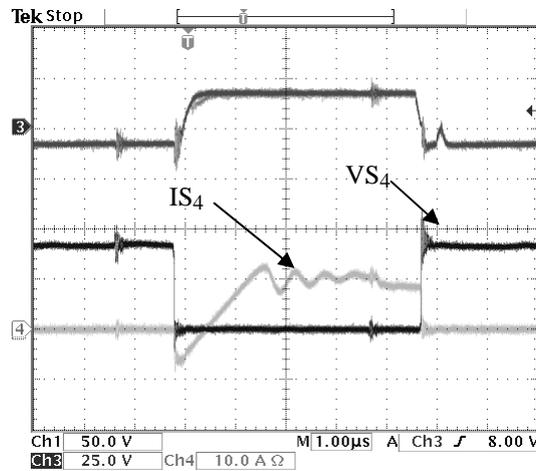


Fig. 6.53 Tensão (Ch1 50V/div), corrente (Ch4 10A/div) e sinal de comando (Ch3 25V/div) no interruptor S_{4fb} .

Quanto ao conversor CC-CC Meia Ponte, os detalhes da comutação suave foram observados através das análises das formas de onda dos sinais de comando (V_{gate}) e de tensão no interruptor. As Fig. 6.54 e Fig. 6.55 apresentam o detalhe dos sinais do interruptor S_1 para este conversor. Como pode ser observado, na entrada em condução (Fig. 6.54), o interruptor só recebe sinal de comando após sua tensão ter atingido valor nulo. No bloqueio (Fig. 6.55), somente após ser retirado o sinal de comando é que a tensão no interruptor cresce. É importante ressaltar que os sinais de comando dos interruptores (Ch3 10V/div) trabalham de -8V à 18V.

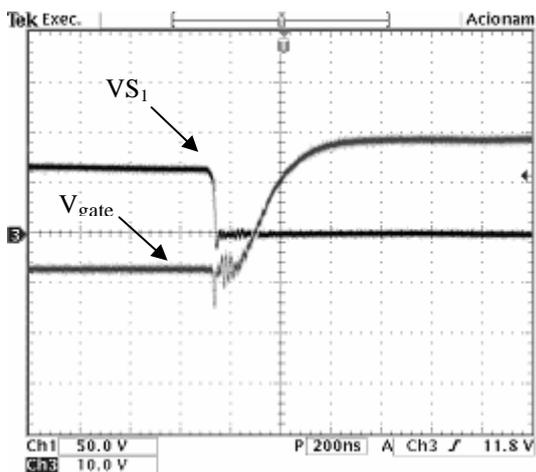


Fig. 6.54 – Detalhe do sinal de comando (Ch3 10V/div) e da tensão (Ch1 50V/div) no instante que o interruptor S_1 entra em condução.

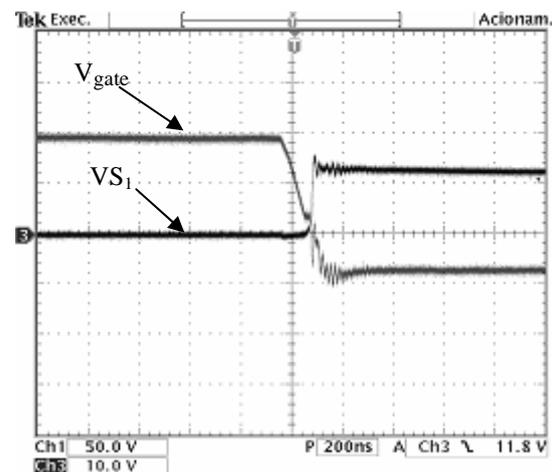


Fig. 6.55 – Detalhe do sinal de comando (Ch3 10V/div) e da tensão (Ch1 50V/div) no instante que o interruptor S_1 é bloqueado.

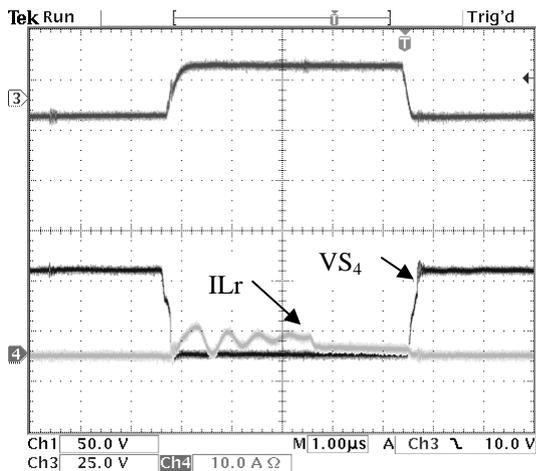


Fig. 6.56 - Tensão (Ch1 50V/div), corrente (Ch4 10A/div) e comando (Ch3 25V/div) no interruptor S_{4fb} para uma carga inferior a 30% para o conversor Ponte Completa.

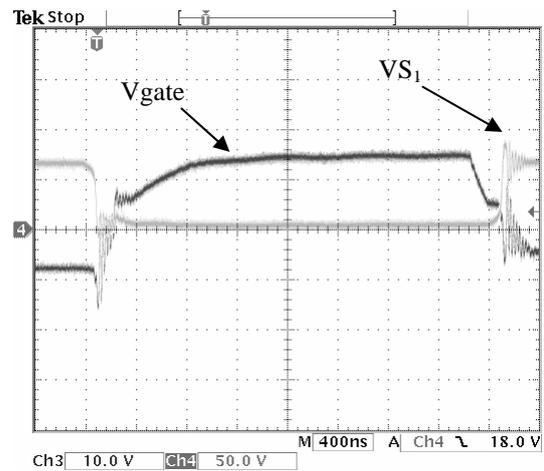


Fig. 6.57 - Tensão (Ch4 50V/div) e comando (Ch3 10V/div) no interruptor S_1 para uma carga inferior a 30% no conversor Meia Ponte.

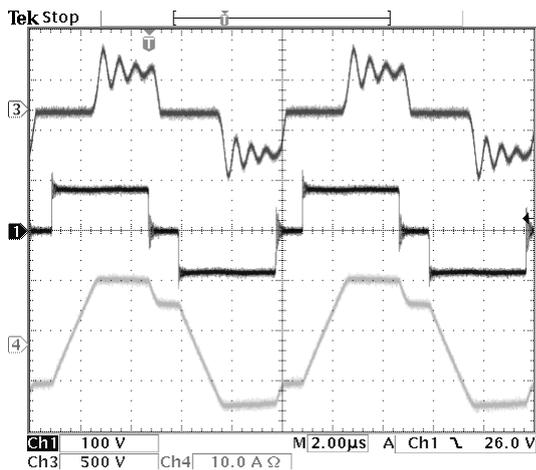


Fig. 6.58 – Tensão no secundário (Ch3 500V/div), tensão V_{AB} (Ch1 100V/div) e corrente no indutor ressonante (Ch4 10A/div) do conversor Ponte Completa.

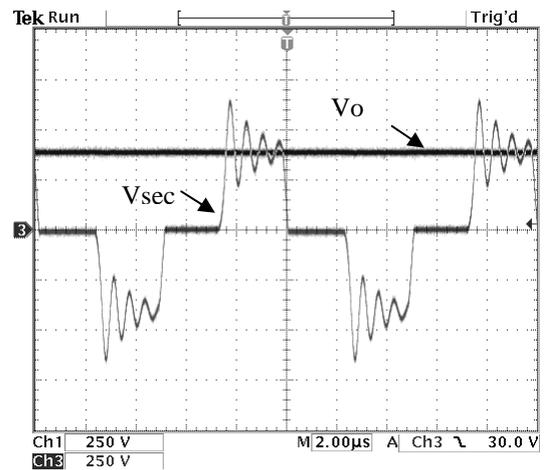


Fig. 6.59 – Tensão de saída (Ch1 250V/div) e tensão em um dos secundários (Ch3 250V/div) do conversor Ponte Completa.

Para verificar se a faixa de operação com comutação suave especificada em projeto foi obtida, os limites inferiores de comutação ZVS foram testados na prática e os resultados são apresentados nas Fig. 6.56 e Fig. 6.57. Estas ilustram as comutações nos conversores Ponte Completa e Meia Ponte, respectivamente, para situações de carga inferior a 30%. Os conversores apresentaram limites parecidos e os resultados atestaram que foi obtida comutação suave para uma faixa de aproximadamente 25% até 100% da potência. Mesmos os limites ficando um pouco acima da faixa de projeto, que é de 20% a 100% para ambos os casos, a metodologia de projeto demonstra

sua eficácia na especificação da faixa de operação com comutação suave. Abaixo deste valor o rendimento não é comprometido, pois a corrente nos interruptores torna-se baixa.

A Fig. 6.58 apresenta as formas de onda da tensão em um dos secundários, tensão V_{AB} e corrente no indutor ressonante do conversor Ponte Completa. Como se pode observar, os resultados corroboram com as formas de onda obtidas por simulação. Na Fig. 6.59, a tensão em um dos secundários é ilustrada juntamente com tensão de saída do conversor.

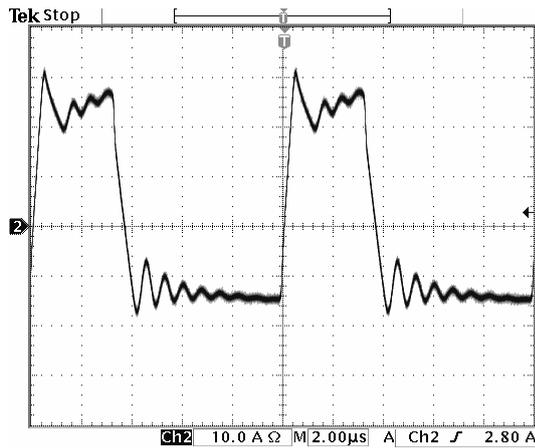


Fig. 6.60 – Forma de onda da corrente no transformador do conversor Meia Ponte.

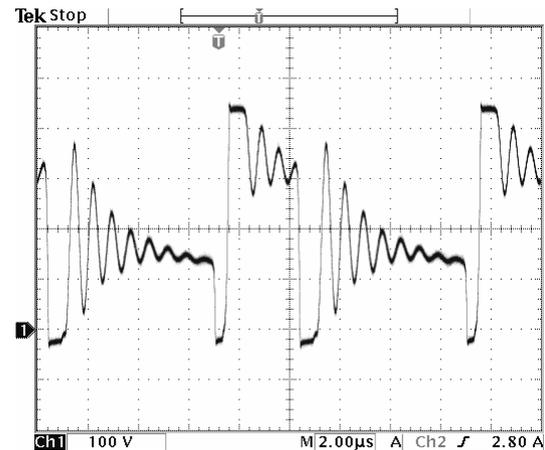


Fig. 6.61 – Forma de onda da tensão na entrada do filtro de saída de um secundário do conversor Meia Ponte.

As Fig. 6.60 e Fig. 6.61 apresentam as formas de onda da corrente no transformador e a tensão na entrada do filtro de saída de um dos secundários do conversor Meia Ponte.

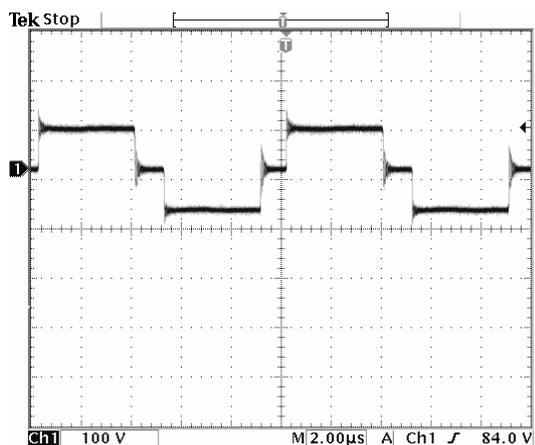


Fig. 6.62 – Tensão V_{AB} no conversor Ponte Completa.

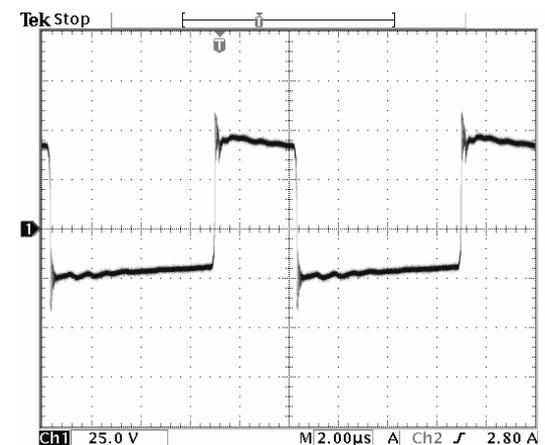


Fig. 6.63 – Tensão V_{AB} no conversor Meia Ponte.

As Fig. 6.62 e Fig. 6.63 apresentam a tensão V_{AB} nos conversores CC-CC Ponte Completa e Meia Ponte respectivamente. Pelos resultados é fácil observar com detalhes que enquanto para o conversor Meia Ponte os patamares de tensão são dependentes das relações $D \cdot V_i$ e $(1-D) \cdot V_i$, para o

conversor Ponte Completa esses níveis permanecem constantes e iguais à tensão do arranjo fotovoltaico.

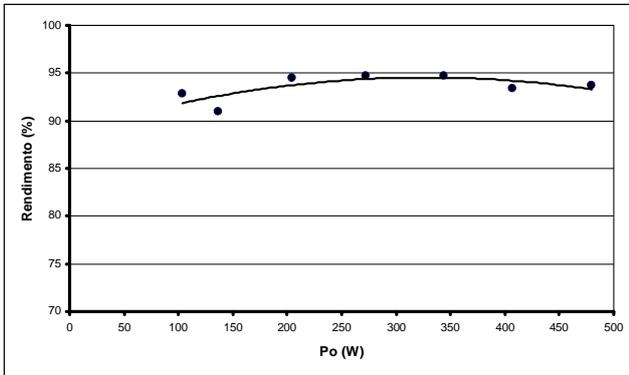


Fig. 6.64 – Curva de rendimento do conversor CC-CC Ponte Completa.

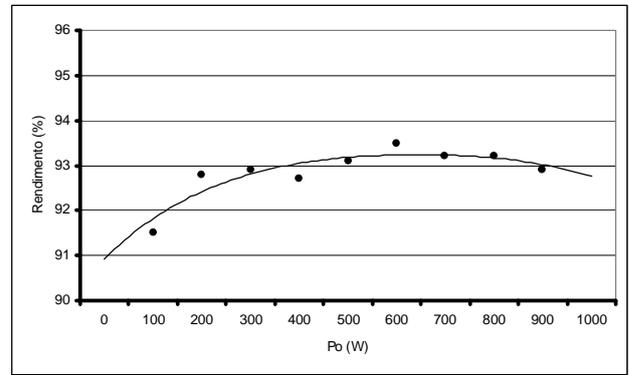


Fig. 6.65 – Curva de rendimento do conversor CC-CC Meia Ponte.

As Fig. 6.64 e Fig. 6.65 apresentam as curvas de rendimento obtidas para os protótipos dos conversores CC-CC Ponte Completa e Meia Ponte respectivamente. Como pode ser visto, os conversores apresentaram rendimento superior a 91%, alcançando valores de 94% e de 93%, a plena carga, para os conversores ponte completa e meia ponte respectivamente. Quanto ao rendimento do sistema, este apresentou um valor médio em torno de 86%.

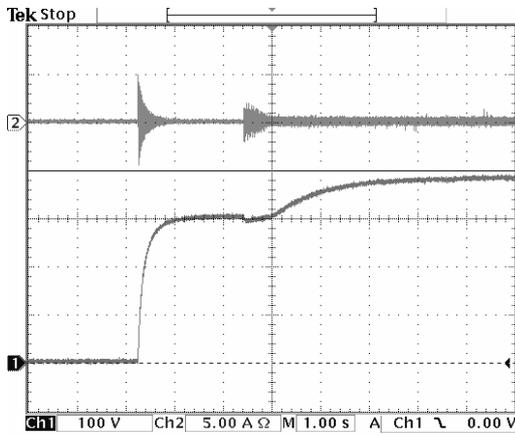


Fig. 6.66 – Tensão do barramento (Ch1 100V/div) e corrente do sistema (Ch2 5A/div) durante procedimento de partida do sistema.

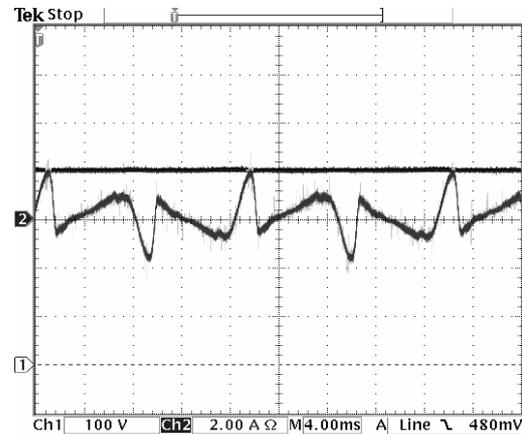


Fig. 6.67 – Tensão do barramento (Ch1 100V/div) e detalhe da corrente de saída do sistema (Ch2 2A/div) em regime permanente.

Na Fig. 6.66, pode-se observar o comportamento da tensão do barramento CC e a corrente do sistema durante o procedimento de partida. Em aproximadamente 2s, as malhas de controle atuam no sistema controlando a tensão e a corrente no mesmo. Nos próximos 4s, o sistema entra em

regime, e, caso as condições de incidência solar e de qualidade da rede estejam dentro de padrões preestabelecidos, o primeiro estágio passa a buscar o ponto de máxima potência.

A Fig. 6.67 apresenta a tensão de barramento, com o sistema operando em regime permanente, e a corrente no sistema. Observa-se que neste caso o sistema encontra-se atuando como filtro ativo e sem a participação do primeiro estágio. Esta situação ocorre em períodos de baixa incidência solar ou durante a noite.

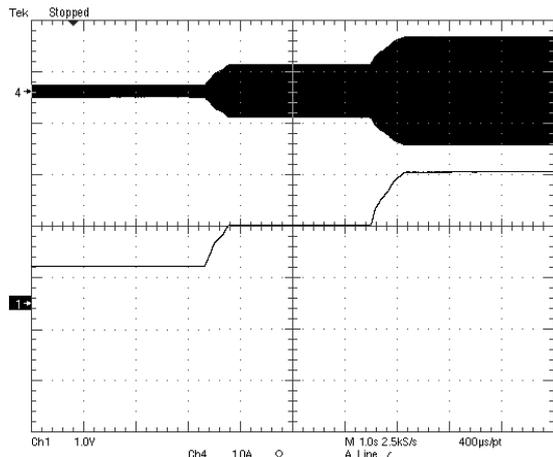


Fig. 6.68 – Corrente na rede elétrica (Ch1 1A/div) e sinal do compensador de tensão (Ch1 1V/div).

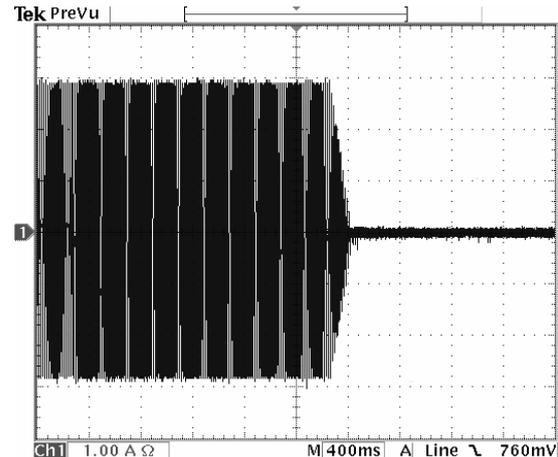


Fig. 6.69 – Corrente de saída do sistema (Ch1 1A/div) durante o procedimento de desligamento.

Na Fig. 6.68 o procedimento de partida também é ilustrado mediante as formas de onda da corrente na rede elétrica e do sinal do compensador de tensão, contudo contemplando a atuação do primeiro estágio durante o processo de busca da melhor condição de operação. Analisando as formas de onda observa-se que à medida que o estágio CC-CC aumenta a potência processada, o compensador de tensão detecta a tendência de aumento do nível de tensão do barramento provocando um aumento no sinal de controle. Consequentemente, há um aumento no sinal de referência de corrente e, por conseguinte, da corrente na rede elétrica.

O desligamento do sistema também foi analisado e apresentado na Fig. 6.69, que ilustra a corrente na rede elétrica. Esse desligamento foi provocado pelo usuário mediante o acionamento da chave geral. Neste instante, os microcontroladores entram no modo de desligamento e atuam de maneira a desconectar os conversores da rede elétrica.

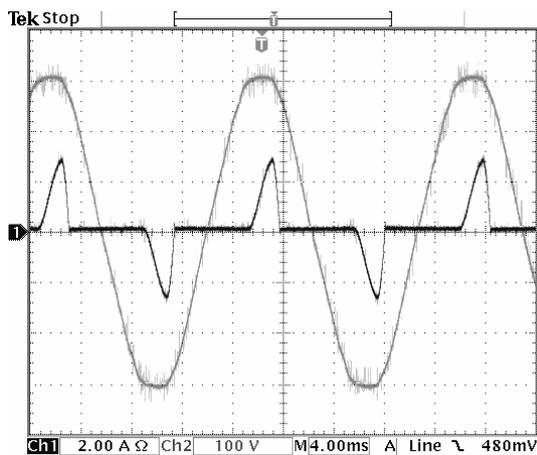


Fig. 6.70 – Corrente na carga (Ch1 2A/div) e tensão na rede elétrica (Ch2 100V/div).

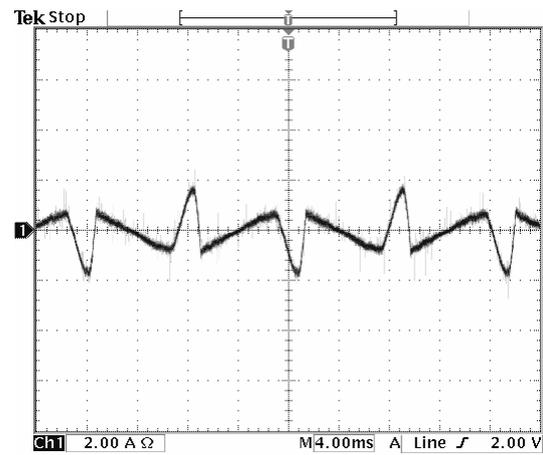


Fig. 6.71 – Corrente no indutor de saída do sistema (Ch1 2A/div) com este operando sem geração fotovoltaica.

A Fig. 6.70 apresenta a tensão na rede elétrica e a corrente (I_L) drenada pela carga não-linear conectada ao sistema. Considerando inicialmente o sistema operando como um filtro ativo puro, ou seja, sem geração solar fotovoltaica, as correntes de saída do inversor e na rede elétrica comportam-se, respectivamente, como nas Fig. 6.71 e Fig. 6.72. Pode-se observar que, assim como havia sido demonstrado nos resultados de simulação, a malha de controle força a corrente na rede seguir um formato senoidal gerando na saída do sistema a corrente ilustrada na Fig. 6.71.

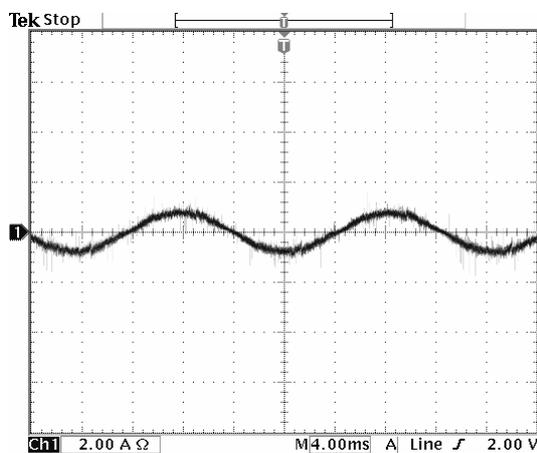


Fig. 6.72 – Corrente na rede elétrica (Ch1 2A/div) quando o sistema opera como filtro ativo puro.

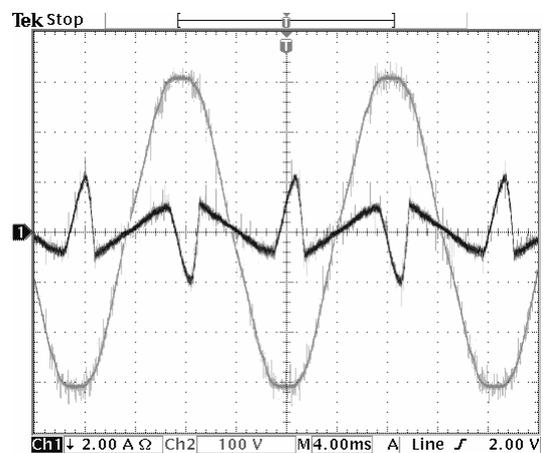


Fig. 6.73 – Corrente no indutor de saída do sistema (Ch1 2A/div) juntamente com a tensão da rede (Ch2 100V/div).

As mesmas correntes são novamente apresentadas nas Fig. 6.73 e Fig. 6.74, todavia, conjuntamente com a tensão da rede elétrica. O fato da corrente na rede encontrar-se em fase com a tensão, demonstra que o fluxo de potência se dá no sentido rede \rightarrow sistema.

As correntes no indutor de saída do sistema (I_o) e na carga (I_L) são apresentadas na Fig. 6.75. Observando as formas de onda conclui-se que ao adicioná-las obtém-se como resultado a corrente na rede apresentada na Fig. 6.74.

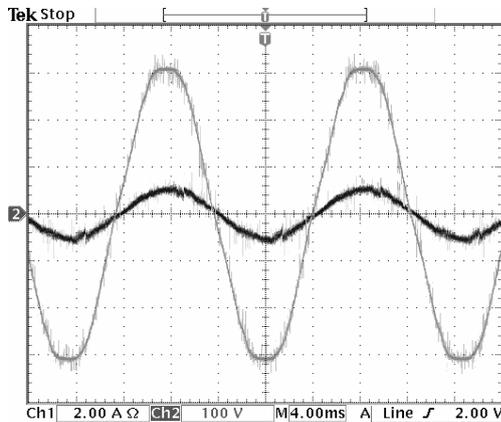


Fig. 6.74 – Corrente na rede elétrica (Ch1 2A/div) e tensão na rede (Ch2 100V/div) quando o sistema opera como filtro ativo puro.

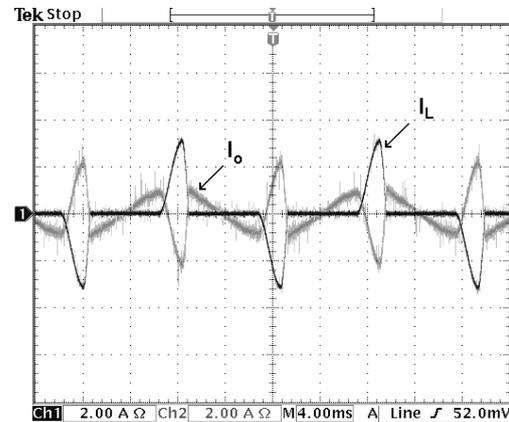


Fig. 6.75 – Corrente na carga I_L (Ch1 2A/div) e corrente no indutor de saída do sistema I_o (Ch2 2A/div).

Na Fig. 6.76 é apresentado a corrente de saída do sistema (I_o) e a corrente na rede elétrica (I_s), quando há geração elétrica fotovoltaica suficiente para alimentar a carga e ainda injetar o excedente na rede.

O compensador de tensão controla o sentido do fluxo de potência na rede determinando o quanto de potência será injetado ou drenado. Para este caso em questão, o arranjo fotovoltaico gera energia suficiente para injetar parte dela na rede. Portanto, o compensador defasa o sinal de referência da corrente em 180° , com relação à tensão da rede, e, ajustando a amplitude desta, controla o quanto de energia será injetado. Como consequência, o controlador de corrente molda o formato da corrente na saída do sistema de tal maneira a sempre manter uma corrente senoidal da rede elétrica. Vale a pena ressaltar que caso o sistema gere menos energia que o consumido pela carga, o controlador de tensão volta a pôr a referência de corrente em fase com a tensão da rede, e assim como no caso anterior, controla o quanto de potência será drenado ajustando a amplitude do sinal de referência. Portanto, conclui-se que, independente do sentido do fluxo de energia, a malha de controle sempre irá moldar uma corrente senoidal na rede elétrica.

A corrente na rede elétrica é novamente apresentada na Fig. 6.77, porém junto com a tensão da rede. A corrente encontra-se 180° defasada da tensão comprovando que o fluxo de energia flui do sistema solar fotovoltaico para a rede elétrica. É importante ressaltar que as aquisições foram feitas do ponto de vista da rede e não da saída do inversor.

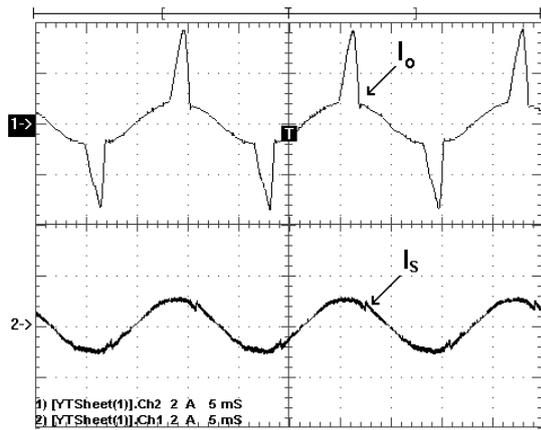


Fig. 6.76 – Corrente de saída do inversor I_o (Ch1 2A/div) e corrente injetada na rede elétrica I_s (Ch2 2A/div).

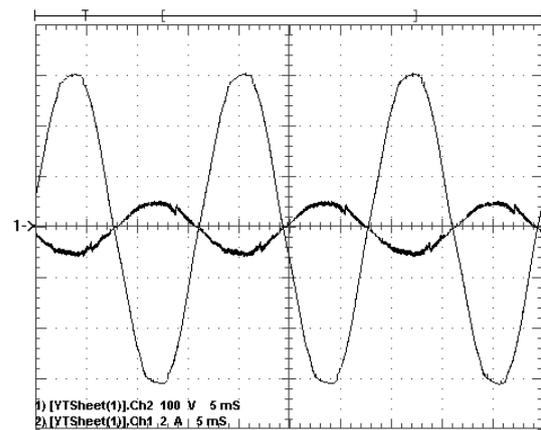


Fig. 6.77 – Corrente na rede I_s (Ch1 2A/div) e tensão na rede elétrica (Ch4 100V/div).

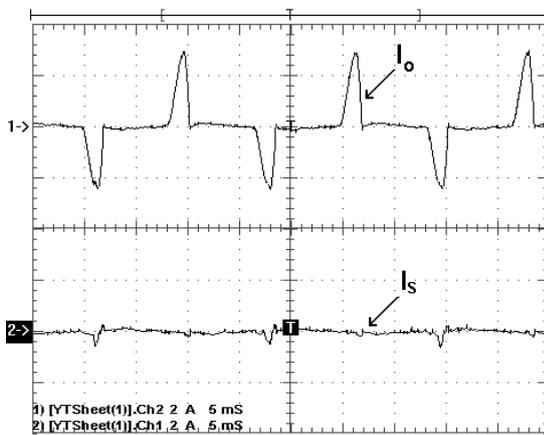


Fig. 6.78 – Corrente de saída do sistema I_o (Ch2 2A/div) e na rede I_s (Ch1 2A/div) quando o sistema gera a potência drenada pela carga.

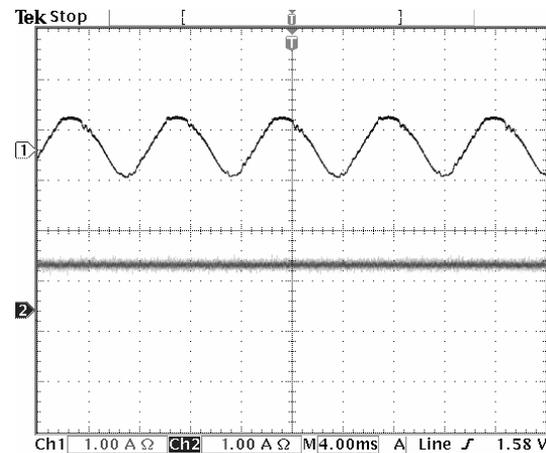


Fig. 6.79 – Corrente no filtro de baixa frequência (Ch1 1A/div) e corrente de saída do conversor CC-CC (Ch2 1A/div).

A Fig. 6.78 ilustra uma situação particular de operação. Neste caso, são apresentadas as correntes na saída do sistema e na rede elétrica. Na ocasião, o sistema solar fotovoltaico está gerando praticamente toda a potência drenada pela carga. Portanto, como toda energia gerada é consumida por esta, a rede elétrica nem drena nem fornece energia. Conseqüentemente, a corrente na rede é nula.

A influencia do filtro de baixa frequência no sistema foi testado e os resultados são apresentados na Fig. 6.79, onde são ilustradas a corrente que circula pelo filtro e a corrente de saída do conversor CC-CC, e na Fig. 6.80, onde é apresentada a corrente fornecida pelo arranjo fotovoltaico. Pode-se observar que a componente de baixa frequência, presente na corrente do sistema e originada pela componente alternada da corrente de entrada do inversor, circula pelo

filtro. Ao passar pelo filtro essa corrente é adicionada à corrente CC fornecida pelo conversor e a corrente resultante é injetada no banco de capacitores do barramento.

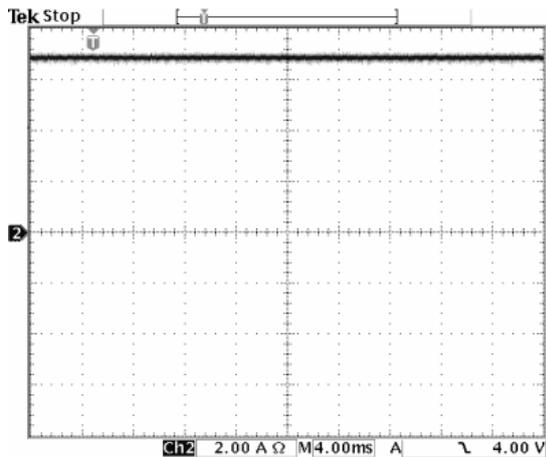


Fig. 6.80 – Corrente (Ch2 2A/div) fornecida pelo arranjo fotovoltaico com filtro de baixa frequência.

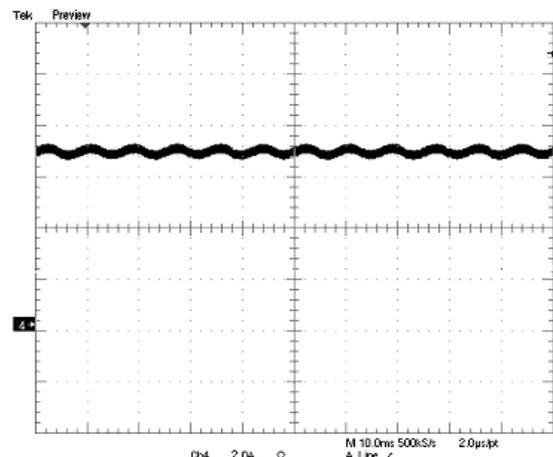


Fig. 6.81 – Corrente (Ch4 2A/div) fornecida pelo arranjo fotovoltaico sem o filtro de baixa frequência.

Também foi feito um teste no sistema sem a presença do filtro. A Fig. 6.81 ilustra a corrente drenada do arranjo. Observa-se a presença da ondulação de 120Hz, demonstrando assim que sem a presença do filtro, esta se propaga pelo conversor CC-CC até a corrente fornecida pelos painéis.

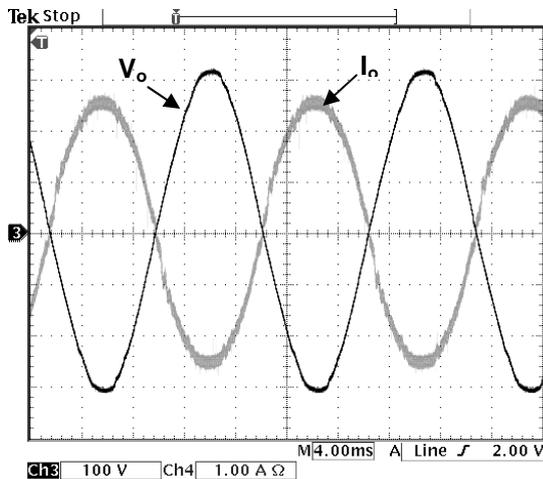


Fig. 6.82 – Corrente de saída do inversor I_o (Ch4 1A/div) e tensão da rede V_o (Ch3 100V/div) para o sistema de 500W.

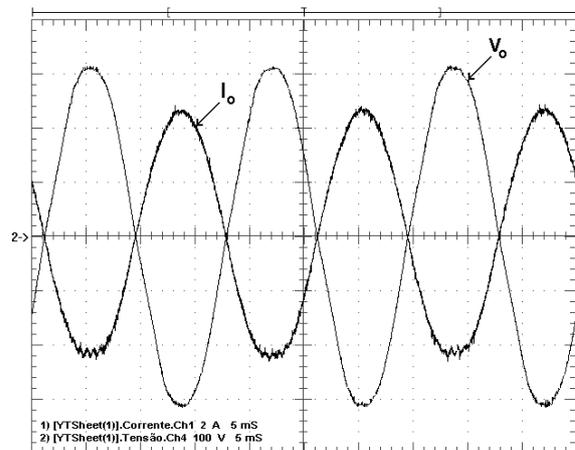


Fig. 6.83 – Corrente de saída do inversor I_o (Ch1 2A/div) e tensão da rede V_o (Ch4 100V/div) para o sistema de 1000W.

As Fig. 6.82 e Fig. 6.83 apresentam as formas de onda da corrente de saída do inversor (I_o) e da tensão da rede elétrica comercial (V_o) para o sistema projetado para 500W e para 1000W, respectivamente. As situações apresentadas correspondem às máximas gerações obtidas pelo protótipo em laboratório.

Voltage = 221.90 V Current = 729.76m A True Power = 162.12 W
 Voltage THD = 2.452 % Current THD = 4.921 %
 Power Factor = 0.9982 Displacement Power Factor = -0.6169
 Apparent Power = 161.93 VA Reactive Power = 0.0000 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.022 Hz	221.77 V	100.000 %	0.0000	727.14m A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.04 Hz	202.25m V	0.091 %	-86.534	4.0326m A	0.555 %	150.08
Harmonic 3	180.07 Hz	2.5904 V	1.168 %	-89.687	6.8131m A	0.937 %	18.829
Harmonic 4	240.09 Hz	78.248m V	0.035 %	-177.16	7.2467m A	0.997 %	17.608
Harmonic 5	300.11 Hz	4.3519 V	1.962 %	-157.06	7.4917m A	1.030 %	168.67
Harmonic 6	360.13 Hz	102.40m V	0.046 %	-91.066	5.5783m A	0.767 %	133.92
Harmonic 7	420.15 Hz	826.45m V	0.373 %	-84.639	12.677m A	1.743 %	-156.05
Harmonic 8	480.17 Hz	56.556m V	0.026 %	-115.51	4.3594m A	0.600 %	84.667
Harmonic 9	540.20 Hz	1.0321 V	0.465 %	168.55	15.360m A	2.112 %	91.536
Harmonic 10	600.22 Hz	39.280m V	0.018 %	54.641	4.6532m A	0.640 %	145.44
Harmonic 11	660.24 Hz	692.56m V	0.308 %	-56.112	6.6216m A	1.186 %	-22.265
Harmonic 12	720.26 Hz	97.932m V	0.044 %	103.73	2.2767m A	0.313 %	-147.41
Harmonic 13	780.28 Hz	389.99m V	0.176 %	102.34	14.767m A	2.031 %	-110.52
Harmonic 14	840.31 Hz	52.137m V	0.024 %	49.533	593.14u A	0.082 %	-65.576
Harmonic 15	900.33 Hz	534.51m V	0.241 %	147.51	4.5607m A	0.627 %	-162.07
Harmonic 16	960.35 Hz	64.753m V	0.029 %	-83.150	6.2029m A	0.853 %	45.801

Fig. 6.84 – Tabela de resultados apresentados pelo WaveStar para tensão e corrente na rede com o sistema injetando apenas o excedente de energia.

Voltage = 219.58 V Current = 3.4932 A True Power = 769.18 W
 Voltage THD = 2.102 % Current THD = 3.835 %
 Power Factor = 1.0029 Displacement Power Factor = -0.5469
 Apparent Power = 768.13 VA Reactive Power = 0.0000 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.018 Hz	219.54 V	100.000 %	0.0000	3.4825 A	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.04 Hz	281.01m V	0.128 %	-136.78	74.999m A	2.153 %	94.563
Harmonic 3	180.05 Hz	902.31m V	0.411 %	105.36	96.917m A	2.783 %	169.32
Harmonic 4	240.07 Hz	42.499m V	0.019 %	76.921	44.262m A	1.271 %	-88.131
Harmonic 5	300.09 Hz	4.2328 V	1.928 %	38.586	13.755m A	0.395 %	55.842
Harmonic 6	360.11 Hz	168.17m V	0.075 %	109.04	11.422m A	0.328 %	131.06
Harmonic 7	420.12 Hz	1.3629 V	0.607 %	115.62	11.318m A	0.325 %	-164.15
Harmonic 8	480.14 Hz	127.18m V	0.057 %	139.35	10.621m A	0.305 %	-127.42
Harmonic 9	540.16 Hz	131.17m V	0.058 %	-152.46	2.0895m A	0.060 %	116.94
Harmonic 10	600.18 Hz	75.359m V	0.034 %	111.16	4.5969m A	0.132 %	-124.07
Harmonic 11	660.19 Hz	399.17m V	0.178 %	52.900	6.7212m A	0.193 %	-166.11
Harmonic 12	720.21 Hz	54.348m V	0.024 %	-151.84	7.2436m A	0.208 %	-129.20
Harmonic 13	780.23 Hz	271.41m V	0.121 %	12.661	3.5173m A	0.101 %	-91.284
Harmonic 14	840.25 Hz	69.167m V	0.031 %	-33.229	3.6218m A	0.104 %	-109.89
Harmonic 15	900.26 Hz	218.43m V	0.097 %	170.36	1.9153m A	0.055 %	-36.690
Harmonic 16	960.28 Hz	71.441m V	0.032 %	123.18	3.6914m A	0.106 %	-147.54

Fig. 6.85 – Tabela de resultados apresentados pelo WaveStar para tensão e corrente na rede com o sistema injetando toda energia.

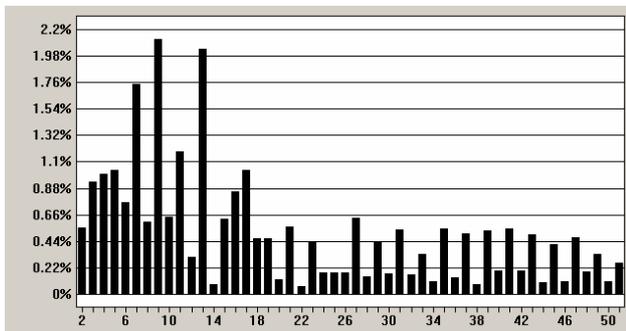


Fig. 6.86 – Percentual da amplitude das harmônicas em relação à amplitude da fundamental da corrente na rede com o sistema injetando o excedente de energia na rede.

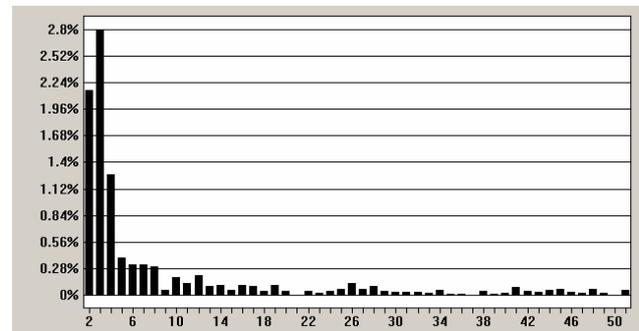


Fig. 6.87 – Percentual da amplitude das harmônicas em relação à amplitude da fundamental da corrente na rede com o sistema injetando toda energia na rede.

As correntes na rede, para a condição do sistema operando como filtro ativo puro e para a condição do sistema injetando energia na rede, foram analisadas pelo software WaveStar e os resultados são apresentados, respectivamente, nas Fig. 6.84 e Fig. 6.85. Pode-se observar que ambas as correntes apresentaram taxas de distorção harmônica (THD) inferiores a 5% (3,83% para o sistema operando sem carga e injetando toda energia na rede e 4,9% para o sistema operando como filtro ativo puro). Além disso, ambos apresentaram valores praticamente unitários de fator de potência.

Por fim, as Fig. 6.86 e Fig. 6.87 ilustram o percentual da amplitude das harmônicas em relação à amplitude da fundamental da corrente na rede quando o sistema injeta na rede elétrica apenas o excedente de energia e quando o sistema injeta toda a energia.

6.6. CONCLUSÃO

Os resultados de simulação e experimentais, apresentados no presente capítulo, mostram que os conversores responderam satisfatoriamente à metodologia de projeto proposta no trabalho. Analisando os resultados experimentais conclui-se que as malhas de controle apresentaram um bom desempenho, controlando a corrente de saída do sistema, o fluxo de potência e a tensão de barramento, demonstrando assim a eficácia da estratégia de controle empregado.

Além disso, foi demonstrado que é possível aumentar as possibilidades de operação do sistema fazendo-o trabalhar como um filtro ativo nos momentos de baixo índice de incidência solar e durante os períodos noturnos. Todavia, ficou comprovado que a estratégia de controle pode ser simplificada consideravelmente, simplesmente controlando a corrente na rede e não na saída do sistema.

As taxas de distorção harmônica das correntes injetadas na rede apresentaram valores inferiores a 5%, demonstrando que, mesmo quando alimentando uma carga não-linear, o sistema consegue injetar na rede elétrica uma corrente de qualidade.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho teve como abordagem principal a utilização da eletrônica de potência no processamento de energia gerada a partir de módulos solares fotovoltaicos. Com potências de processamento específicas de 500W e 1000W, a pesquisa, além de se enquadrar na área de fontes alternativas de energia, ainda aborda o campo de filtros ativos.

O principal objetivo foi conseguir conciliar, em um mesmo equipamento, diversas características, dentre as quais: sistema de dois estágios para processamento de energia elétrica fotovoltaica; primeiro estágio operando próximo do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico; injeção de corrente senoidal na rede elétrica; baixo conteúdo harmônico da corrente de saída; possibilidade de conexão de cargas ao sistema com ou sem geração solar fotovoltaica; sistema de supervisão e proteção, entre outras.

No intuito de alcançar os objetivos e metas, um protótipo, para as potências supracitadas, foi implementado e experimentado. A decisão de se projetar dois sistemas possibilitou o estudo de diferentes topologias a serem aplicadas ao primeiro estágio. Para tanto, uma análise completa dos conversores foi abordada e uma metodologia de projeto, levando em consideração parâmetros como volume dos magnéticos e dos capacitores, redução de componentes, dentre outros, foi apresentada. Nesta análise verificou-se, por exemplo, a necessidade de se fixar um valor de tempo morto mínimo entre as comutações dos interruptores de modo a se ter um aproveitamento mais amplo da faixa de carga para a qual o conversor opera sob comutação ZVS. Além disso, constatou-se que a escolha do valor do indutor ressonante não só garante comutação ZVS, para um valor mínimo de carga a ser estipulado pelo projetista, como também o correto funcionamento do conversor caso este opere na máxima razão cíclica especificada em projeto.

Os resultados de simulação e experimentais apresentados no último capítulo comprovaram que as análises realizadas e levadas em consideração durante o projeto surtiram efeitos, pois os conversores apresentaram comutação suave para uma ampla faixa de potência. Além disso, os resultados apresentaram rendimento mínimo superior a 91%, com aproximadamente 10% da potência nominal de processamento, para ambos os conversor CC-CC, e um rendimento de 94% e de 93%, a plena carga, para os conversores ponte completa e meia ponte respectivamente. Os resultados podem ser considerados satisfatórios se considerarmos trabalhos semelhantes como [49], que apresenta eficiência de 89% a plena carga, e outros como [54], [62] e [105], que apresentaram eficiência superior a 94% a plena carga. Considerando que o primeiro estágio processa elevados

valores de corrente e que o rendimento total do sistema é obtido a partir do produto dos rendimentos dos dois estágios, era de grande importância conseguir bons rendimentos para ambos os estágios, o que ficou constatado com os resultados.

Uma análise da melhor estratégia de controle a ser utilizada nos conversores CC-CC também foi contemplada na pesquisa. Para tanto, estudando a fundo as características inerentes aos módulos fotovoltaicos, concluiu-se que o controle associado ao primeiro estágio teria unicamente a função de forçar o mesmo a operar sempre próximo ao ponto de máxima potência. Desta forma, foi aplicado ao conversor CC-CC um controlador de máxima potência. Este foi implementado com o auxílio de um microcontrolador, onde foi desenvolvido um algoritmo de máxima potência, que a partir do cálculo da variação da potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico, determina a melhor razão cíclica de operação do conversor.

Há que se ressaltar também que toda formação de uma base de conhecimento a respeito de células fotovoltaicas, necessária para o desenvolvimento do controlador de potência e que foi apresentado na forma de uma dissertação de mestrado no próprio INEP [133], também é considerada resultado. Os estudos nesta área tomaram tamanha proporção que uma pesquisa paralela foi estimulada, sendo o modelo elétrico testado e validado na prática.

Por fim, no que concerne ao primeiro estágio, foi feita uma análise sobre formas passivas de se reduzir ou, praticamente, eliminar a circulação no sistema de componentes de baixa e alta frequência da corrente. Como foi abordado, além da componente de alta frequência, drenada pelo conversor CC-CC, a estrutura monofásica de estágio duplo ainda apresenta uma componente de baixa frequência gerada durante o processo de inversão. Os resultados experimentais da corrente drenada do arranjo fotovoltaico pelo sistema e das correntes na saída do conversor e no filtro de baixa frequência demonstraram que os filtros contribuíram bastante para a redução das componentes de baixa e alta frequência na corrente drenada dos painéis.

Além do primeiro estágio, o trabalho também discorre sobre a topologia CC-CA utilizada como segundo estágio no sistema. Para este, boa parte dos esforços foi voltada na aplicação da melhor estratégia de controle para a estrutura. Para tanto, foi desenvolvida uma estratégia que além de controlar a corrente de saída do sistema, ainda controla o fluxo de potência através do controle da tensão de barramento. Os resultados experimentais comprovaram a eficácia da estratégia demonstrando que o sistema, além de injetar correntes senoidais e de qualidade na rede elétrica, ainda controla o valor eficaz da corrente de acordo com a geração de energia. Foram obtidas taxas de distorção harmônicas inferiores a 5% e com fator de potência praticamente unitário.

Além disso, a possibilidade do sistema operar com carga conectada antes do ponto de conexão com a rede foi considerada assim como o impacto da conexão destas cargas na corrente de saída. Os resultados mostraram que controlando a corrente diretamente na rede, era possível continuar tendo controle da corrente de saída do sistema, mesmo com cargas e sem adicionar mais sensores de corrente. Foi demonstrado que mesmo com a inserção de cargas, as malhas de controle impõem na saída do sistema uma corrente de tal maneira que, mesmo para situações de baixos índices de incidência solar, a rede elétrica sempre enxerga uma corrente resultante senoidal. Portanto, concluiu-se que a estratégia de controle fez com que o sistema funcione de maneira similar a um filtro ativo.

Os circuitos de supervisão e auxiliares também são partes integrantes do protótipo implementado e um capítulo inteiro foi dedicado ao assunto. Devido ao grande número de tarefas e tomadas de decisões envolvidas e no intuito de aumentar a confiabilidade do sistema ficou decidido que a utilização de dois microcontroladores da família PIC seria necessária. As tarefas de cada microcontrolador foram divididas de acordo com os conversores, tendo cada PIC que desempenhar funções dedicadas. Por exemplo, o algoritmo de máxima potência foi posto em execução no primeiro PIC, que atua especificamente no conversor CC-CC. Este, além de lê a tensão e a corrente no arranjo fotovoltaico (i_{panel} e v_{panel}), variáveis utilizadas no algoritmo de máxima potência, ainda lê a tensão de saída do conversor (v_{cc}), gera os comandos dos interruptores e funciona como interface entre o usuário e o LCD. O segundo PIC atua especificamente no inversor. Sua função é analisar as condições de operação da rede elétrica, ligar e desligar o sistema, habilitar ou desabilitar os sinais de comando do inversor e gerar o sinal de referência da corrente de saída do inversor. Detalhes dos procedimentos de ligar e desligar o sistema foram abordados e uma estratégia é proposta. O capítulo termina relatando alguns circuitos auxiliares utilizados no sistema

O procedimento de partida, desligamento e supervisão do sistema, apresentados no trabalho, também trouxe grande contribuição para solução de questões abordadas em trabalhos anteriores do laboratório. A utilização de microcontroladores possibilitou além de colocar em prática um sistema de controle de máxima potência aplicado ao primeiro estágio de potência, ainda a supervisão das condições da rede elétrica, fundamental para determinar os instantes de entrada e saída do sistema fotovoltaico.

De um modo geral, o trabalho apresentou resultados bastante satisfatórios, pois, do ponto de vista de qualidade da energia processada, para parâmetros como limites de harmônicos de corrente, máxima TDH, e alto fator de potência o sistema se enquadrou dentro dos limites abordados pelas

principais normas [9-12] relacionadas com interconexão de sistemas fotovoltaicos à rede. Além disso, parâmetros como, variação de frequência para operação nominal e variação de tensão de operação [9-12], foram utilizados como padrões para o circuito de supervisão. Portanto, o sistema também se enquadra para condições relacionadas à rede elétrica.

Do ponto de vista da eletrônica de potência, o sistema pode ser resumido como sendo de duplo processamento, com capacitor de desacoplamento entre estágios de potência, isolado eletricamente por meio de um transformador operando em alta frequência e, por fim, com o segundo estágio comutando em alta frequência. Ao mesmo tempo em que estas características favoreceram o sistema em alguns pontos, por outro lado, agregaram algumas dificuldades. Por exemplo – o duplo processamento, adicionado à estratégia de controle, traz a possibilidade de fazer o primeiro estágio ter a função de apenas elevar a tensão do arranjo e seguir a máxima condição de potência do painel. Além disso, torna possível a inserção de transformadores em alta frequência, que são menos volumosos, mais leves e mais baratos, quando comparados aos projetados para baixa frequência. Em contrapartida, a associação de conversores faz com que a eficiência total do circuito seja afetada, o que foi verificado no presente caso, que apresentou rendimento médio total em torno de 86%. Este resultado encontra-se em concordância com os obtidos em outros trabalhos ([27] e [31–33]) que se enquadram na mesma conformação. Outro exemplo seria o fato do segundo estágio comutar em alta frequência. Enquanto esta característica favorece o projeto do primeiro estágio e propicia um melhor desacoplamento entre o módulo e a rede, por outro lado, as perdas por comutação contribuem para o aumento das perdas totais do sistema [44–48].

É interessante relatar que há sistemas que operam com o inversor comutando em baixa frequência [40–43], ou seja, com perdas por comutação praticamente nulas. Mas, por outro lado, estes mesmos sistemas apresentam outras características que contribuem, de certa maneira, negativamente. Há também trabalhos que conseguem conciliar as qualidades do estágio CC-CA comutando em baixa frequência com as vantagens do mesmo comutando alta. Por exemplo, em [108-109], os autores propõem um sistema monofásico de duplo processamento com ambos os estágios sendo parcialmente modulado de maneira senoidal. Neste caso, enquanto a tensão do arranjo permanecer superior ao valor instantâneo da tensão de saída do sistema, o primeiro estágio permanece desligado, com o arranjo sendo conectado ao inversor através de um diodo de “*bypass*” e o segundo estágio comutando em alta frequência sendo modulado senoidalmente. Desta forma, nesta etapa de operação, não há perda por comutação e condução no primeiro estágio, ficando a eficiência do sistema relacionada apenas ao inversor. Por outro lado, quando o valor instantâneo da

tensão de saída do sistema ultrapassa o valor da tensão fornecida pelo arranjo, o primeiro estágio entra em operação, comutando em alta frequência e produzindo na saída uma forma de onda modulada quase senoidal. Conseqüentemente, o inversor passa a operar em baixa frequência e sincronizado de acordo com a polaridade da tensão. Assim, como este passa a apresentar apenas perdas por condução, a eficiência do sistema fica quase que totalmente relacionada às perdas do primeiro estágio. O sistema apresentou alta eficiência (superior a 96%), quando comparado às estruturas convencionais. Todavia, este é demonstrado alimentando cargas resistivas. Portanto, possivelmente a malha de controle monitora a tensão gerada pelo inversor e não a corrente de saída. Além disso, como não há conexão com a rede elétrica, não há preocupação nem com o sincronismo e nem com os níveis eficazes da tensão gerada pela concessionária, além, é claro, com entrada e saída do sistema. Sendo assim, de certa maneira, a implementação de uma versão do sistema conectada à rede elétrica, possivelmente, apresentará um sistema de controle mais complexo.

Por conseguinte, durante a pesquisa, além da preocupação com a qualidade da energia processada e injetada na rede elétrica, também foi levado em consideração questões relacionadas à eficiência, robustez e confiabilidade do sistema.

Por fim, como foi mencionado no início da seção, a pesquisa foi direcionada para a área de processamento de energia gerada a partir de módulos fotovoltaicos. Todavia, mesmo a pesquisa objetivando a inserção na rede elétrica da energia gerada pelo arranjo fotovoltaico, fica claro que o trabalho consubstancia uma grande diversidade de áreas da engenharia elétrica, expondo contribuições que vão desde fundamentos da física dos materiais semicondutores até eletrônica digital, passando pela eletrônica de potência e controle.

Em linhas gerais, os trabalhos desenvolvidos nos diversos centros de pesquisa demonstram que a eletrônica de potência vem comprovando ano após ano sua eficácia e excelente desempenho quando aplicada a sistemas de geração de energia alternativa. O mundo inteiro hoje pesquisa novas topologias de conversores, mais eficientes e com custos menores de produção, no intuito de viabilizar mais e mais sua utilização e tornar a energia fotovoltaica cada vez mais competitiva no mercado de geração de energia elétrica.

O domínio das tecnologias mundiais envolvidas na geração direta de energia a partir do sol é de fundamental importância para o Brasil, que por suas dimensões continentais, apresenta regiões extremamente favoráveis à exploração de tal fonte. Esta tecnologia também traria benefícios a regiões mais pobres e remotas que possuem carência de energia elétrica. O problema é que sem um suporte financeiro, voltado principalmente para a formação do pessoal humano, todo este potencial

energético, ainda praticamente inexplorado, acaba se tornando inutilizável, deixando o Brasil no grupo de países totalmente dependente de fontes de energia convencionais, e alheio a uma que possa servir de base para um desenvolvimento sustentável.

Quanto às possibilidades de trabalhos futuros na área de geração de energia a partir painéis fotovoltaicos, estas podem se dar sob diversas frentes, e algumas dessas possibilidades de pesquisas em sistemas monofásicos, são citadas a seguir:

- a. Uma possibilidade seria pesquisar sistemas mistos de geração de energia. Nestes sistemas, além da possibilidade da conexão dos módulos fotovoltaicos, o mesmo ainda disponibilizaria conexões para outros tipos de fontes. Todas as fontes alimentariam o mesmo banco de capacitores e um único inversor. Tais sistemas podem ser aplicáveis perfeitamente a fontes ininterruptas de energia, que apresentariam três diferentes fontes de entrada: a rede elétrica comercial, os painéis fotovoltaicos e um banco de baterias. Uma vantagem seria a redução do consumo de energia da concessionária, contribuindo diretamente numa economia para o consumidor. Outra vantagem estaria na possibilidade do arranjo fotovoltaico também poder fornecer energia durante a falta da rede comercial, aliviando o banco de baterias e conseqüentemente prolongando o tempo de duração de operação durante a falta de energia convencional. Neste tipo de configuração, a potência demandada pela carga seria superior à potência que o arranjo fotovoltaico poderia fornecer, uma vez que os dois primeiros circuitos do estágio de entrada podem drenar energia tanto da rede elétrica como dos painéis fotovoltaicos. Assim, os painéis fornecem apenas parte da potência de saída e a concessionária fornece o restante. Durante um dia claro e com intensa insolação, o arranjo fotovoltaico é capaz de fornecer a maior parte da potência demandada enquanto uma pequena quantidade é fornecida pela rede elétrica. Por outro lado, a rede fornecerá a maior parcela de potência quando a potência fornecida pelos painéis for pequena em um dia nublado. Durante a noite, toda a potência é fornecida pela rede comercial. Caso haja uma interrupção no fornecimento de energia por parte da concessionária, o banco de baterias é acionado para manter o fornecimento de energia à carga. Desta forma, o terceiro circuito do estágio só atua na ausência da rede elétrica comercial. Vale ressaltar que, caso a interrupção ocorra durante o dia e sob condições favoráveis de incidência solar, o banco de baterias fornecerá apenas uma parte da potência demandada, sendo o restante suprido pelos painéis fotovoltaicos.

-
- b. Também seria interessante pesquisar sistemas conectados à rede onde os estágios CC-CC processariam apenas parte da energia dos painéis. Por exemplo, para conectar um sistema fotovoltaico à rede elétrica, este tem que gerar na entrada, tensões superiores ao valor de pico da tensão da rede. Todavia, como a tensão do arranjo varia durante o dia, usa-se um conversor CC-CC para elevar esta tensão. Em geral, desde que a menor tensão do arranjo usualmente é inferior à tensão exigida para conexão com a rede, sempre há uma diferença entre a tensão de saída do arranjo e a tensão exigida pelo barramento. Consequentemente, a tensão de especificação do barramento pode ser obtida adicionando-se essa diferença à tensão de saída do arranjo. Portanto, uma outra possibilidade de pesquisa seria nos sistema onde o primeiro estágio geraria somente a diferença de tensão entre o arranjo e o barramento contínuo do inversor. A grande vantagem desta configuração é a possibilidade de se obter altos rendimentos, uma vez que o primeiro estágio processaria bem menos energia, ou até mesmo nenhuma, nos casos onde a tensão do arranjo for maior ou igual ao valor de pico da tensão da rede.
- c. Por fim, uma outra possibilidade seria a pesquisa de integração entre o conversor e o módulo fotovoltaico. Este tipo de configuração, além de eliminar o problema de diferentes perdas entre módulos, por fazer uso de somente um, ainda possibilita um ajuste ótimo entre o módulo e o conversor.

ANEXO A

A. ESQUEMÁTICO E NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

A.1. ESQUEMÁTICO PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR MP PWM ZVS

A Fig. A.1 ilustra o diagrama esquemático do conversor MP ZVS PWM utilizado na simulação.

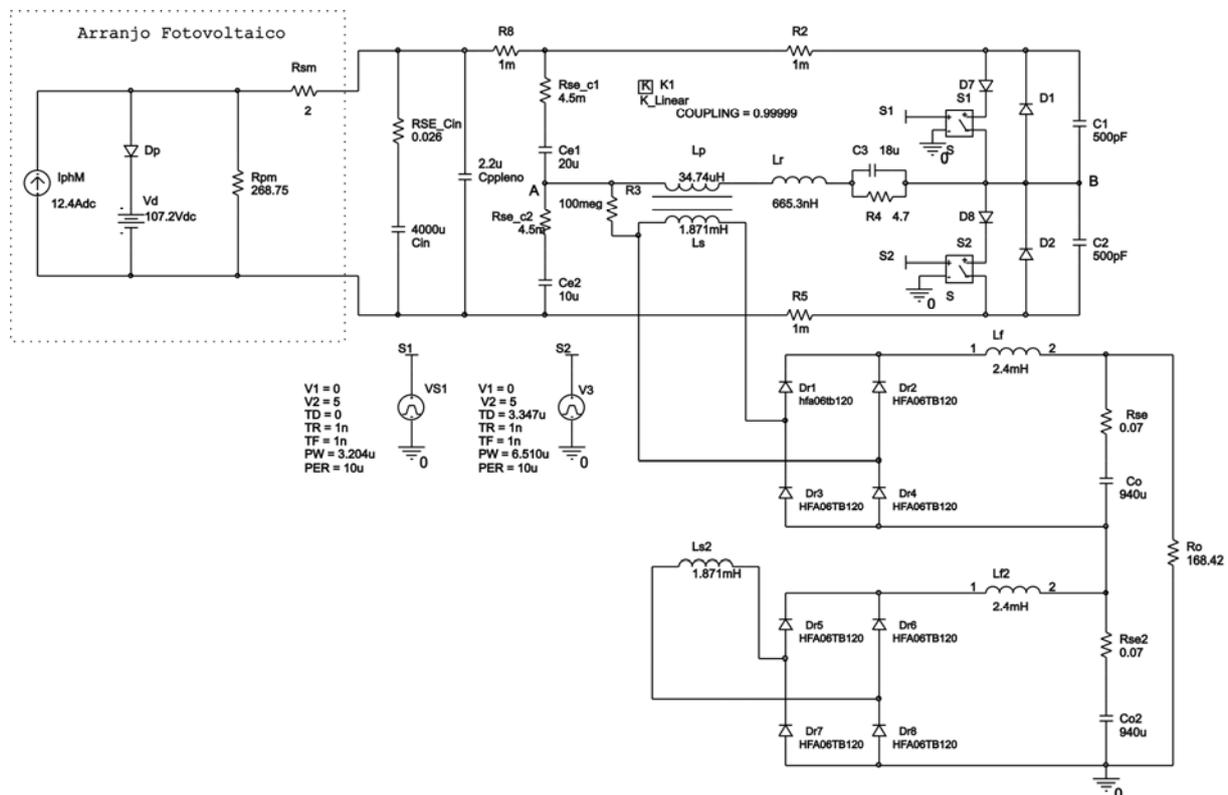


Fig. A.1 – Esquemático utilizado na simulação do conversor MP ZVS PWM.

A.1.1. NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR MP PWM ZVS

```
* source HB_TRAFO_CLAMP_2
L_IphM    N00355 N00293 DC 12.4Adc
C_C3     N08037 N01242 18u
Kn_K1    L_Lp L_Ls
+ L_Ls2  0.99999
R_Rse    N02073 N02263 0.07
R_R5     N00355 N01136 1m
D_Dr7    0 N41257 HFA06TB120
```

```
C_Ce1    N00623 N52325 20u
L_Lf2    N41280 N01728 2.4mH
R_R4     N08037 N01242 4.7
C_C1     N01242 N00686 500pF
C_Ce2    N00355 N53192 10u
C_Co2    N41590 0 940u IC=150
D_Dr1    N01701 N01667 hfa06tb120
R_Rpm    N00355 N00293 268.75
```

```

C_Cin      N32569 N00355 4000u IC=80
C_C2       N01136 N01242 500pF
L_Ls       N01701 N01762 1.871mH
X_S1      S1 0 N05152 N01242 SCHEMATIC1_S1
R_Rse2     N41590 N01728 0.07
V_VS1      S1 0
+PULSE 0 5 0 1n 1n 3.204u 10u
D_Dp       N00293 N00481 MBR1045
L_Lf       N01667 N02073 2.4mH
C_Co       N02263 N01728 940u IC=150
X_S2      S2 0 N05119 N01136 SCHEMATIC1_S2
D_Dr2      N01762 N01667 HFA06TB120
R_Rse_c2   N53192 N00623 4.5m
R_Ro       0 N02073 168.42
L_Ls2     N41257 N41425 1.871mH
V_Vd       N00481 N00355 107.2Vdc
V_V3       S2 0
+PULSE 0 5 3.347u 1n 1n 6.510u 10u
R_R8       N00644 N00606 1m
L_Lr       N08037 N06392 665.3nH
D_Dr4      N01728 N01762 HFA06TB120
D_D1       N01242 N00686 Dbreak
L_Lp       N06392 N00623 34.74uH
D_Dr3      N01728 N01701 HFA06TB120
D_D2       N01136 N01242 Dbreak
D_D7       N00686 N05152 Dbreak
D_Dr6      N41425 N41280 HFA06TB120
D_D8       N01242 N05119 Dbreak
C_Cppleno  N00644 N00355 2.2u
D_Dr8      0 N41425 HFA06TB120
R_RSE_Cin  N00644 N32569 0.026
R_R3       N01762 N00623 100meg
R_R2       N00606 N00686 1m
D_Dr5      N41257 N41280 HFA06TB120
R_Rse_c1   N52325 N00606 4.5m
R_Rsm      N00644 N00293 2
.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1       3 4 1 2 _S1
RS_S1      1 2 1G
.MODEL     _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=39m Voff=0.0V
Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S1
.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2       3 4 1 2 _S2
RS_S2      1 2 1G
.MODEL     _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=39m Voff=0.0V
Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S2

```

A.2. ESQUEMÁTICO PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PC PWM ZVS

A Fig. A.2 ilustra o diagrama esquemático do conversor Ponte Completa utilizado na simulação.

A.2.1. NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PC PWM ZVS

```

* source FB_OT_IDEAL
R_R7       N04693 N61090 0.018
C_C2       N104191 N00287 500p
D_D9       N19427 N105245 Dbreak
R_Rt3      N108274 N108268 0.1
R_R17      N00743 N82763 8.2
C_C3       0 N00743 500p
R_R15      N00743 N105245 1m
R_R2       0 N04693 1meg
R_R13      N108420 N108486 0.018
L_L3       N145567 N04693 4m IC=1.1
C_C6       N00743 N82763 10u
C_C4       0 N01953 500p
R_RLo1     N108264 N145567 0.1
V_V4       COMANDO4 0
+PULSE 0 15 1u 10n 10n 4.78u 10u
R_R20      N445019 N49052 4
L_Lt2      N16033 N04843 79.365mH
R_R6       0 N108420 1meg
D_D50      N04693 N16133 Dbreak
V_V2       COMANDO2 0
+PULSE 0 15 6u 10n 10n 4.78u 10u
D_D53      N108424 N108264 Dbreak
C_C5       N04921 N61090 470u IC=200
D_D12      N19793 N104191 Dbreak
X_S3       COMANDO3 0 N00743 N19596 SCHEMATIC1_S3
R_Rsein    0 N50817 0.013
X_S1       COMANDO1 0 N00287 N19427 SCHEMATIC1_S1
D_D47      N445019 N445639 Dbreak
L_L2       N15847 N04921 4m IC=1.1
D_D10      N19596 0 Dbreak
R_Rt2      N16133 N16033 0.1
D_D49      N04843 N12323 Dbreak
D_D52      N108274 N108264 Dbreak
D_D55      N108420 N108424 Dbreak
V_V7       N445639 0 107.2Vdc
D_D1       N105245 N00287 Dbreak
D_D2       N104191 N00287 Dbreak
R_R14      N49052 N00287 0.1
R_R16      N01953 N104191 1m
C_C7       N04693 N108486 470u IC=200
V_V3       COMANDO3 0
+PULSE 0 15 5u 10n 10n 4.78u 10u
D_D3       0 N00743 Dbreak
R_R18      N04921 N108420 336
L_Lr       N82763 N299236 5.2uH
V_V1       COMANDO1 0
+PULSE 0 15 0 10n 10n 4.78u 10u
D_D4       0 N01953 Dbreak
X_S4       COMANDO4 0 N01953 N19972 SCHEMATIC1_S4
I_I1       0 N445019 DC 6.2Adc
X_S2       COMANDO2 0 N00287 N19793 SCHEMATIC1_S2
D_D11      N19972 0 Dbreak
R_R21      0 N445019 537.5
L_Lt1      N299236 N01953 3.5m
D_D48      N16133 N12323 Dbreak
D_D51      N04693 N04843 Dbreak
D_D54      N108420 N108274 Dbreak
C_C1       N105245 N00287 500p
Kn_K1      L_Lt1 L_Lt2
+ L_Lt3    1
R_RLo      N12323 N15847 0.1

```

```

C_Cinelet    N49052 N50817 2m IC=83.5
C_Cinpp      0 N49052 470n IC=83.5
L_Lt3        N108268 N108424 79.365mH
.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S3         3 4 1 2 _S3
RS_S3        1 2 1G
.MODEL       _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=10m Voff=0.0V
Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S3
.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1         3 4 1 2 _S1
RS_S1        1 2 1G
.MODEL       _S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=20m Voff=0.0V
Von=1.0V
    
```

```

.ends SCHEMATIC1_S1
.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4         3 4 1 2 _S4
RS_S4        1 2 1G
.MODEL       _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=20m Voff=0.0V
Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S4
.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2         3 4 1 2 _S2
RS_S2        1 2 1G
.MODEL       _S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=10m Voff=0.0V
Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S2
    
```

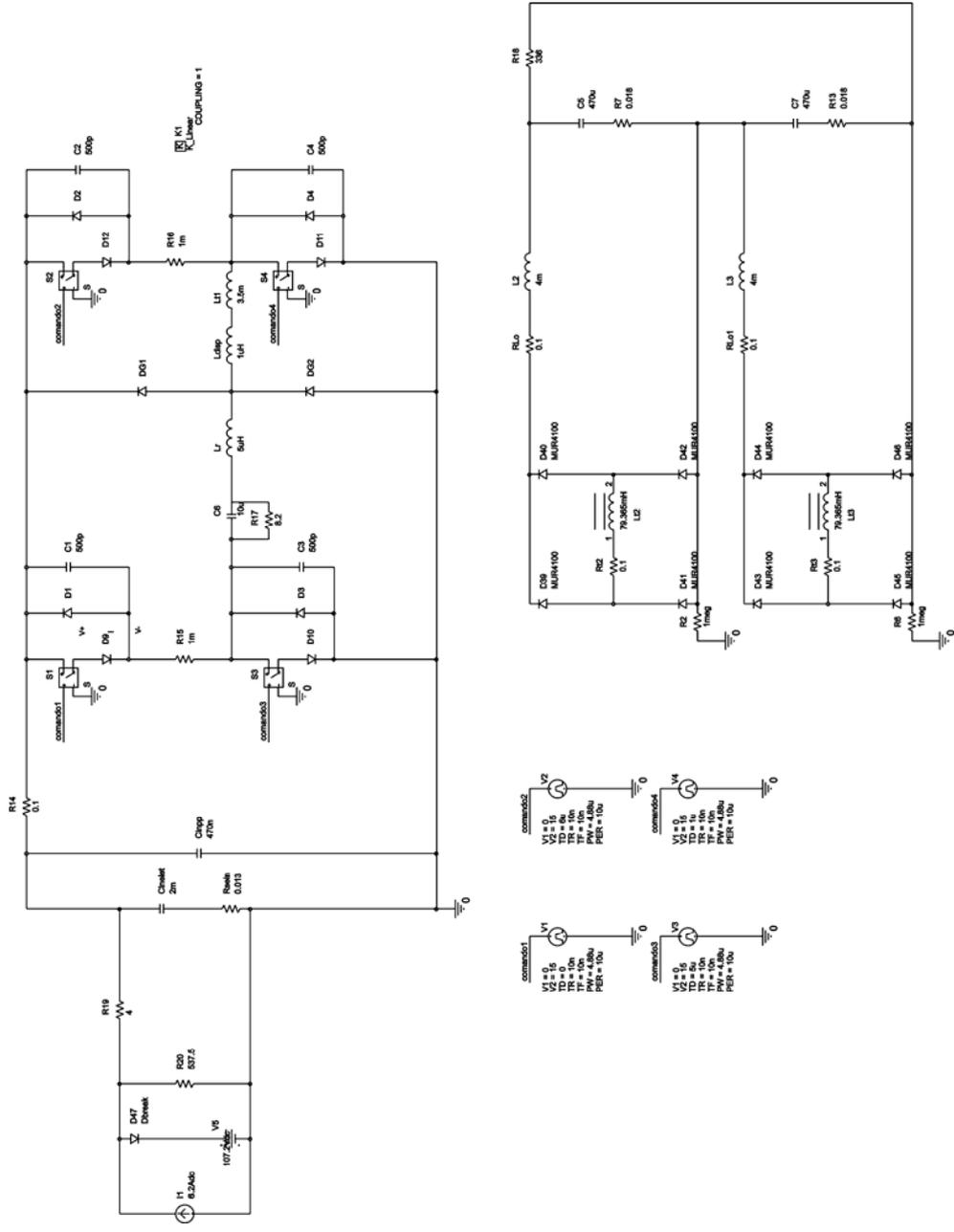


Fig. A.2 - Esquemático utilizado na simulação do conversor PC ZVS PWM.

A.3. ESQUEMÁTICO PARA A SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

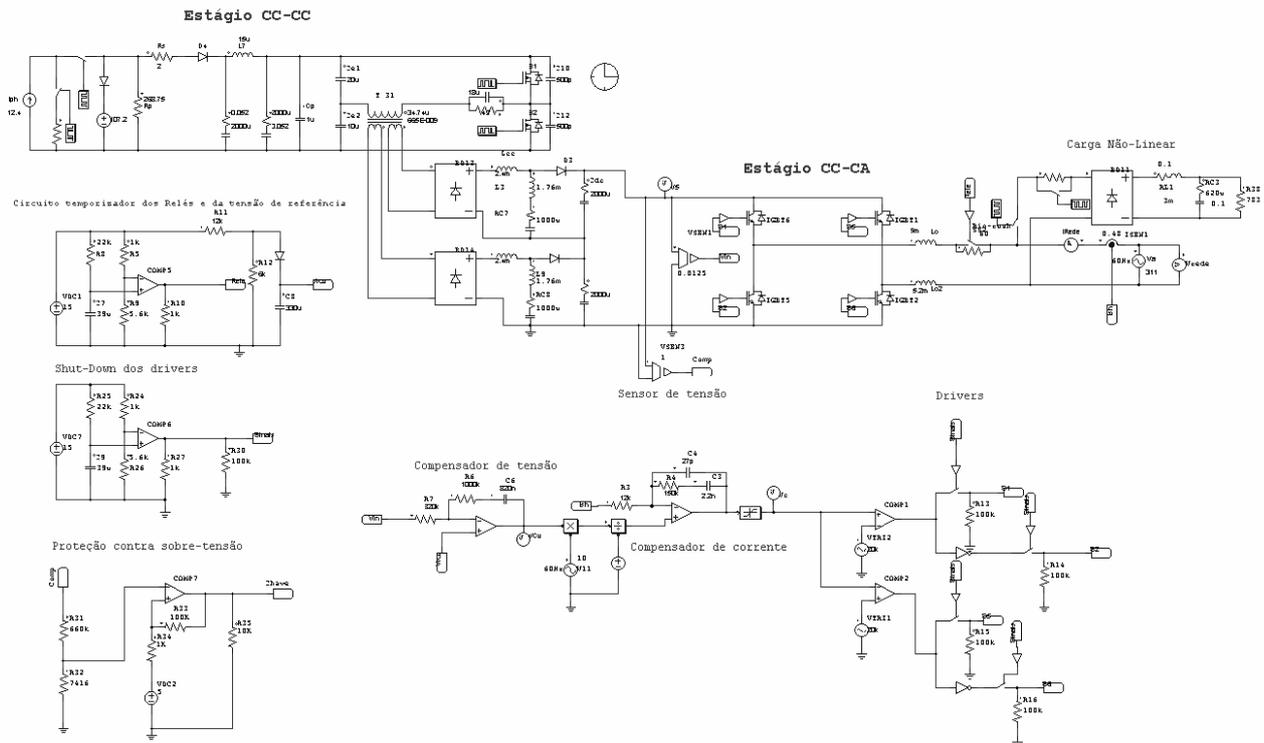


Fig. A.3 – Esquemático utilizado na simulação do sistema completo.

A.3.1. NETLIST PARA A SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

BDIODE1	BD14	0	GATING	G1	100000 , 0 115.34
BDIODE1	BD13	0	GATING	G15	0.1 , 0 360.
BDIODE1	BD11	1	GATING	G14	0.1 , 30 360.
C	Cp	1u , 0	IDC	Iph	12.4
C	C13	18u , 0	IGBT	IGBT2	0 , 0
C	C12	500p , 0	IGBT	IGBT1	0 , 0
C	C10	500p , 0	IGBT	IGBT6	0 , 0
C	Ce2	10u , 0	IGBT	IGBT5	0 , 0
C	Ce1	20u , 0	IP	IRede	
C	C9	39u , 0	ISEN	ISEN1	0.48
C	C8	330u , 0	L	L9	1.76m , 0
C	C7	39u , 0	L	L3	1.76m , 0
C	C6	820n , 0	L	L7	15u , 0
C	C4	27p , 0	L	L6	2.4m , 0
C	C3	2.2n , 0	L	Lcc	2.4m , 0
COMP	COMP7		L	Lo2	5.2m , 0
COMP	COMP6		L	Lo	5m , 0
COMP	COMP5		LIM	LIM1	-5.6 , 5.6
COMP	COMP2		MOSFET	S2	0 , 0
COMP	COMP1		MOSFET	S1	0 , 0
DIODE	D6	0	MULT	MULT2	
DIODE	D3	0	NOTGATE	NOT2	
DIODE	D4	0	NOTGATE	NOT1	
DIODE	D2	0.3	ONCTRL	ON12	
DIODE	D1	0	ONCTRL	ON11	
DIVD	DIVD1		ONCTRL	ON10	
GATING	G17	0.1 , 180 360.	ONCTRL	ON8	
GATING	G16	0.1 , 0 180.	ONCTRL	ON7	
GATING	G2	100000 , 120.5 354.85	ONCTRL	ON6	

ONCTRL	ON5			RC	RC8	0.1 , 1000u , 0
ONCTRL	ON4			RC	RC7	0.1 , 1000u , 0
ONCTRL	ON1			RC	RC6	0.052 , 2000u , 0
OP_AMP	OP_AMP4	12 V, -12 V		RC	RC4	0.052 , 2000u , 0
OP_AMP	OP_AMP2	15 V, -15 V		RC	RC5	0.1 , 2000u , 0
R	R40	1000	1/4W	RC	Cdc	0.1 , 2000u , 0
R	Rs	2	1/4W	RC	RC3	0.1 , 620u , 150
R	Rp	268.75	1/4W	RL	RL1	0.1 , 3m , 0
R	R23	4.7	1/4W	SSWI	SS28	
R	R39	10	1/4W	SSWI	SS27	
R	R38	783	1/4W	SSWI	SS26	
R	R35	10K	1/4W	SSWI	SS25	
R	R34	1K	1/4W	SSWI	SS9	
R	R33	100K	1/4W	SSWI	SS8	
R	R32	7416	1/4W	SSWI	SS6	
R	R31	660k	1/4W	SSWI	SS5	
R	R30	100k	1/4W	SSWI	SS2	
R	R27	1k	1/4W	TF_1F_3W	T_31	0.0001 , 0.0001 , 0.0001 , 665E-009
R	R26	5.6k	1/4W			, 0.1u , 0.1u , 34.74u , 7 , 50 , 50
R	R25	22k	1/4W	VDC	VDC9	107.2
R	R24	1k	1/4W	VDC	VDC8	10
R	Rin-rush	60	1/4W	VDC	VDC2	5
R	R16	100k	1/4W	VDC	VDC7	15
R	R15	100k	1/4W	VDC	VDC1	15
R	R14	100k	1/4W	VP	VCv	
R	R13	100k	1/4W	VP	Vc	
R	R12	6k	1/4W	VP	V5	
R	R11	12k	1/4W	VP2	Vrede	
R	R10	1k	1/4W	VSEN	VSEN3	1
R	R9	5.6k	1/4W	VSEN	VSEN1	0.0125
R	R8	22k	1/4W	VSIN	V11	10 , 60Hz , 180 , 0 , 0
R	R5	1k	1/4W	VSIN	Va	311 , 60Hz , 0 , 0 , 0
R	R7	820k	1/4W	VTRI	VTRI2	10.4 , 20k , 0.5 , -5.2 V, 0 sec, 0 deg
R	R6	1000k	1/4W			
R	R4	150k	1/4W	VTRI	VTRI1	10.4 , 20k , 0.5 , -5.2 V, 0 sec, 180 deg
R	R3	12k	1/4W			

ANEXO B

B. DIAGRAMA DE BLOCOS UTILIZADO NO SIMULINK PARA SIMULAÇÃO DO MODELO ELÉTRICO DO PAINEL

B.1. BLOCO PRINCIPAL DE SIMULAÇÃO

A Fig. B. 1 ilustra o diagrama de blocos principal, destacando os sub-blocos 1, 2, 3 e 4.

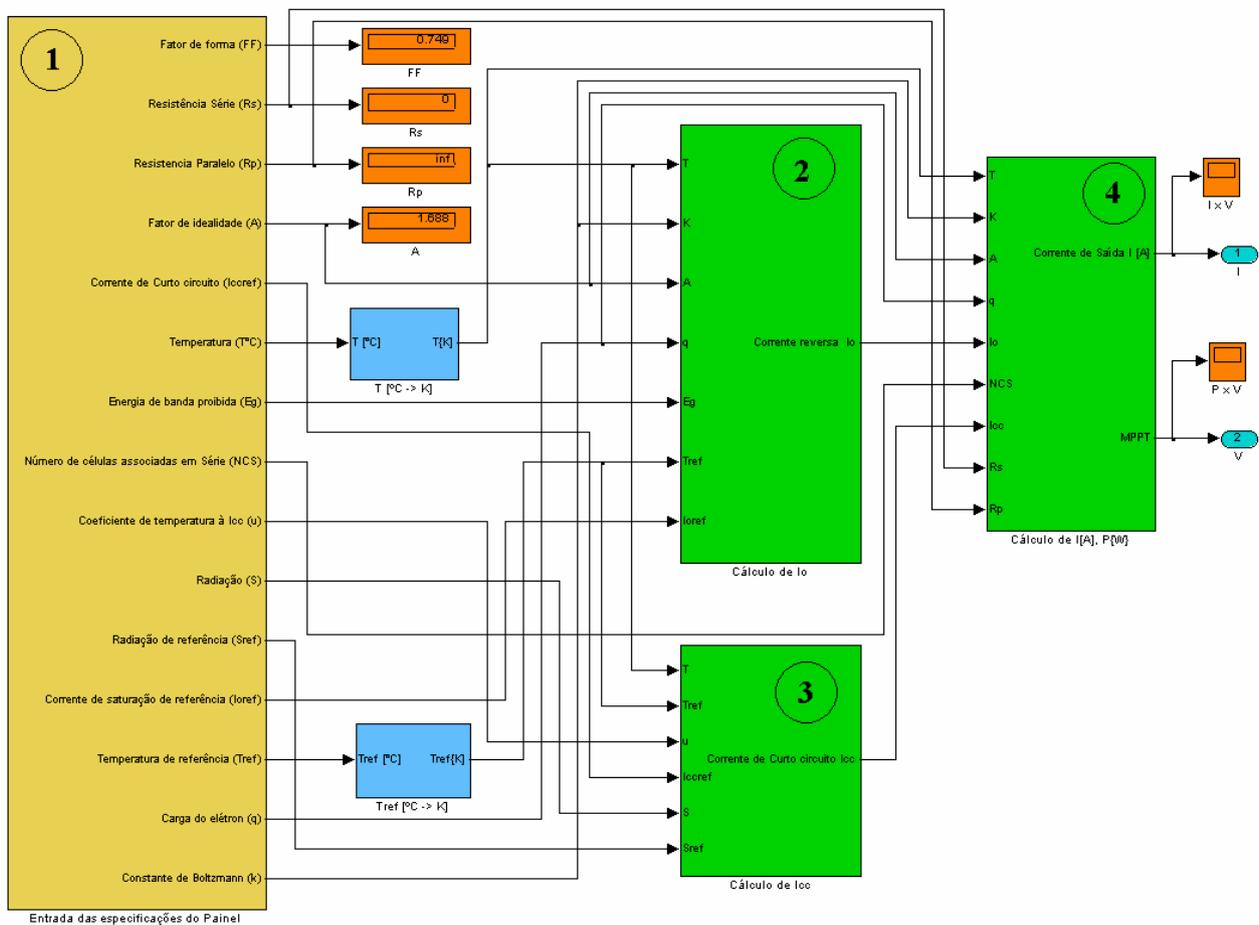


Fig. B.1 – Bloco principal de simulação do modelo do painel.

B.1.1. SUB-BLOCO 1 DO BLOCO PRINCIPAL E SEUS SUB-GRUPOS

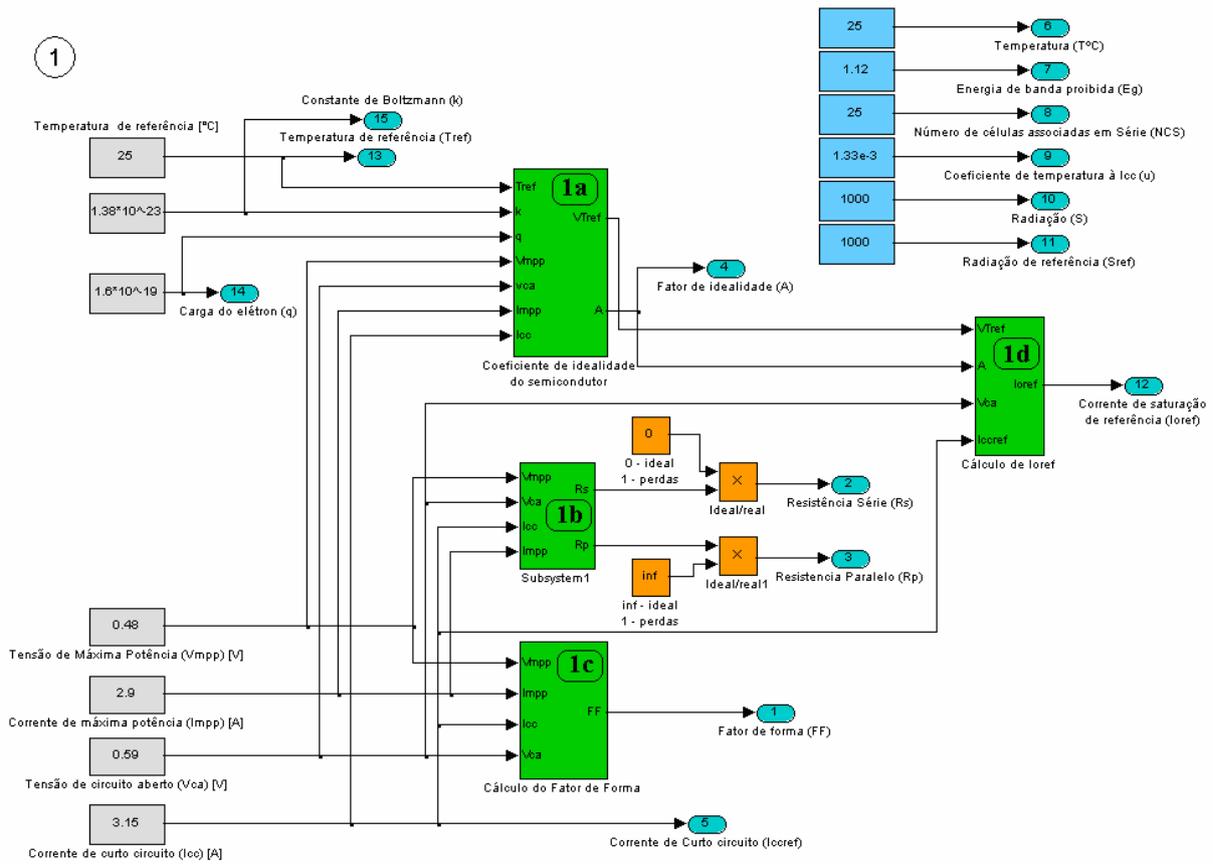


Fig. B. 1 – Sub-bloco 1 do grupo principal.

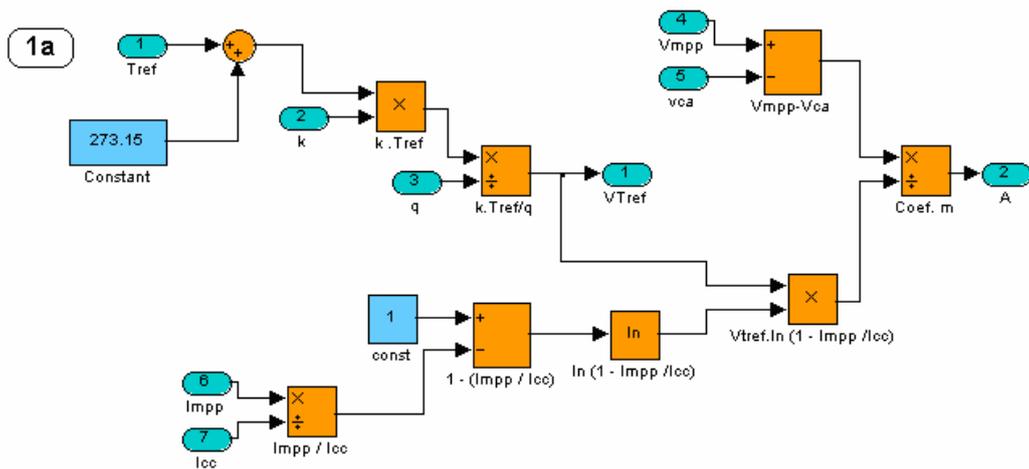


Fig. B. 2 – Sub-grupo 1a do sub-bloco 1.

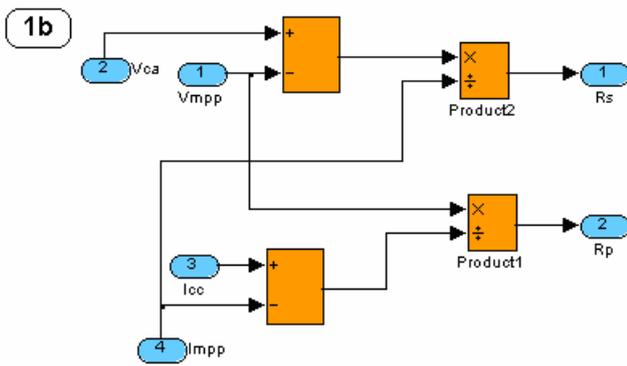


Fig. B. 3 – Sub-grupo 1b do sub-bloco 1.

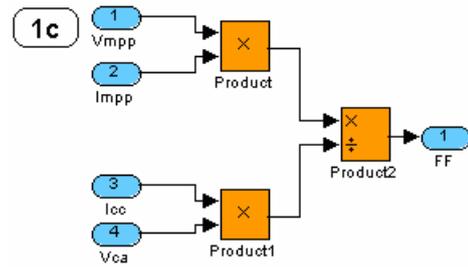


Fig. B. 4 – Sub-grupo 1c do sub-bloco 1.

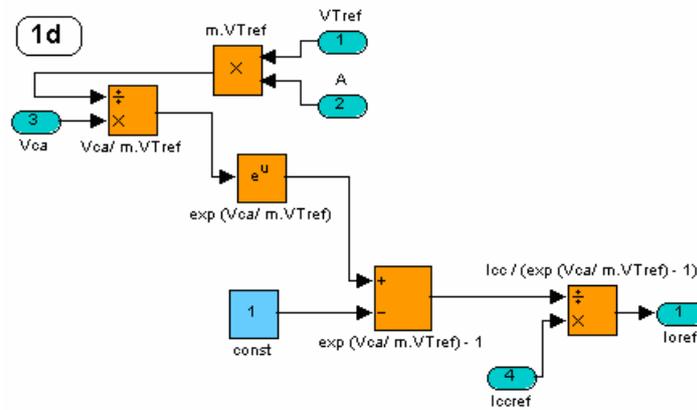


Fig. B. 5 – Sub-grupo 1d do sub-bloco 1.

B.1.2. SUB-BLOCO 2 DO BLOCO PRINCIPAL

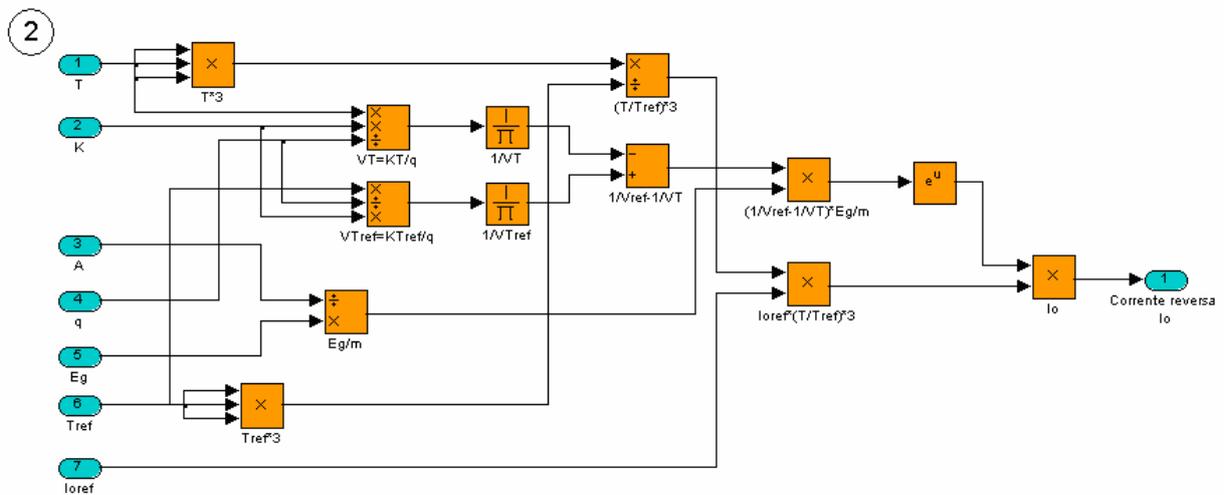


Fig. B. 6 – Sub-grupo 2 do grupo principal.

ANEXO C

C. CÓDIGOS FONTE DOS MICROCONTROLADORES

C.1. CÓDIGO FONTE DO PRIMEIRO PIC

```

#####
:PROGRAMA DE UM RELÓGIO, SEGUIDOR DE MÁXIMA POTÊNCIA, PROTEÇÃO
:E SUPERVISÃO UTILIZANDO MICROCONTROLADOR PIC E LCD FINALIDADE:
:TESE DE DOUTORADO
:DESENVOLVIMENTO: ENG. KLEBER SOUZA
:COLABORAÇÃO: ENG. FELIPE VALORE
:01 DE JANEIRO DE 2007
LIST      p=18f1220  ;INFORMA O PIC UTILIZADO
RADIX     DEC
INCLUDE   <p18f1220.inc>
##### PAGINAÇÃO DE MEMÓRIA #####
#DEFINE   FLAG_PULSO  FLAGS_TIMER0,0; CONTROLE DE TEMPO DA
MAQPUL
#DEFINE   FLAG_TELA  FLAGS_TIMER0,1;CONTROLE DE TEMPO DA
MAQTELA
#DEFINE   FLAG_LCD   FLAGS_TIMER1,0; CONTROLE DE TEMPO DA MAQLCD
#DEFINE   FLAG_BOTAO FLAGS_TIMER1,1; CONTROLE DE TEMPO DO BOTÃO
#DEFINE   FLAG_MPPT  FLAGS_TIMER1,2; CONTROLE DE TEMPO DO MPPT
#DEFINE   FLAG_LINHA  FLAGS,0
#DEFINE   FLAG_NOVALINHA  FLAGS,1
#DEFINE   RS         PORTB,0
#DEFINE   EN         PORTB,1
#DEFINE   LINE1      0x81
#DEFINE   LINE2      0x91
##### DEFINIÇÕES DE VÁRIÁVEIS #####
CBLOCK   0xBA      ; ENDEREÇO INICIAL DA MEMÓRIA DE USUÁRIO
;81 A A0: RESERVADO P/ BUFFER DO LCD (32 POSICOES)
;A1 A B8  RESERVADO P/ VETORES DE MÉDIA MÓVEL
X        ; DEFINE POSICAO DE MEMORIA AUXILIAR
TEMPO    ; VARIÁVEL QUE DETERMINA TEMPO NA ROTINA MS
VALOR    ;
FLAGS    ; FLAGS DE USO GERAL NÃO TEMPORIZADOS
FLAGS_TIMER0 ; FLAGS TEMPORIZADOS 100ms (TIMER0)
FLAGS_TIMER1 ; FLAGS TEMPORIZADOS 1ms (TIMER1)
FLAGS_SINAL ; FLAG DE CONTROLE DO SINAL DOS DELTAS DE V E I
VARLOC   ; VARIÁVEL AUXILIAR DE USO TEMPORARIO (LOCAL)
VARAUX   ; VARIÁVEL AUXILIAR DE USO TEMPORARIO (LOCAL)
DADO     ; VARIÁVEL P/ENVIO AO LCD
W_TEMP   ; REGISTRADOR TEMPORÁRIO PARA INTERRUPÇÕES LP
W_TEMP2  ; REGISTRADOR TEMPORÁRIO PARA INTERRUPÇÕES HP
STATUS_TEMP ;REGISTRADOR TEMPORÁRIO PARA INTERRUPÇÕES LP
STATUS_TEMP2 ;REGISTRADOR TEMPORÁRIO PARA INTERRUPÇÕES HP
BUFFER_LCD ; ARMAZENA VALOR A SER ESCRITO NO LCD
CONT_LCD  ; PONTEIRO DE BUFFER DE LCD/CONTADOR DE TEMPO
SEGUNDO   ; ARMAZENA SEGUNDOS DO RELÓGIO
MINUTO    ; ARMAZENA MINUTOS DO RELÓGIO
HORA      ; ARMAZENA HORAS DO RELÓGIO
SEMANA    ; ARMAZENA DIA DA SEMANA
DIA       ; ARMAZENA DIA DO MÊS
MES       ; ARMAZENA MES
ANO       ; ARMAZENA ANO
HORADES   ; ARMAZENA HORA DE DESPERTAR
MINDES    ; ARMAZENA MINUTO DE DESPERTAR
FUNCAO    ; INDICA FUNCAO A SER EXECUTADA
PULSO     ; ARMAZENA PULSO (1s NO RELÓGIO)
:VAR. USADAS NAS FUNÇÕES MATEM. DO PIC (A/D, MPPT E REZÁPO CÍCLICA)
TENSACCH ;VAR. Q ARMAZ. BYTE SUP. DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC
TENSACCL ;VAR. Q ARMAZ. BYTE INF. DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC
TENSAPH  ;VAR. Q ARMAZ. BYTE SUP. DA TENSÃO NO PAINÉL
TENSAPL  ;VAR. Q ARMAZENA BYTE INFERIOR DA TENSÃO NO PAINÉL
CORRENTEPH ;VAR. Q ARMAZENA BYTE SUPERIOR DA CORRENTE NO PAINÉL
CORRENTEPL ;VAR. Q ARMAZENA BYTE INFERIOR DA CORRENTE NO PAINÉL
TENSAPH_BKP ;VAR. Q ARMAZ. BKP DO BYTE SUP. DA TENSÃO NO PAINÉL
TENSAPL_BKP ;VAR. Q ARMAZ. BKP DO BYTE INF DA TENSÃO NO PAINÉL
CORRENTEPH_BKP ;VAR. Q ARMAZ. BKP DO BYTE SUP. DA COR. NO PAINÉL
CORRENTEPL_BKP ;VAR. Q ARMAZ. BKP DO BYTE INF. DA COR. NO PAINÉL
LEITURAH ;VAR. Q ARMAZ. BYTE SUP. DE RESULTADO DA CONVERSÃO
LEITURAL ;VAR. Q ARMAZ. BYTE INF. DE RESULTADO DA CONVERSÃO
RCL      ;VAR Q ARMAZ. O VALOR DA RAZÃO CÍCLICA
RCL_MIN  ;VAR. QUE ARMAZENA O VALOR MÍNIMO DA RAZÃO CÍCLICA
RCL_MAX  ;VAR. QUE ARMAZENA O VALOR MÁXIMO DA RAZÃO CÍCLICA
CANALAD  ; VAR QUE ARMAZENA O CANAL DE A/D
POTENCIA0 ;BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DA POTÊNCIA (4 BYTES)
POTENCIA1 ;BYTE INTERMEDIÁRIO (2º) DA POTÊNCIA (4 BYTES)
POTENCIA2 ;BYTE INTERMEDIÁRIO (3º) DA POTÊNCIA (4 BYTES)
POTENCIA3 ;BYTE MAIS SIGNIFICATIVO DA POTÊNCIA (4 BYTES)
DELTA VH ;VAR. Q ARMAZ. BYTE MAIS SIGNIF. DA DIF. DAS TENSÕES
DELTA VL ;VAR. Q ARMAZ. BYTE MENOS SIGNIF. DA DIF. DAS TENSÕES
DELTA IH ;VAR. Q ARMAZ. BYTE MAIS SIGNIF. DA DIF. DAS CORRENTES
DELTA IL ;VAR. Q ARMAZ. BYTE MENOS SIGNIF. DA DIF. DAS CORRENTES
TEMP     ;VAR. Q ARMAZ. TEMP. OS RESULTADOS DOS DELTAS
VARPOS1  ; INDICA POSIÇÃO 1 NA TELA (UNIDADES)
VARPOS2  ; INDICA POSIÇÃO 2 NA TELA (DEZENAS)
VARPOS3  ; INDICA POSIÇÃO 3 NA TELA (CENTENA)
VARPOS4  ; INDICA POSIÇÃO 4 NA TELA (MILHAR)
VÁRIÁVEIS AUXILIARES NAS OPERAÇÕES E CONTAGENS
NUMBIN   ; CONVERTE BINÁRIO EM NÚMERO P/EXPOR NA TELA
NUMBINH  ; CONVERTE BINÁRIO (BYTE SUP.) EM NÚM. P/ EXPOR NA TELA
CONTLIB  ; CONTADOR AUXILIAR P/TRATAR DO RUÍDO DO BOTÃO
CONTAJUSTE ;CONTADOR P/AJUSTAR TEMPO DE 1s
PRODL_1  ;ARMAZ. RESULTADO BAIXO DA 1ª MULTIP. NA ROTINA DE MPPT
PRODH_1  ;ARMAZ. RESULTADO ALTO DA 1ª MULTIP. NA ROTINA DE MPPT
PRODL_2  ;ARMAZ. RESULTADO BAIXO DA 2ª MULTIP. NA ROTINA DE MPPT
PRODH_2  ;ARMAZ. RESULTADO ALTO DA 2ª MULTIP. NA ROTINA DE MPPT
RES0     ;RECEBE RESULTADO MENOS SIGNIFICATIVO DE UMA MULTIP.
RES1     ;RECEBE RESULTADO MAIS SIGNIFICATIVO DE UMA MULTIP.
RES2     ;RECEBE RESULTADO MAIS SIGNIFICATIVO DE UMA MULTIP
POSVETOR1 ;ARMAZENA A ÚLTIMA POSIÇÃO DO PONTEIRO DO VETOR1
POSVETOR2 ;ARMAZENA A ÚLTIMA POSIÇÃO DO PONTEIRO DO VETOR2
POSVETOR3 ;ARMAZENA A ÚLTIMA POSIÇÃO DO PONTEIRO DO VETOR3
SOMAL_VETOR1 ;ARMAZ. PARTE BAIXA DA SOMA DOS ELEMENT. DO VETOR1
SOMAH_VETOR1 ;ARMAZ. PARTE ALTA DA SOMA DOS ELEMENT. DO VETOR1
SOMAL_VETOR2 ;ARMAZ. PARTE BAIXA DA SOMA DOS ELEMENT. DO VETOR2
SOMAH_VETOR2 ;ARMAZ. PARTE ALTA DA SOMA DOS ELEMENT. DO VETOR2
SOMAL_VETOR3 ;ARMAZ. PARTE BAIXA DA SOMA DOS ELEMENT. DO VETOR3
SOMAH_VETOR3 ;ARMAZ. PARTE ALTA DA SOMA DOS ELEMENT. DO VETOR3
ENDC     ; FIM DO BLOCO DE MEMÓRIA
##### CONSTANTES #####
##### VETOR DE RESET #####
ORG      0x0000      ; ENDEREÇO INICIAL DO PROGRAMA
GOTO     INICIO
ORG      0x0008      ;ENDEREÇO INICIAL DA INTERRUP. HP
GOTO     INTER_H
ORG      0x0018      ;ENDEREÇO INICIAL DA INTERRUP. LP
GOTO     INTER_L
##### TRATADOR DE INTERRUPÇÃO TMR0 (ALTA PRIORIDADE - HP) ###
: *****
: *****
INTER_H
MOVWF    W_TEMP      ; SALVA W EM W_TEMP
SWAPF   STATUS, W
MOVWF   STATUS_TEMP ; SALVA STATUS EM STATUS_TEMP
BTFS    INTCON, TMR0IF ; É INTERRUPÇÃO EM TMR0?
GOTO    SAL_INT      ; TMR0IF=0; NÃO
BCF     INTCON, TMR0IF ; TMR0IF=1; SIM; LIMPA FLAG DE INT.
MOVLW  0x0B          ; (65535 - 62500) * XXus = 100ms
MOVWF  TMR0H         ; INICIALIZA TRM0H COM #0B
MOVLW  0xDB          ;
MOVWF  TMR0L         ; INICIALIZA TRM0L COM #DB
CLRF   FLAGS_TIMER0 ;SINALIZA Q OCORREU TEMPO DE 100ms
SAL_INT
SWAPF  STATUS_TEMP, W
MOVWF  STATUS        ; RECUPERA STATUS
SWAPF  W_TEMP, F     ; RECUPERA F
SWAPF  W_TEMP, W     ; RECUPERA W
RETFIE ; RETORNA DA INTERRUPÇÃO
:## TRATADOR DE INTERRUPÇÃO TMR1 (BAIXA PRIORIDADE - LP) ###
: *****
: *****
INTER_L
MOVWF   W_TEMP2     ; SALVA W EM W_TEMP
SWAPF  STATUS, W
MOVWF  STATUS_TEMP2 ; SALVA STATUS EM STATUS_TEMP
BTFS   PIR1, TMR1IF ; É INTERRUPÇÃO EM TMR1?
GOTO   SAL_INTLP   ; TMR0IF=0; NÃO
BCF    PIR1, TMR1IF ; TMR0IF=1; SIM; LIMPA FLAG DE INT.
MOVLW  0xEC        ; (65535 - 5000) * XXus = 1ms
MOVWF  TMR1H       ; INICIALIZA TRM1H COM #1H
MOVLW  0x80        ;
MOVWF  TMR1L       ; INICIALIZA TRM1L COM #77
CLRF   FLAGS_TIMER1 ;SINALIZA QUE OCORREU TEMPO DE 1ms
NOP
NOP
SAL_INTLP
SWAPF  STATUS_TEMP2, W
MOVWF  STATUS        ; RECUPERA STATUS
SWAPF  W_TEMP2, F    ; RECUPERA F
SWAPF  W_TEMP2, W    ; RECUPERA W
RETFIE ; RETORNA DA INTERRUPÇÃO
:##### INICIALIZAÇÃO #####
INICIO ; INICIALIZAÇÃO DAS CONFIGURAÇÕES DE A/D E PORTAS
MOVLW  B'01110010'

```

```

MOVWF ADCON1 ;AN0 E AN2-AN3 SETADAS COMO (A/D)
MOVWLW B'00000000'
MOVWF TRISB ; RB0-RB7 COMO SAIDA
MOVWLW B'00011111'
MOVWF TRISA ; RA0-RA7 COMO SAIDA
MOVWLW B'00000000' ;REGISTRADOR DE CONTROLE DO A/D
MOVWF ADCON0 ;HABILITA Vref (VDD E VSS) E
INICIALIZA COM AN0 (CANAL 0)
MOVWLW B'10101110' ; REGISTRADOR DE CONTROLE DO A/D
MOVWF ADCON2
; INICIALIZAÇÃO DO LCD
CALL LCD_RESET ; INICIO OBRIGATORIO PARA O DISPLAY
CALL INI_LCD ; INICIA DISPLAY DE CRISTAL LIQUIDO
; INICIALIZAÇÃO DOS MÓDULOS DE INTERRUPÇÃO DO TMR0 E TMR1
MOVWLW B'11100000'
MOVWF INTCON ;TMR0, INTER. GERAL E PERIFERICOS
MOVWLW B'1000100'
MOVWF INTCON2 ; TMR0(HP) E DESABILTA PULL-UPS
MOVWLW B'10000011'
MOVWF TOCON ;HAB. REGIST. DE CONTROLE DO TMR0
BSF PIE1,TMR1IE ; HABILITA INTERRUPÇÃO TMR1
BCF IPR1,TMR1IP ; HABILITA LP PARA TMR1
MOVWLW B'10010001'
MOVWF T1CON ;HAB. REGIST. DE CONTROLE DO TMR1
BSF RCON,IPEN
; INICIALIZAÇÃO DO MÓDULO ECCP
MOVWLW B'10001100'
MOVWF CCP1CON ; CONFIGURA CCP1CON - MODO PWM
MOVWLW B'00000010'
MOVWF PWM1CON ; DEFINE TEMPO MORTO DE 100ns
CLRF T2CON ;LIMPA PRESCALE DE TMR2
MOVWLW 10
MOVWF RCL
MOVWF RCL_MIN ;CARREGA VAR. RCL_MIN COM D MÍNIMO (5%)
MOVWLW 45
MOVWF RCL_MAX ;CARREGA VAR. RCL_MAX COM D MÁXIMO (45%)
MOVWLW 99
MOVWF PR2 ;PERÍODO DO PWM
MOVWF PR2 ;SETA PERÍODO
MOVWF RCL,CCPR1
BCF ECCPAS,7 ; HABILITA O MÓDULO ECCP
BSF T2CON,2 ; INICIALIZA O TIMER DO ECCP (TIMER2)
; INICIALIZAÇÃO DOS TIMERS (TMR0 E TMR1)
MOVWLW 0x0B ; (65535 - 62500) * XXus = 100ms
MOVWF TMR0H ; INICIALIZA TMR0H COM #0B
MOVWLW 0xDB ; INICIALIZA CONTADOR COM 62500
MOVWF TMR0L ; INICIALIZA TMR0L COM #DB
MOVWLW 0xEC ; (65535 - 5000) * XXus = 1ms
MOVWF TMR1H ; INICIALIZA TMR1H COM #1H
MOVWLW 0x80 ; INICIALIZA CONTADOR COM 60535
MOVWF TMR1L ; INICIALIZA TMR1L COM #77
CLRF PORTB
; INICIALIZAÇÃO DOS PONTEIROS
MOVWLW 0xA1 ; POSIÇÃO INICIAL DO PONTEIRO DO VETOR1
MOVWF POSVETOR1 ; CARREGA VAR. COM POSIÇÃO INI. DO PONTEIRO
MOVWLW 0xA9 ; POSIÇÃO INICIAL DO PONTEIRO DO VETOR2
MOVWF POSVETOR2 ; CARREGA VAR. COM POSIÇÃO INI. DO PONTEIRO
MOVWLW 0xB1 ; POSIÇÃO INICIAL DO PONTEIRO DO VETOR3
MOVWF POSVETOR3 ; CARREGA VAR. COM POSIÇÃO INI. DO PONTEIRO
CLRF FLAGS_TIMER0 ; INICIALIZA VARIÁVEIS
CLRF FLAGS_TIMER1
CLRF SEGUNDO
CLRF MINUTO
CLRF HORA
CLRF SEMANA
CLRF MINDES
CLRF HORADES
CLRF FUNCAO
CLRF PULSO
CLRF CANALAD
CLRF SOMAL_VETOR1
CLRF SOMAH_VETOR1
CLRF SOMAL_VETOR2
CLRF SOMAH_VETOR2
CLRF SOMAL_VETOR3
CLRF SOMAH_VETOR3
CLRF RES0
CLRF RES1
CLRF RES2
CLRF POTENCIA0
CLRF POTENCIA1
CLRF POTENCIA2
CLRF POTENCIA3
BCF FLAGS,2 ;LIMPA FLAG DE CONT. DA PROT. POR SOBRE-V
MOVWLW 01
MOVWF DIA ; INICIA COM DIA 01
MOVWF MES ; INICIA COM MÊS 01 (JANEIRO)
CLRF ANO ; INICIA COM ANO 00
CALL LIMPALCD ; LIMPA BUFFER DO LCD
CALL LIMPAVETOR ; LIMPA BUFFER DO VETOR DO LCD
BSF FLAGS,4 ; INICIA COM TELA NORMAL
BCF FLAGS,6
;#####
; PROGRAMA PRINCIPAL
;#####
MAIN
CALL TELA ; RÓTINA PARA ESCREVER TELAS
CALL MAQLCD ; RÓTINA PARA ESCREVER NO LCD
BTFSCL FLAG5,5 ; TESTA SE LIMPA A TELA
CALL LIMPALCD ; FLAG=1: LIMPA E FLAG=0: NÃO LIMPA
CALL MAQPUL ; RÓTINA PARA CONTAR TEMPO
CALL MAQTELA ; RÓTINA P/ ESCREVER VAL NA TELA
CALL MAQJUSTE ; RÓTINA P/AJUSTAR RELÓGIO
CALL MAQAD ; RÓTINA DE CONTROLE DO A/D
CALL MAQMPPT ; RÓTINA DE CÁLC. DA POT. E DE MPPT
GOTO MAIN
;#####
; MÁQUINA DE LCD - MAQLCD (ESCREVE NO LCD)
;#####
MAQLCD
BTFSCL FLAG_LCD ; VERIFICA SE TRANSCORREU 1ms
GOTO FIM_MAQLCD ; Z=1: NÃO
BSF FLAG_LCD ; Z=0: SIM; REARMA FLAG MAQLCD
;***ANALISA NOVA LINHA *****
BTFSCL FLAG_NOVALINHA ;ANALISA SINALIZADOR DE NOVA LINHA
GOTO NORMAL ;FLAG=1: NOVA LINHA E FLAG=0: NÃO
ENVI0
CALL ESCREVE_DADO_LCD ; ESCREVE DADO DA VEZ NO LCD
BCF FLAG_NOVALINHA ; SINALIZA PROCESSAMENTO DE DADOS
GOTO FIM_MAQLCD ; ENCERRA
NORMAL
INCF CONT_LCD,W ; VARREDURA DE BUFFER DO LCD
ANDLW 0x0F ; LIMITA EM (0 a 15)
MOVWF CONT_LCD ; SALVA PONTEIRO
;*** ANALISA ESTOURO DO CONTADOR ***
BTFSCL STATUS,Z ;VERIFICA ÚLTIMA COLUNA DA LINHA
GOTO ENVI0 ; Z=0: NÃO; PROC. NORMAL; Z=1: SIM
;*** TRATAMENTO ESPECIAL - PRECISA MUDAR LINHA ***
BSF FLAG_NOVALINHA ; SINALIZA INICIANDO NOVA LINHA
;*** TROCA DA LINHA ***
MOVF FLAGS,W ; CARREGA FLAGS PARA ATUALIZAÇÃO
XORLW 0x01 ; COMPLEMENTA FLAG_LINHA
MOVWF FLAGS ; ATUALIZA FLAGS TROCANDO BIT 0
MOVWLW 0x80 ; CARREGA W COM IND. DA LINHA1
BTFSCL FLAG_LINHA ; ANALISA LINHA ATUAL
MOVWLW 0xC0 ; CARREGA W COM IND. DA LINHA2
MOVWF VARLOC ; SALVA EM VARLOC
CALL ESCREVE_CMD_LCD ; ENVIA COM. P/ AJUST. LINHA DA VEZ
FIM_MAQLCD
RETURN
;#####
; ESCREVE DADOS NO LCD
;#####
ESCREVE_DADO_LCD
MOVF CONT_LCD,W ; CARREGA CONTADOR DE COL. EM W
BTFSCL FLAG_LINHA ; ANALISA SE LINHA 1 OU 2
GOTO LINHA2 ; FLAG=1: LINHA 2
LINHA1 ; FLAG=0: LINHA 1
ADDLW LINE1 ; ADICIONA 0x0D A W (OFFSET LINHA1)
GOTO CONTINUA ; PROSEGUE
LINHA2
ADDLW LINE2 ; ADICIONA 0x1D A W (OFFSET LINHA2)
CONTINUA
MOVWF FSR0L ; APONTA PARA VETOR
MOVF INFO,W ; CAPTURA VALOR DO VETOR
MOVWF DADO ; TRANSFERE PARA W
BCF EM ; DESABILTA INICIALMENTE
BSF RS ; CONFIGURA PARA DADO
BSF EN ; HABILITA LCD
CALL ENVIABYTE ; RÓTINA P/ENVIAR DADO EM 4 BITS
BCF EN ; DESABILTA LCD
RETURN
;#####
; ESCREVE COMANDOS DO LCD
;#####
ESCREVE_CMD_LCD
MOVF VARLOC,W ; TRANSFERE PARA W
MOVWF DADO ; TRANSFERE PARA DADO
BCF EN ; DESABILTA INICIALMENTE
BCF RS ; CONFIGURA PARA INSTRUÇÃO
BSF EN ; HABILITA LCD
CALL ENVIABYTE ; RÓTINA P/ENVIAR DADO EM 4 BITS
BCF EN ; DESABILTA LCD
RETURN
;#####
; ENVIA BYTE PARA O LCD COM 4 BITS
;#####
ENVIABYTE
MOVWLW 0x0F
ANDWF PORTB
MOVWLW 0xF0
ANDWF DADO,W
IORWF PORTB
BCF EN ; DESABILTA LCD
BSF EN ; HABILITA LCD
SWAPF DADO ; SWAP DOS NIBBLES
MOVWLW 0x0F
ANDWF PORTB
MOVWLW 0xF0
ANDWF DADO,W
IORWF PORTB
RETURN
;#####
; MÁQUINA DE CONTAR PULSOS
;#####

```

```

MAQPUL
BTSS FLAG_PULSO ; PULSO DE 100ms FOI CONTADO?
GOTO CONTAPULSO
GOTO FIM_MAQPUL
INCF PULSO,F
BSF FLAG_PULSO
MOVF PULSO,W
XORLW 11
BTSS STATUS,Z
GOTO ESCREVEDIASEM
MOVLW 1
MOVWF PULSO
GOTO VERIFICAJUSTE
ESCREVEDIASEM ; ATUALIZA DIA DA SEMANA
MOVF PULSO,W
XORLW 3
BTSS STATUS,Z
CALL DIASEMANA ; Z=1: ATUALIZA
GOTO FIM_MAQPUL ; Z=0: PULA ATUALIZAÇÃO
VERIFICAJUSTE
MOVF CONTAJUSTE,W ; AJUSTE DE TEMPO
XORLW 200
BTSS STATUS,Z
GOTO PULA_AJUSTE ; Z=0: NÃO AJUSTA
DECFF PULSO,F ; Z=1: AJUSTA
CLRF CONTAJUSTE
PULA_AJUSTE
INCF SEGUNDO,F ; CONTAGEM DE SEGUNDOS
INCF CONTAJUSTE,F ; INCREMENTA CONTADOR P/AJUSTE
MOVF SEGUNDO,W
XORLW 60
BTSS STATUS,Z ; TESTA SE ALCANÇOU 60
GOTO FIM_MAQPUL ; Z=0: NÃO ALCANÇOU E Z=1: SIM
CLRF SEGUNDO
INCF MINUTO,F ; CONTAGEM DE MINUTOS
MOVF MINUTO,W
XORLW 60
BTSS STATUS,Z ; TESTA SE ALCANÇOU 60
GOTO FIM_MAQPUL ; Z=0: NÃO ALCANÇOU E Z=1: SIM
CLRF MINUTO
INCF HORA,F ; CONTAGEM DE HORAS
MOVF HORA,W
XORLW 24
BTSS STATUS,Z ; TESTA SE ALCANÇOU 24
GOTO FIM_MAQPUL ; Z=0: NÃO ALCANÇOU E Z=1: SIM
CLRF HORA
INCF SEMANA,F
MOVF SEMANA,W
XORLW 7
BTSS STATUS,Z ; TESTA SE ALCANÇOU 7
CLRF SEMANA ; Z=1: ALCANÇOU E Z=0: NÃO
INCF DIA,F ; INCREMENTA DIA DO MÊS
CALL ULTDIAMES ; VERIFICA ÚLT. DIA DO MÊS E INCREM.
MOVF MES,W
XORLW 13
BTSS STATUS,Z ; TESTA SE ALCANÇOU 13
GOTO FIM_MAQPUL ; Z=1: ALCANÇOU E Z=0: NÃO
MOVLW 01
MOVWF MES
INCF ANO,F ; INCREMENTA O ANO
MOVF ANO,W
XORLW 100
BTSS STATUS,Z ; TESTA SE ALCANÇOU 100
GOTO FIM_MAQPUL ; Z=1: ALCANÇOU E Z=0: NÃO
CLRF ANO ; VOLTA PARA O ANO 00
FIM_MAQPUL
RETURN
; ***** ROTINA QUE AJUSTA DIA DA SEMANA *****
DIASEMANA
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É DOMINGO
XORLW 0
BTSS STATUS,Z
GOTO SEGUNDA ; FLAG=0: NÃO É DOM
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "D"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "g"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "m"
MOVWF INDF0
RETURN
SEGUNDA
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É SEGUNDA
XORLW 1
BTSS STATUS,Z
GOTO TERCA ; FLAG=0: NÃO É SEGUNDA
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "S"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "e"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "g"
MOVWF INDF0
RETURN
TERCA
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É TERÇA
XORLW 2
BTSS STATUS,Z
GOTO QUARTA ; FLAG=0: NÃO É TERÇA
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "T"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "e"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "r"
MOVWF INDF0
RETURN
QUARTA
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É QUARTA
XORLW 3
BTSS STATUS,Z
GOTO QUINTA ; FLAG=0: NÃO É QUARTA
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "Q"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "u"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "a"
MOVWF INDF0
RETURN
QUINTA
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É QUINTA
XORLW 4
BTSS STATUS,Z
GOTO SEXTA ; FLAG=0: NÃO É QUINTA
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "Q"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "u"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "i"
MOVWF INDF0
RETURN
SEXTA
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É SEXTA
XORLW 5
BTSS STATUS,Z
GOTO SABADO ; FLAG=0: NÃO É SEXTA
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "S"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "e"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "x"
MOVWF INDF0
RETURN
SABADO
MOVF SEMANA,W ; VERIFICA SE É SÁBADO
XORLW 6
BTSS STATUS,Z
RETURN ; FLAG=0: NÃO É SÁBADO
LFSR FSR0,0x81
MOVLW "S"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "a"
MOVWF POSTINCO
MOVLW "b"
MOVWF INDF0
RETURN
; ***** ÚLTIMO DIA DO MÊS *****
ULTDIAMES
MOVF DIA,W
XORLW 30 ; TESTA SE DIA 29
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA30 ; Z=0: NÃO É E Z=1: É
MOVF MES,W
XORLW 2 ; TESTA SE FEVEREIRO
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA1 ; Z=1: É E Z=0: NÃO É
MOVF DIA,W
XORLW 31 ; TESTA SE DIA 30
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA31 ; Z=0: NÃO É E Z=1: É
MOVF MES,W
XORLW 4 ; TESTA SE ABRIL
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA1 ; Z=1: É E Z=0: NÃO É
MOVF DIA,W
XORLW 31 ; TESTA SE DIA 30
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA31 ; Z=0: NÃO É E Z=1: É
MOVF MES,W
XORLW 6 ; TESTA SE JUNHO
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA1 ; Z=1: É E Z=0: NÃO É
MOVF DIA,W
XORLW 31 ; TESTA SE DIA 30
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA31 ; Z=0: NÃO É E Z=1: É
MOVF MES,W
XORLW 9 ; TESTA SE SETEMBRO
BTSS STATUS,Z
GOTO DIA1 ; Z=1: É E Z=0: NÃO É

```

```

MOVF    DIA,W
XORLW   31                ; TESTA SE DIA 30
BTSS    STATUS,Z
GOTO    DIA31             ; Z=0: NÃO É E Z=1: É
MOVF    MES,W
XORLW   11                ; TESTA SE NOVEMBRO
BTSS    STATUS,Z
GOTO    DIA1              ; Z=1: É E Z=0: NÃO É
DIA31
MOVF    DIA,W
XORLW   32                ; TESTA SE DIA 31
BTSS    STATUS,Z
RETURN  ; Z=0: NÃO É E Z=1: É
DIA1
MOVLW   1
MOVWF   DIA
INCF    MES,F
RETURN
;#####
;# MÁQUINA DE ESCREVER NA TELA
;#####
MAQTELA ;ROT. PARA ESCREVER DADOS NA TELA
BTSS    FLAGS,4          ;PERGUNTA SE TELA NORMAL/MEDIÇÃO
GOTO    PULATELA        ; FLAG=0: TELA1 E FLAG=1: PROSSEGUE
CLRF    NUMBINH         ; LIMPA NUMBINH PARA EVITAR ERROS
; ESCREVE SEGUNDOS NA TELA
MOVF    SEGUNDO,W
MOVWF   NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x9C
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
; ESCREVE MINUTOS NA TELA
MOVF    MINUTO,W
MOVWF   NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x99
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
; ESCREVE HORAS NA TELA
MOVF    HORA,W
MOVWF   NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x96
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
; ESCREVE DIA DO MÊS NA TELA
MOVF    DIA,W
MOVWF   NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x86
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
; ESCREVE MÊS NA TELA
MOVF    MES,W
MOVWF   NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x89
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
; ESCREVE ANO NA TELA
MOVF    ANO,W
MOVWF   NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x8C
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
RETURN
PULATELA
; ESCREVE TENSÃO DO PAINÉL NA TELA DO LCD
MOVFF   TENSAOPL,NUMBIN
MOVFF   TENSAOPH,NUMBINH
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x87 ;ESCREVE NO DISPLAY A CASA DA UNIDADE
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   INDF0
LFSR    FSR0,0x85 ;ESCREVE NO DISPLAY A CASA DA DEZENA
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS3,W ;ESCREVE NO DISPLAY A CASA DA CENTENA
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS4,W ;ESCREVE NO DISPLAY A CASA DA MILHAR
MOVWF   INDF0
; ESCREVE CORRENTE DO PAINÉL NA TELA DO LCD
MOVFF   CORRENTEPL,NUMBIN
MOVFF   CORRENTEPH,NUMBINH
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x8F
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   INDF0
LFSR    FSR0,0x8D
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS3,W
MOVWF   POSTDEC0
; ESCREVE TENSÃO DO BARRAMENTO NA TELA DO LCD
MOVFF   TENSAOCC,NUMBIN
MOVFF   TENSAOCC,NUMBINH
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x9E
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS3,W
MOVWF   INDF0
; ESCREVE POTENCIA NA TELA DO LCD
BTSS    FLAGS,6
BRA     RAZAO_CICLICA
MOVFF   POTENCIA1,NUMBIN
MOVFF   POTENCIA2,NUMBINH
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x97
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS3,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS4,W
MOVWF   INDF0
RETURN
; CASO O FLAG,6=1 A POTÊNCIA É SUBSTITUIDA POR RAZÃO CÍCLICA
RAZAO_CICLICA
MOVFF   RCL,NUMBIN
CALL    CONVERTEBYTE
LFSR    FSR0,0x95
MOVF    VARPOS1,W
MOVWF   POSTDEC0
MOVF    VARPOS2,W
MOVWF   INDF0
RETURN
;#####
CONVERTE INFORMÇÃO DE 1 BYTE EM NÚMERO VISÍVEL NO LCD
;#####
CONVERTEBYTE
CLRF    VARPOS1          ; UNIDADE
CLRF    VARPOS2          ; DEZENA
CLRF    VARPOS3          ; CENTENA
CLRF    VARPOS4          ; MILHAR
BIT0
BTSS    NUMBIN,0
GOTO    BIT1
MOVLW   0x01
ADDWF   VARPOS1
BIT1
BTSS    NUMBIN,1
GOTO    BIT2
MOVLW   0x02
ADDWF   VARPOS1
BIT2
BTSS    NUMBIN,2
GOTO    BIT3
MOVLW   0x04
ADDWF   VARPOS1
BIT3
BTSS    NUMBIN,3
GOTO    BIT4
MOVLW   0x08
ADDWF   VARPOS1
CALL    TESTA10
BIT4
BTSS    NUMBIN,4
GOTO    BIT5
MOVLW   0x06
ADDWF   VARPOS1
MOVLW   0x01
ADDWF   VARPOS2
CALL    TESTA10
BIT5
BTSS    NUMBIN,5
GOTO    BIT6
MOVLW   0x02
ADDWF   VARPOS1
MOVLW   0x03
ADDWF   VARPOS2
CALL    TESTA10
BIT6
BTSS    NUMBIN,6
GOTO    BIT7
MOVLW   0x04
ADDWF   VARPOS1

```

```

MOVLW 0x06
ADDWF VARPOS2
CALL TESTA10
CALL TESTA100
BIT7
BTSS NUMBIN,7
GOTO BIT8
MOVLW 0x08
ADDWF VARPOS1
MOVLW 0x02
ADDWF VARPOS2
CALL TESTA10
MOVLW 0x01
ADDWF VARPOS3
CALL TESTA100
BIT8
BTSS NUMBINH,0
GOTO BIT9
MOVLW 0x06
ADDWF VARPOS1
MOVLW 0x05
ADDWF VARPOS2
CALL TESTA10
MOVLW 0x02
ADDWF VARPOS3
CALL TESTA100
BIT9
BTSS NUMBINH,1
GOTO BIT10
MOVLW 0x02
ADDWF VARPOS1
MOVLW 0x01
ADDWF VARPOS2
CALL TESTA10
MOVLW 0x05
ADDWF VARPOS3
CALL TESTA100
CALL TESTA1000
BIT10
BTSS NUMBINH,2
GOTO FIMCONVERSAO
MOVLW 0x04
ADDWF VARPOS1
MOVLW 0x02
ADDWF VARPOS2
CALL TESTA10
MOVLW 0x00
ADDWF VARPOS3
CALL TESTA100
MOVLW 0x01
ADDWF VARPOS4
FIMCONVERSAO
MOVLW 0x30
ADDWF VARPOS1,F ; AJUSTA P/ESCRITA EM CARACTER ASC II
ADDWF VARPOS2,F ; AJUSTA P/ESCRITA EM CACACTER ASC II
ADDWF VARPOS3,F ; AJUSTA P/ESCRITA EM CACACTER ASC II
ADDWF VARPOS4,F ; AJUSTA P/ESCRITA EM CACACTER ASC II
RETURN
TESTA10 ; TESTA SE DEVE ACRESCENTAR 1 A VARPOS2
MOVF VARPOS1,W
MOVWF VARAUX
MOVLW 10
SUBWF VARAUX,F
BTSS STATUS,C
RETURN ; C = 0: RESULT. NEG. E C = 1: RESULT. POS.
MOVF VARAUX,W
MOVWF VARPOS1
INCF VARPOS2,F
RETURN
TESTA100 ; TESTA SE DEVE ACRESCENTAR 1 A VARPOS3
MOVF VARPOS2,W
MOVWF VARAUX
MOVLW 10
SUBWF VARAUX,F
BTSS STATUS,C
RETURN ; C = 0: RESULTADO NEG. e C = 1: RESULTADO POS.
MOVF VARAUX,W
MOVWF VARPOS2
INCF VARPOS3,F
TESTA1000 ; TESTA SE DEVE ACRESCENTAR 1 A VARPOS4
MOVF VARPOS3,W
MOVWF VARAUX
MOVLW 10
SUBWF VARAUX,F
BTSS STATUS,C
RETURN ; C = 0: RESULTADO NEG e C = 1: RESULTADO POS.
MOVF VARAUX,W
MOVWF VARPOS3
INCF VARPOS4,F
RETURN
;#####
; MÁQUINA PARA AJUSTE DO RELÓGIO
;#####
MAQAJUSTE
BTSS PORTA,1 ;VERIFICA SE TECLA FUNCAO PRESS.
GOTO PROSSEGUE ;BIT=0: BOTÃO NÃO PRESS.: CONTINUA
BCF FLAGS,3
CALL BOTAO
BTSS FLAGS,3 ;VERIFICA FLAG ATUAL. DA FUNCAO
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;FLAG=0: CONT. DE TEMPO NÃO TERM.
INCF SEMANA,F
MOVF SEMANA,W
XORLW 7
CALL BOTAO
BTSS FLAGS,3 ;VERIF. FLAG ATUALIZ. DA FUNCAO
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;FLAG=0 CONT. DE TEMPO NÃO TERM.
INCF FUNCAO,F ; INCREMENTA FUNCAO P/CORRECAO
MOVF FUNCAO,W
XORLW 0x09
STATUS,Z ; VERIFICA SE ESTOUROU FUNCAO
GOTO PROSSEGUE ; Z=0: NÃO: AVANÇA
CLRF FUNCAO ; Z=1: SIM: VOLTA A ZERO
BSF FLAGS,4 ; HABILITA TELA NORMAL
BSF FLAGS,5 ; HABILITA LIMPEZA DE TELA
; *** EXECUTA FUNÇÃO CONFORME SELECIONADO *****
PROSSEGUE
MOVF FUNCAO,W
XORLW 0x00
BTSS STATUS,Z ; VERIFICA SE AVANCA OU CORRIGE
GOTO CORRIGIR ; Z=0: CORRIGE e Z=1: AVANÇA
LFSR FSR0,0xA0
MOVLW 0x5E
MOVWF POSTDECO
MOVLW " "
MOVWF INDF0
GOTO FIM_MAQAJUSTE
CORRIGIR
MOVF FUNCAO,W
XORLW 0x01
BTSS STATUS,Z ; VERIFICA SE CORRIGE SEGUNDOS
GOTO CORRMIN ; Z=0: NÃO e Z=1: CORRIGE
LFSR FSR0,0xA0 ;INDICA NA TELA CORREÇÃO DE SEG.
MOVLW "s"
MOVWF INDF0
BTSS PORTA,4 ;VERIFICA SE TECLA CORREÇÃO PRESS.
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;BIT=0: BOTÃO NÃO PRESS.: CONTINUA
BCF FLAGS,3
CALL BOTAO
BTSS FLAGS,3 ;VERIFICA FLAG ATUALIZ. DA FUNCAO
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;FLAG=0: CONT. DE TEMPO NÃO TERM.
INCF SEGUNDO,F
MOVF SEGUNDO,W
XORLW 60
BTSS STATUS,Z ; VERIFICA SE ULTRAPASSOU 60
CLRF SEGUNDO ; Z=1: ULTRAPASSOU e Z=0: NÃO
CORRMIN
MOVF FUNCAO,W
XORLW 0x02
BTSS STATUS,Z ; VERIFICA SE CORRIGE MINUTOS
GOTO CORRHORA ; Z=0: NÃO e Z=1: CORRIGE
LFSR FSR0,0xA0 ;INDICA NA TELA CORREÇÃO DE MIN.
MOVLW "m"
MOVWF INDF0
BTSS PORTA,4 ;VERIFICA SE BOTÃO CORREÇÃO PRESS.
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;BIT=0: BOTÃO NÃO PRESS.: CONTINUA
BCF FLAGS,3
CALL BOTAO
BTSS FLAGS,3 ;VERIFICA FLAG ATUALIZ. DA FUNCAO
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;FLAG=0 CONT. DE TEMPO NÃO TERM.
INCF MINUTO,F
MOVF MINUTO,W
XORLW 60
BTSS STATUS,Z ; VERIFICA SE ULTRAPASSOU 60
CLRF MINUTO ; Z=1: ULTRAPASSOU e Z=0: NÃO
CORRHORA
MOVF FUNCAO,W
XORLW 0x03
BTSS STATUS,Z ; VERIFICA SE CORRIGE HORAS
GOTO CORRDIASEM ; Z=0: NÃO e Z=1: CORRIGE
LFSR FSR0,0xA0 ; INDICA NA TELA CORREÇÃO DE HORAS
MOVLW "h"
MOVWF INDF0
BTSS PORTA,4 ;VERIFICA SE BOTÃO CORREÇÃO PRESS.
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;BIT=0: BOTÃO NÃO PRESS.: CONTINUA
BCF FLAGS,3
CALL BOTAO
BTSS FLAGS,3 ;VERIFICA FLAG ATUALIZ. DA FUNCAO
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;FLAG=0: CONT. DE TEMPO NÃO TERM.
INCF HORA,F
MOVF HORA,W
XORLW 24
BTSS STATUS,Z ;VERIFICA SE ULTRAPASSOU 24
CLRF HORA ; Z=1: ULTRAPASSOU e Z=0: NÃO
CORRDIASEM
MOVF FUNCAO,W
XORLW 0x04
BTSS STATUS,Z ;VERIFICA SE CORRIGE MINUTOS
GOTO CORRDIA ;Z=0: NÃO e Z=1: CORRIGE
LFSR FSR0,0xA0 ;INDICA NA TELA CORREÇÃO DE MIN.
MOVLW "w"
MOVWF INDF0
BTSS PORTA,4 ;VERIFICA SE BOTÃO CORREÇÃO PRESS.
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;BIT=0: BOTÃO NÃO PRESS. CONT.
BCF FLAGS,3
CALL BOTAO
BTSS FLAGS,3 ;VERIFICA FLAG ATUAL. DA FUNCAO
GOTO FIM_MAQAJUSTE ;FLAG=0: CONT. DE TEMPO NÃO TERM.
INCF SEMANA,F
MOVF SEMANA,W
XORLW 7

```



```

BTFSCL   FLAGS,2           ;O ALGOR. DE MP SERÁ EXECUT CASO
BRA      FIM_MAQMPPT       ;ECCP JÁ ESTEJA HAB. FLAGS,2=0
;#####
;# INICIO DO ALGORÍTIMO SEGUIDOR DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)
;#####
CLRF     TEMPO              ; LIMPA CONTADOR TEMPO
CLRF     FLAGS_SINAL        ; LIMPA FLAG DE CONTROLE DOS SINAIS
MOVWF   TENSAOPL_BKP, W    ; SUB. 1º O BYTE MENOS SIGNIFICATIVO
BSF     STATUS, C          ; EVITA SUB. DO "BORROW" PRÓX. INST.
SUBWFB  TENSAOPL, W        ; W = TENSAOPL - TENSAOPL_BKP(W)
MOVWF   TEMP               ; ARMAZ. TEMP. RESULT. DA SUB.
MOVWF   TENSAOPH_BKP, W    ; SUBTRAI BYTE MAIS SIGNIFICATIVO
SUBWFB  TENSAOPH, W        ; W = TENSAOPH - TENSAOPH_BKP(W)
BNN     RESULTADOV         ; RESULT NEG.?
BSF     FLAGS_SINAL,0      ; CASO SIM, SETA FLAG DE SINAL DA TEN
CALL    CALC_COMPLEMENTO  ; SEGUE PARA CALC_COMPLEMENTO
RESULTADOV ; O RESULT DE DELTAV É ARMazenado
MOVWF   DELTAVH            ; ARMAZ. RESULT. EM DELTAVH
MOVWF   TEMP, DELTAVL      ; ARMAZ. RESULT. EM DELTAVL
MOVWF   CORRENTEPL_BKP, W  ; SUB. 1º O BYTE MENOS SIGNIFICATIVO
BSF     STATUS, C          ; EVITA SUB. DO "BORROW" PRÓX. INST.
SUBWFB  CORRENTEPL, W      ; W-CORRENTEPL- CORRENTEPL_BKP(W)
MOVWF   TEMP               ; ARMAZ. TEMP. RESULT DA SUB.
MOVWF   CORRENTEPH_BKP, W  ; SUB. BYTE MAIS SIGNIFICATIVO
SUBWFB  CORRENTEPH, W      ; W-CORRENTEPH-CORRENTEPH_BKP(W)
BNN     RESULTADOI        ; RES. NEGATIVO?
BSF     FLAGS_SINAL,1      ; CASO SIM, SETA FLAG DE S. DA COR.
CALL    CALC_COMPLEMENTO ; E SEGUE PARA CALC_COMPLEMENTO
RESULTADOI ; O RESULT. DE DELTAI É ARMazenado
MOVWF   DELTAIH            ; ARMAZ. RESULT. EM DELTAIH
MOVWF   TEMP, DELTAIL      ; ARMAZ. RESULT EM DELTAIL
MOVLW   15
CPFSLT  DELTAVL
BRA     ROTINA
TSTFSZ  DELTAVH
BRA     ROTINA
TSTFSZ  DELTAIL
BRA     TESTAIPOS
BRA     ATUALIZAVI
TESTAIPOS
BTFSCL  FLAGS_SINAL,1      ; TESTA SE DELTAI É NEGATIVO
BRA     AUMENTAIREF        ; CASO SIM, AUM. REF. DE CORRENTE
BRA     DIMINUIREF         ; CASO NÃO, DIMINUI
ROTINA
MOVWF   DELTAVL, W         ; W COM VALOR DE "DELTAVL"
MULWF  CORRENTEPL          ; DELTAVL*CORRENTEPL - PRODH:PRODL
MOVWF  PRODL, PRODL_1      ; ARMAZ. BYTE MENOS SIGNIF.
MOVWF  PRODH, PRODH_1      ; ARMAZ BYTE MAIS SIGNIFICATIVO
MOVWF  DELTAVH, W         ; W COM VALOR DE "DELTAVH"
MULWF  CORRENTEPL          ; DELTAVH*CORRENTEPL - PRODH:PRODL
MOVWF  PRODL, W           ; SOMA RESULT. PRODL A PRODH_1
ADDFW  PRODH_1, F          ; PALAVRA DE ATÉ 16 BITS É FORMADA.
MOVWF  TENSAOPL, W        ; W COM VALOR DE "TENSAOPL"
MULWF  DELTAIL             ; TENSAOPL * DELTAIL - PRODH:PRODL
MOVWF  PRODL, PRODL_2      ; ARMAZ. RESULT. EM PRODL_2
MOVWF  PRODH, PRODH_2      ; ARMAZ. RESULT. EM PRODH_2
MOVWF  TENSAOPH, W        ; TENSAOPH * DELTAIL - PRODH:PRODL
MULWF  DELTAIL, W         ; SOMA PRODL A PRODH_2
ADDFW  PRODH_2, F          ; PALAVRA DE ATÉ 16 BITS É FORMADA.
MOVLW  0x00
CPFSEQ  FLAGS_SINAL
BRA     TESTA_NEG          ; CASO NÃO, SEGUE PARA "TESTA_NEG"
BCF     STATUS, C          ; CASO SIM, RES = +(PRODL + PRODH)
MOVWF  PRODL_1, W         ; W = PRODL_2 + PRODL_1
ADDFW  PRODL_2, W         ; ARMAZ. TEMP. RESULTADO
MOVWF  RES0
MOVWF  PRODH_1, W         ; W = PRODH_2 + PRODH_1
ADDFW  PRODH_2, W         ; RESULTADO=0 SEGUE P/ ATUALIZAVI
BZ     ATUALIZAVI
BRA     DIMINUIREF
TESTA_NEG
MOVLW  0x03
CPFSEQ  FLAGS_SINAL
BRA     TESTA_DELTAV      ; CASO NÃO, VAI PARA "TESTA_DELTAV"
BRA     AUMENTAIREF
TESTA_DELTAV
MOVLW  0x01
CPFSEQ  FLAGS_SINAL
BRA     TESTA_DELTAI      ; CASO NÃO,VAI PARA "TESTA_DELTAI"
BSF     STATUS, C          ; EVITA A SUBTRAÇÃO DO "BORROW" NA
PRÓXIMA INSTRUÇÃO
MOVWF  PRODL_1, W         ; SIM. CALC. -(DELTAV*I+DELTAI*V)
SUBWFB  PRODL_2, W        ; W = PRODL_2 - PRODL_1(W) - IC
MOVWF  RES0
MOVWF  PRODH_1, W         ; ARMAZ. TEMP. RESULT. DA SUB.
SUBWFB  PRODH_2, W        ; SUBTRAI BYTE MAIS SIGNIFICATIVO
; W = PRODH_2 - PRODH_1(W) - IC
BZ     ATUALIZAVI
BRA     AUMENTAIREF
BRA     DIMINUIREF
TESTA_DELTAI
BSF     STATUS, C          ; EVITA SUB DO "BORROW" PRÓX. INST.
MOVWF  PRODL_2, W         ; CALCULA (DELTAV*I - DELTAI*V)
SUBWFB  PRODL_1, W        ; W = PRODL_1 - PRODL_2(W) - IC
MOVWF  RES0
MOVWF  PRODH_2, W         ; ARMAZ. TEMP. RESULT DA SUB.
SUBWFB  PRODH_1, W        ; SUBTRAI BYTE MAIS SIGNIFICATIVO
; W = PRODH_1 - PRODH_2(W) - IC
BZ     ATUALIZAVI
BRA     AUMENTAIREF
BRA     DIMINUIREF
BZ     ATUALIZAVI
BN     AUMENTAIREF
BRA     DIMINUIREF
;RESULT=0? SEGUE P/ "ATUALIZAVI".
;RESULT<0? VAI P/ "AUMENTAIREF"
;SENÃO SEGUE P/ "DIMINUIREF".
;ROT. QUE INCREMENTA D
;W COM MÁX. VALOR DE D
;VERIFICA SE D É MÁXIMA
;CASO SIM, SAI ROT E ATUAL V E I
;CASO NÃO, INCREMENTA RCL
;CARREGA NOVO VALOR DE D
;ATUAL VAL. DE V E I
;W COM D MÍNIMO
;VERIFICA SE D É MÍNIMA
;CASO SIM, SAI DA ROT E ATUAL. V E I
;CASO NÃO, INCREMENTA RCL
;CARREGA NOVO VALOR DE D
;ROTINA DE ATUALIZAÇÃO DE V E I
;ATUALIZA VALORES DE V
;ATUALIZA VALORES DE I
FIM_MAQMPPT
RETURN
CALC_COMPLEMENTO
BCF     STATUS,C          ;LIMPA "CARRY" PARA EVITAR ERROS
COMF    WREG              ;EXECUTA COMPLEMENTO DE UM EM W
COMF    TEMP              ;EXECUTA COMPLEMENTO DE UM EM
TEMP
INCF    TEMP              ;INCREMENTA TEMP
BTFSCL  STATUS,C          ;HOUVE ESTOURO NO ÚLT. INC?
INCF    WREG              ;INC. W CASO SIM
RETURN
;#####
;***** LIMPALCD [ ] *****
;***** [ ] *****
;#####
LIMPALCD
LFSR    FSR0,0x0081
MOVLW  33
MOVWF  VARLOC
LOOP2
DECFSZ  VARLOC
GOTO    LIMPA_BUFFER
BCF     FLAGS,5          ;DESABILITA FLAG DE LIMPEZA
RETURN
LIMPA_BUFFER
MOVLW  ""
MOVWF  POSTINC0
GOTO   LOOP2
;#####
;***** LIMPAVETOR [ ] *****
;***** [ ] *****
;#####
LIMPAVETOR
LFSR    FSR0,0x00A1
MOVLW  25
MOVWF  VARLOC
LOOP_V
DECFSZ  VARLOC
GOTO    LIMPA_BUFFER_V
RETURN
LIMPA_BUFFER_V
MOVLW  0
MOVWF  POSTINC0
GOTO   LOOP_V
;#####
; TELA:
; www DD.MM.AA
; h: hh:mm:ss
;#####
TELA
; ROTINA QUE DEFINE POSIÇÕES DE
CARACTERES NO LCD
BTFSCL  FLAGS,4          ;VERIFICA SE TELA NORMAL
GOTO    TELA1           ; FLAG=0: MEDIÇÕES E FLAG=1: NORMAL
LFSR    0,0x0087
MOVLW  "/"
MOVWF  INDF0
LFSR    0,0x008A
MOVLW  "/"
MOVWF  INDF0
LFSR    0,0x0091
MOVLW  "h"
MOVWF  INDF0
LFSR    0,0x0092
MOVLW  ":"
MOVWF  INDF0
LFSR    0,0x0097
MOVLW  ":"
MOVWF  INDF0
LFSR    0,0x009A
MOVLW  ":"
MOVWF  INDF0
LFSR    0,0x009A
MOVLW  ":"
MOVWF  INDF0
RETURN
TELA1
LFSR    FSR0,0x81
MOVLW  "V"
MOVWF  POSTINC0

```

```

MOVLW    "-"
MOVWF    POSTINC0
LFSR     FSR0,0x86
MOVLW    "-"
MOVWF    INDF0
LFSR     FSR0,0x88
MOVLW    "V"
MOVWF    INDF0
LFSR     FSR0,0x8A
MOVLW    "I"
MOVWF    POSTINC0
MOVLW    "-"
MOVWF    POSTINC0
LFSR     FSR0,0x8E
MOVLW    "-"
MOVWF    INDF0
LFSR     FSR0,0x90
MOVLW    "A"
MOVWF    INDF0
LFSR     FSR0,0x9A
MOVLW    "E"
MOVWF    POSTINC0
MOVLW    "-"
MOVWF    POSTINC0
LFSR     FSR0,0x9F
MOVLW    "V"
MOVWF    INDF0
BTSS     FLAGS,6
BRA      TELA1_COMPLEMENTO
LFSR     FSR0,0x92
MOVLW    "P"
MOVWF    POSTINC0
MOVLW    "-"
MOVWF    POSTINC0
LFSR     FSR0,0x98
MOVLW    "W"
MOVWF    INDF0
RETURN
TELA1_COMPLEMENTO
LFSR     FSR0,0x92
MOVLW    "D"
MOVWF    POSTINC0
MOVLW    "-"
MOVWF    POSTINC0
LFSR     FSR0,0x96
MOVLW    "%"
MOVWF    INDF0
RETURN
;#####
;
;          INICIALIZAÇÃO DO LCD
;#####
INI_LCD
MOVLW    30
CALL     MS
MOVLW    0X28          ;LCD 16X2 4 BITS DE DADOS
CALL     CMD_LCD
MOVLW    0X0E          ;DISPLAY SEM CURSOR PISCANTE
CALL     CMD_LCD
MOVLW    0X06          ;CURSOR DESLOCA A DIREITA
CALL     CMD_LCD
MOVLW    0X01          ;LIMPA TODO DISPLAY
CALL     CMD_LCD
RETURN
;#####
;          ESCRITA DE COMANDO NO LCD
;#####
CMD_LCD:
MOVWF    VALOR
ANDLW   0XF0          ;HAB. ESCRITA DE INST. NO LCD (RS=0)
MOVWF   PORTB        ;COLOCA O VALOR NA PORTA B
BSF     PORTB,1      ;HABILITA CHIP (E=1)
MOVLW   10
CALL    MS
BCF     PORTB,1      ;DESABILITA CHIP
MOVLW   30
CALL    MS
SWAPF   VALOR        ;PREP. PARA MANDAR O MENOS SIGNIF.
MOVWF   VALOR,W      ;CARREGA W COM VALOR
ANDLW   0XF0          ;HAB. ESCRITA DE DADOS NO LCD(RS=0)
MOVWF   PORTB
BSF     PORTB,1      ;HABILITA CHIP (E=1)

MOVLW   10
CALL    MS
CALL    WR_LCD
MOVWF   DADO          ;ARMAZENA O CHARACTER
ANDLW   0xF0          ;HAB. ESCRITA DE INST. NO LCD(RS=0)
MOVWF   PORTB        ;COLOCA O VALOR NA PORTA B
BSF     PORTB,0      ;HABILITA ESCRITA DE DADOS (RS=1)
BSF     PORTB,1      ;HABILITA CHIP (E=1)
MOVLW   10
CALL    MS
BCF     PORTB,1      ;DESABILITA CHIP (E=0)
MOVLW   10
CALL    MS
SWAPF   DADO          ;COLOCA O VALOR MENOS SIGNIF.
MOVWF   DADO,W
ANDLW   0xF0          ;HAB. ESCRITA DE INST. NO LCD(RS=0)
MOVWF   PORTB
BSF     PORTB,0      ;HABILITA ESCRITA DE DADOS
BSF     PORTB,1      ;HABILITA CHIP
MOVLW   10
CALL    MS
BCF     PORTB,1      ;DESABILITA CHIP
MOVLW   10
CALL    MS
RETURN
;#####
;          ROTINA OBRIGATORIA DE RESET DO LCD AO LIGAR O SISTEMA
;#####
LCD_RESET:
MOVLW   200          ;TEMPO DE DELAY ANTES DE RESETAR
CALL    MS
MOVLW   B'00110000'  ;CARREGA W COM 30H
MOVWF   PORTB        ;COLOCA 30H NA PORTB,
BSF     PORTB,1      ;HAB RB1 POR 5 MS-HI E 1 MS-LOW
MOVLW   50
CALL    MS
BCF     PORTB,1
MOVLW   10
CALL    MS
BSF     PORTB,1      ;MAIS 1 MS EM ALTO E 1 MS EM BAIXO
MOVLW   10
CALL    MS
BCF     PORTB,1
MOVLW   10
CALL    MS
BSF     PORTB,1      ;MAIS 1 MS EM ALTO E 1 MS EM BAIXO
MOVLW   10
CALL    MS
BCF     PORTB,1
MOVLW   B'00100000'  ;RESETA DISPLAY PORTB = 02H
MOVWF   PORTB        ;COLOCA 20H NA PORTB
BSF     PORTB,1      ;MAIS 1 MS EM ALTO E 1 MS EM BAIXO
EM RB1
MOVLW   10
CALL    MS
BCF     PORTB,1
MOVLW   10
CALL    MS
RETURN
MS
MOVWF   TEMPO        ; CAR. O TEMPO COM VALOR DETERM.
MS1
MOVLW   249          ;CARREGA X 249 (DECIMAL)
MOVWF   X
MS2
NOP          ;PASSARAM-SE 600 NS.
;+ 100 NS
DECFSZ   X          ;+ 100 NS
GOTO     MS2        ;+ 200 NS, TOTAL 1002 US
DECFSZ   TEMPO      ;DEC TEMPO EM 1 E TESTA SE = ZERO
GOTO     MS1        ;VAI A MS1 SE TEMPO DIF. ZERO
RETURN    ;RETORNA DA SUB-ROTINA APOS 100 MS
;===== FIM DO PROGRAMA =====
END

```

C.2. CÓDIGO FONTE DO SEGUNDO PIC

```

;#####
;PROGRAMA DE PROTEÇÃO E SUPERV. UTILIZANDO MICROCONTROLADOR
;PIC
;FINALIDADE: ;TESE DE DOUTORADO
;DESENVOLVIMENTO: ENG. KLEBER SOUZA
;COLABORAÇÃO: ENG. FELIPE VALORE
;012 DE MARÇO DE 2007
LIST P=18F1220
#INCLUDE<P18F1220.INC>

```

```

;VARIÁVEIS
CBLOCK 0X24
VAR
TENSRL          ;TENSÃO DA REDE ALTO
TENSRL          ;TENSÃO DA REDE BAIXO
TENSRL2H       ;TENSÃO DA REDE ALTO
TENSRL2L       ;TENSÃO DA REDE BAIXO
TENSRLMAXH     ;TENSÃO DA REDE MAXIMA ALTO
TENSRLMAXL     ;TENSÃO DA REDE MAXIMA BAIXO

```

```

TENSRRMINH ;TENSÃO DA REDE MINIMA ALTO
TENSRRMINL ;TENSÃO DA REDE MINIMA BAIXO
TENSRRAMPH ;AMPLITUDE DA TENSÃO DA REDE ALTO
TENSRRAMPL ;AMPL. DA TENSÃO DA REDE BAIXO
TENSBBH ;TENSÃO DO BARAMENTO ALTO
TENSBL ;TENSÃO DO BARAMENTO BAIXO
CONT_R2 ;CONT. DE PER. PARA LIGAR O RELAY 2
CONT_PT ;CONTADOR DE PONTOS
CONT_RD ;CONT. DE PER. P/ DESLIGAR OS RELAYS
CONT_DLY1 ;CONTADOR DO DELAY 1
CONT_DLY2 ;CONTADOR DO DELAY 2
QPT ;QUANTIDADE DE PONTOS
QPTT ;QUANTIDADE DE PONTOS TEMPORARIO
MQPT ;MEDIA DA QUANTIDADE DE PONTOS
MQPT2 ;MEDIA DA QUANTIDADE DE PONTOS
CONT_ESP ;CONTADOR DE ESPERA
LEITURAH ;LEITURA A/D ALTO
LEITURAL ;LEITURA A/D BAIXO
TMR0RH ;RECARGA DO TIMER 0 ALTO
TMR0RL ;RECARGA DO TIMER 0 BAIXO
FLAGREG ;REGISTRADOR DE FLAGS
FLAG_TB ;REGISTRADOR DE FLAGS DA TABELA
FLAG_BT ;IND. ESTADO DO BOTÃO NOS ULT. PER.
ENDC
;ENDEREÇO DE INICIALIZAÇÃO
ORG 0X000000
GOTO INICIO
;ENDEREÇO DO TRATADOR DA INTERUPÇÃO DO TIMER 0
ORG 0X000008
GOTO TRAT0
ORG 0X000018
GOTO TRAT1
;TRATADORES DOS TIMERS 0/1
TRAT0
INCF CONT_PT
BTSS FLAGREG,0
BRA NZ
BCF FLAGREG,0
BTSS FLAG_TB,7
BRA TB2
MOVLW 0X00
MOVWF TBLPTRU
MOVLW 0X03
MOVWF TBLPTRH
MOVLW 0X00
MOVWF TBLPTRL
BRA NZ
TB2
BTSS FLAG_TB,6
BRA TB3
MOVLW 0X00
MOVWF TBLPTRU
MOVLW 0X05
MOVWF TBLPTRH
MOVLW 0X00
MOVWF TBLPTRL
BRA NZ
TB3
MOVLW 0X00
MOVWF TBLPTRU
MOVLW 0X07
MOVWF TBLPTRH
MOVLW 0X00
MOVWF TBLPTRL
NZ
TBLRD*+
BTSS FLAGREG,6
BRA START
MOVFF TABLAT,PORTB
MOVFF TMR0RH,TMR0H
MOVFF TMR0RL,TMR0L
BCF INTCON,2
BSF INTCON,7
RETFIE
START
NOP
MOVFF TMR0RH,TMR0H
MOVFF TMR0RL,TMR0L
BCF INTCON,2
BSF INTCON,7
RETFIE
TRAT1
RETFIE
;ROTINA DE CONVERSÃO A/D
AD
BSF ADCON0,1,0 ;INICIA A CONVERSÃO
ESP1 ;ESPERA A CONVERSÃO ACABAR
BTSS ADCON0,1,0
BRA ESP1
MOVFF ADRESL,LEITURAL
MOVFF ADRESH,LEITURAH ;OBTENÇÃO DOS RESULTADOS
MOVLW D'250 ;CARREGA O VALOR DE CONT P/ ESPERA
MOVWF CONT_ESP,0
ESP2 ;ESPERA DE 2 TAD
INCFSZ CONT_ESP,1,0
BRA ESP2
RETURN ;RETORNA DA SUB-ROTINA

;ROTINA DE DALAY
DLY
CLRF CONT_DLY1
CLRF CONT_DLY2
LDI
INCFSZ CONT_DLY1,1,0
BRA LD1
LD2
INCFSZ CONT_DLY1,1,0
BRA LD2
LD3
INCFSZ CONT_DLY1,1,0
BRA LD3
LD4
INCFSZ CONT_DLY1,1,0
BRA LD4
INCFSZ CONT_DLY2,1,0
BRA LD1
RETURN
;INICIALIZAÇÃO
INICIO
CLRF PORTB,0 ;INICIALIZA A PORTA B
CLRF LATB,0
CLRF PORTA,0 ;INICIALIZA A PORTA A
CLRF LATA,0
MOVLW B'00001100' ;RA2,RA3 COMO ENTRADAS
MOVWF TRISA,0
MOVLW B'00000000' ;RB0 A RB7 COMO SAIDAS
MOVWF TRISB,0
MOVLW B'01110011' ;HAB. OS ADs AN2, AN3
MOVWF ADCON1,0
MOVLW B'10101110' ;CONFIGURA O A/D
MOVWF ADCON2,0
MOVLW B'00010001' ;HAB O A/D, VDD E VSS COMO REF.
MOVWF ADCON0,0
MOVLW B'10000000'
MOVWF EECON1,0
MOVLW B'10001000' ;HABILITA TIMER 0
MOVWF TOCON,0
MOVLW B'00101000' ;HABILITA A INTERUPÇÃO DO TIMER 0
MOVWF INTCON,0
MOVWF 0XFC ;VALOR H DE RECARGA DO TIMER 0
MOVWF TMR0RH,0 ;VALOR L DE RECARGA DO TIMER 0
MOVLW 0X30
MOVWF TMR0RL,0
MOVFF TMR0RH,TMR0H
MOVFF TMR0RL,TMR0L
CLRF FLAGREG,0 ;O REGISTRADOR POR SEGURANÇA
LOOPRE
BSF FLAGREG,7
CLRF FLAG_TB ;INICIALIZA A VARIÁVEL
BSF FLAG_TB,7
MOVLW 0X7C
MOVWF CONT_R2,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF CONT_RD,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF FLAG_BT,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF TENSRRH,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF TENSRRL,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF TENSRR2H,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF TENSRR2L,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF TENSBBH,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF TENSBL,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
MOVLW 0X04
MOVWF TENSRRMINH,0
MOVLW 0X00
MOVWF TENSRRMINL,0
CLRF TENSRRMAXH,0
CLRF TENSRRMAXL,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF QPT,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF QPTT,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF MQPT,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
CLRF MQPT2,0 ;INICIALIZA A VARIÁVEL
LFSR FSR0,0X20
LV0
CLRF POSTINC0
BTSS FSR0L,2
BRA LV0
LFSR FSR0,0X20
BSF INTCON,7
LOOP
MOVFF TENSRRH,TENSRR2H
MOVFF TENSRRL,TENSRR2L
MOVLW B'00001101' ;ESCOLHE A PORTA A SER LIDA (AN3/PINO-7)
MOVWF ADCON0,0
CALL AD ;CHAMA A ROTINA DE LEITURA
MOVFF LEITURAH,TENSRRH
MOVFF LEITURAL,TENSRL ;CARREGA OS VALORES LIDOS
MOVLW B'00001001' ;ESCOLHE A PORTA A SER LIDA (AN2/PINO-6)
MOVWF ADCON0,0
CALL AD ;CHAMA A ROTINA DE LEITURA
MOVFF LEITURAH,TENSBBH
MOVFF LEITURAL,TENSBL ;CARREGA OS VALORES LIDOS
MOVLW 0X03
CPFSEQ TENSBBH
BRA STB
MOVLW 0X84
CPFSGT TENSBL

```

BRA	STB	MOVFF	TENSRMINH,TENSRAMPH
BSF	FLAGREG,4	MOVFF	TENSRMINL,TENSRAMPL
BCF	LATA,1	MOVF	TENSRMAXL,W
STB		ADDWF	TENSRAMPL,F
MOVLW	D'180'	MOVF	TENSRMAXH,W
CPFSLT	CONT_PT	ADDWFC	TENSRAMPH,F
GOTO	DESLIGA	MOVLW	0X04
MOVF	TENSRH,W	MOVWF	TENSRMINH,0
CPFSGT	TENSRMAXH	MOVLW	0X00
BRA	TMAEQ	MOVWF	TENSRMINL,0
BRA	TMIN	CLRF	TENSRMAXH,0
TMAEQ		CLRF	TENSRMAXL,0
CPFSEQ	TENSRMAXH	MOVLW	D'175'
BRA	EMAX	CPFSGT	MQPT
MOVF	TENSRH,W	BRA	TME
CPFSLT	TENSRMAXL	BRA	DESLIGA1
BRA	TMIN	TME	
EMAX		MOVLW	D'159'
MOVFF	TENSRH,TENSRMAXH	CPFSLT	MQPT
MOVFF	TENSRH,TENSRMAXH	BRA	LIGA1
TMIN		DESLIGA1	
MOVF	TENSRH,W	BCF	FLAGREG,1
CPFSLT	TENSRMINH	BRA	TAMP
BRA	TMEEQ	LIGA1	
BRA	NMIN	BSF	FLAGREG,1
TMEEQ		TAMP	
CPFSEQ	TENSRMINH	MOVLW	B'00000110'
BRA	EMIN	CPFSLT	TENSRAMPH
MOVF	TENSRH,W	BRA	TAMEEQ
CPFSGT	TENSRMINL	BRA	DESLIGA2
BRA	NMIN	TAMEEQ	
EMIN		CPFSEQ	TENSRAMPH
MOVFF	TENSRH,TENSRMINH	BRA	TTRM
MOVFF	TENSRH,TENSRMINH	MOVLW	B'00100001'
NMIN		CPFSLT	TENSRAMPL
MOVLW	B'11111111'	BRA	LIGA2
SUBWF	TENSR2L,W	BRA	DESLIGA2
MOVLW	B'00000001'	TTRM	
SUBWFB	TENSR2H,W	MOVLW	B'01111110'
BN	TESTZ	CPFSGT	TENSRAMPL
GOTO	LOOP	BRA	LIGA2
TESTZ		DESLIGA2	
MOVLW	B'11111111'	BSF	FLAGREG,2
SUBWF	TENSRH,W	BRA	TL
MOVLW	B'00000001'	LIGA2	
SUBWFB	TENSRH,W	BSF	FLAGREG,2
BN	LOOP	TL	
MOVLW	D'150'	BTFS	FLAGREG,1
CPFSGT	CONT_PT	BTFS	FLAGREG,2
GOTO	LOOP	BRA	SD
BSF	FLAGREG,0	BSF	FLAGREG,6
MOVFF	CONT_PT,QPT	BTFS	PORTA,5
CLRF	CONT_PT	BTFS	FLAG_BT,3
MOVFF	MQPT,MQPT2	BRA	BOTAO
MOVF	INDF0,W	BSF	LATA,0
SUBWF	MQPT,1	BCF	FLAGREG,7
RRNCF	QPT,1	INCF	CONT_R2
RRNCF	QPT,0	GOTO	LOOP
ANDLW	B'00111111'	BSF	LATA,4
ADDWF	MQPT,1	BTFS	FLAGREG,4
MOVWF	POSTINC0	BSF	LATA,1
BTFS	FSR0L,2	GOTO	LOOP
LFSR	FSR0,0X20	SD	
MOVF	MQPT2,W	BCF	LATA,1
CPFSGT	MQPT	BTFS	FLAGREG,7
BRA	CTTB	BSF	FLAGREG,4
BRA	ATB	BTFS	PORTA,5
CTTB		BTFS	FLAG_BT,3
CPFSLT	MQPT	BRA	BOTAO
BRA	SATB	GOTO	LOOP
BTFS	FLAG_TB,7	BOTAO	
BRA	SATB	BTFS	PORTA,5
BTFS	FLAG_TB,6	BRA	BTDES
BRA	UTB1	RLNCF	FLAG_BT
BRA	UTB2	BSF	FLAG_BT,0
UTB1		GOTO	LOOP
BSF	FLAG_TB,7	BTDES	
BCF	FLAG_TB,6	BCF	FLAG_BT,3
ATB		RRNCF	FLAG_BT
BTFS	FLAG_TB,7	BTFS	FLAG_BT,0
BRA	UTB2	GOTO	LOOP
BTFS	FLAG_TB,6	BTFS	FLAGREG,7
BRA	UTB3	GOTO	LOOP
BRA	SATB	BCF	LATA,1
UTB2		INCF	CONT_RD
BCF	FLAG_TB,7	BTFS	CONT_RD,3
BSF	FLAG_TB,6	GOTO	LOOP
BRA	SATB	BCF	LATA,0
UTB3		BCF	LATA,4
BCF	FLAG_TB,7	BSF	FLAGREG,7
BCF	FLAG_TB,6	BCF	FLAGREG,4
SATB		MOVLW	0X57
MOVF	TENSRMINL,W	MOVWF	CONT_R2,0
SUBLW	B'11111111'	CLRF	CONT_RD
MOVWF	TENSRMINL	GOTO	LOOP
MOVLW	B'00000011'	DESLIGA	
SUBWFB	TENSRMINH,F	BTFS	FLAGREG,7

```

GOTO LOOP
BCF LATA,1
CALL DLY
BCF LATA,0
BCF LATA,4
MOVLW B'10010000'
MOVWF FLAGREG
CLRF PORTB
GOTO LOOPRE
;ENDEREÇO DAS TABELAS
ORG 0X000300
TABELA1
DATA D'54230'
DATA D'52175'
DATA D'50119'
DATA D'48063'
DATA D'46007'
DATA D'43694'
DATA D'41125'
DATA D'38812'
DATA D'36498'
DATA D'33929'
DATA D'31615'
DATA D'29046'
DATA D'26732'
DATA D'24163'
DATA D'21850'
DATA D'19537'
DATA D'17480'
DATA D'15424'
DATA D'13368'
DATA D'11312'
DATA D'9513'
DATA D'7970'
DATA D'6428'
DATA D'5142'
DATA D'3857'
DATA D'2829'
DATA D'2057'
DATA D'1286'
DATA D'772'
DATA D'514'
DATA D'257'
DATA D'257'
DATA D'257'
DATA D'1027'
DATA D'1541'
DATA D'2311'
DATA D'3083'
DATA D'4367'
DATA D'5651'
DATA D'6936'
DATA D'8478'
DATA D'10277'
DATA D'12075'
DATA D'14131'
DATA D'16187'
DATA D'18243'
DATA D'20555'
DATA D'22868'
DATA D'25181'
DATA D'27494'
DATA D'30064'
DATA D'32377'
DATA D'34947'
DATA D'37261'
DATA D'39830'
DATA D'42143'
DATA D'44456'
DATA D'46769'
DATA D'48826'
DATA D'50882'
DATA D'52938'
DATA D'54738'
DATA D'56537'
DATA D'58336'
DATA D'59622'
DATA D'60907'
DATA D'62192'
DATA D'63220'
DATA D'63992'
DATA D'64762'
DATA D'65021'
DATA D'65534'
DATA D'65535'
DATA D'65535'
DATA D'65278'
DATA D'64765'
DATA D'63995'
DATA D'63224'
DATA D'62453'
DATA D'61168'
DATA D'59884'
DATA D'58342'
DATA D'56800'
DATA D'55002'
DATA D'53203'

```

```

ORG 0X000500
TABELA2
DATA D'54230'
DATA D'52175'
DATA D'50119'
DATA D'48063'
DATA D'46007'
DATA D'43694'
DATA D'41381'
DATA D'38812'
DATA D'36499'
DATA D'33929'
DATA D'31616'
DATA D'29046'
DATA D'26733'
DATA D'24419'
DATA D'22106'
DATA D'19793'
DATA D'17480'
DATA D'15424'
DATA D'13368'
DATA D'11568'
DATA D'9769'
DATA D'7970'
DATA D'6428'
DATA D'5143'
DATA D'3858'
DATA D'2829'
DATA D'2058'
DATA D'1286'
DATA D'772'
DATA D'514'
DATA D'257'
DATA D'257'
DATA D'513'
DATA D'771'
DATA D'1540'
DATA D'2055'
DATA D'3082'
DATA D'4110'
DATA D'5395'
DATA D'6936'
DATA D'8477'
DATA D'10020'
DATA D'11819'
DATA D'13874'
DATA D'15930'
DATA D'17986'
DATA D'20042'
DATA D'22355'
DATA D'24668'
DATA D'27237'
DATA D'29551'
DATA D'32120'
DATA D'34434'
DATA D'37003'
DATA D'39316'
DATA D'41630'
DATA D'43943'
DATA D'46256'
DATA D'48569'
DATA D'50625'
DATA D'52681'
DATA D'54481'
DATA D'56280'
DATA D'57822'
DATA D'59364'
DATA D'60906'
DATA D'61935'
DATA D'62963'
DATA D'63991'
DATA D'64506'
DATA D'65020'
DATA D'65278'
DATA D'65535'
DATA D'65535'
DATA D'65278'
DATA D'64765'
DATA D'64251'
DATA D'63481'
DATA D'62453'
DATA D'61425'
DATA D'60141'
DATA D'58856'
DATA D'57314'
DATA D'55515'
DATA D'53717'
ORG 0X000700
TABELA3
DATA D'54230'
DATA D'52175'
DATA D'50376'
DATA D'48063'
DATA D'46007'
DATA D'43694'
DATA D'41381'
DATA D'39068'

```

DATA D'36499'
DATA D'34185'
DATA D'31616'
DATA D'29302'
DATA D'26733'
DATA D'24420'
DATA D'22107'
DATA D'19794'
DATA D'17737'
DATA D'15424'
DATA D'13624'
DATA D'11569'
DATA D'9770'
DATA D'8227'
DATA D'6685'
DATA D'5143'
DATA D'4114'
DATA D'3086'
DATA D'2058'
DATA D'1287'
DATA D'772'
DATA D'514'
DATA D'257'
DATA D'257'
DATA D'513'
DATA D'770'
DATA D'1284'
DATA D'2055'
DATA D'3082'
DATA D'4110'
DATA D'5138'
DATA D'6679'
DATA D'8221'
DATA D'9763'
DATA D'11562'
DATA D'13617'
DATA D'15416'
DATA D'17729'
DATA D'19785'
DATA D'22098'

DATA D'24411'
DATA D'26724'
DATA D'29293'
DATA D'31607'
DATA D'34176'
DATA D'36489'
DATA D'39059'
DATA D'41372'
DATA D'43685'
DATA D'45998'
DATA D'48055'
DATA D'50368'
DATA D'52168'
DATA D'54223'
DATA D'56022'
DATA D'57565'
DATA D'59107'
DATA D'60649'
DATA D'61678'
DATA D'62706'
DATA D'63734'
DATA D'64505'
DATA D'65020'
DATA D'65278'
DATA D'65535'
DATA D'65535'
DATA D'65279'
DATA D'65022'
DATA D'64508'
DATA D'63737'
DATA D'62710'
DATA D'61682'
DATA D'60654'
DATA D'59113'
DATA D'57571'
DATA D'56029'
DATA D'54230'

===== FIM DO PROGRAMA =====
END

ANEXO D

D. PROJETO DA FONTE AUXILIAR

Dados de Entrada

$$V_{\max} := 350 \quad [\text{V}] \quad V_{\min} := 150 \quad [\text{V}] \quad V_{\text{nom}} := 311 \quad [\text{V}]$$

Dados de Saída

$$k := 1..7$$

$$V_{o_1} := 20 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_1} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_1} := 0.050 \quad [\text{A}]$$

$$V_{o_2} := 20 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_2} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_2} := 0.050 \quad [\text{A}]$$

$$V_{o_3} := 20 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_3} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_3} := 0.6 \quad [\text{A}]$$

$$V_{o_4} := 20 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_4} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_4} := 0.1 \quad [\text{A}]$$

$$V_{o_5} := 24 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_5} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_5} := 0.05 \quad [\text{A}]$$

$$V_{o_6} := 8 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_6} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_6} := 0.05 \quad [\text{A}]$$

$$V_{o_7} := 5 \quad [\text{V}] \quad \Delta V_{o_7} := 0.2 \quad [\text{V}] \quad I_{o_7} := 0.001 \quad [\text{A}]$$

Dados Adicionais para o Projeto

$$T_{\text{amb}} := 40 \quad [^{\circ}\text{C}] \quad [\text{Temperatura ambiente}]$$

$$\eta := 0.7 \quad [\text{Rendimento}]$$

$$f_s := 100000 \quad [\text{Hz}] \quad [\text{Frequência de comutação}]$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad [\text{Tm/A}] \quad [\text{Permeabilidade do ar}]$$

$$D_{\max} := 0.5 \quad [\text{Razão cíclica máxima}]$$

$$D_{\min} := 0.017 \quad [\text{Razão cíclica mínima}]$$

CÁLCULOS DE PROJETO

(a) Potência de Saída e Entrada

$$P_o := \sum_k (|V_{o_k}| \cdot |I_{o_k}|)$$

$$P_o = 17.605 \quad [\text{W}]$$

$$P_{\text{in}} := \frac{P_o}{\eta}$$

$$P_{\text{in}} = 25.15 \quad [\text{W}]$$

(b) Transformador Flyback

Os dados para o projeto são:

$$k_v := 0.4 \quad \Delta B_{\max} := 0.1 \quad [\text{T}]$$

$$k_u := 0.5 \quad \Delta B := 0.1 \quad [\text{T}]$$

$$J := 350 \quad [\text{A/cm}^2] \quad B := \Delta B \cdot 10^4$$

$$V_d := 2 \quad [\text{V}] \quad B = 1 \times 10^3 \quad [\text{G}]$$

$$A_e A_w := \frac{1.1 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_v \cdot k_u \cdot J \cdot f_s \cdot \Delta B} \quad A_e A_w = 0.277 \quad [\text{cm}^4]$$

Ao produto calculado corresponde o núcleo comercial EE-30/14 IP12R da THORNTON

Os dados do núcleo indicado são:

$$A_e := 120 \quad [\text{mm}^2]$$

$$A_w := 85 \quad [\text{mm}^2]$$

$$\frac{A_e \cdot A_w}{10000} = 1.02 \quad [\text{cm}^4]$$

O entreferro do núcleo deve ser ajustado no seguinte valor:

$$\delta := \frac{2 \cdot \mu_o \cdot P_o}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta \cdot f_s} \cdot 10^8 \quad \delta = 0.053 \quad [\text{cm}]$$

$$l_g := \frac{\delta}{2} \quad l_g = 0.026 \quad [\text{cm}]$$

A corrente de pico através do primário, a indutância magnetizante e o número de espiras de primário e secundários são encontrados a seguir:

$$I_p := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{\min} D_{\max}} \quad I_p = 0.671 \quad [\text{A}]$$

$$L_p := \frac{V_{\min} D_{\max}}{I_p \cdot f_s} \quad L_p = 1.118 \times 10^{-3} \quad [\text{H}]$$

$$N_p := \text{ceil} \left(\frac{B \cdot \delta}{0.4 \pi \cdot I_p} \right) \quad N_p = 63 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_k} := \text{ceil} \left(N_p \cdot \frac{|V_{o_k}| + V_d}{V_{\min}} \cdot \frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} \right)$$

$$N_{s_1} = 10 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_2} = 10 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_3} = 10 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_4} = 10 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_5} = 11 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_6} = 5 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_{s_7} = 3 \quad [\text{espiras}]$$

$$D_{\text{nom}} := \frac{N_p \cdot \frac{|V_{o_1}| + V_d}{V_{\text{nom}} \cdot N_{s_1}}}{N_p \cdot \frac{|V_{o_1}| + V_d}{V_{\text{nom}} \cdot N_{s_1}} + 1}$$

$$D_{\text{nom}} = 0.308$$

$$T_{on} := \frac{D_{nom}}{f_s} \quad T_{on} = 3.083 \times 10^{-6}$$

$$i := 1$$

$$n := \frac{N_p}{N_{s_i}} \quad n = 6.3$$

$$L_p = 1.118 \times 10^{-3}$$

$$L_{p_s} := \frac{L_p}{n^2} \quad L_{p_s} = 2.818 \times 10^{-5}$$

$$\frac{L_{p_s} \cdot I_p \cdot n}{V_{o_1}} = 5.952 \times 10^{-6}$$

$$\frac{1 - D_{nom}}{f_s} = 6.917 \times 10^{-6}$$

$$P_1 := V_{o_1} \cdot I_{o_1} \quad P_1 = 1 \quad \sqrt{\frac{L_p}{L_{p_s}}} = 6.3$$

$$R_w := \frac{V_{o_1}}{I_{o_1}} \quad R_1 = 400$$

Seção dos condutores

Enrolamento primário:

$$I_{Pefmax} := I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad I_{Pefmax} = 0.274 \quad [A]$$

$$Area_{CuP} := \frac{I_{Pefmax}}{J} \quad Area_{CuP} = 7.823 \times 10^{-4} \quad [cm^2]$$

Enrolamento secundário:

A corrente de pico e eficaz através dos enrolamentos secundários é definida pelas seguintes equações:

$$I_{s_k} := \frac{2 \cdot I_{o_k}}{1 - D_{max}} \quad I_s = \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.2 \\ 2.4 \\ 0.4 \\ 0.2 \\ 0.2 \\ 4 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \quad [A]$$

$$I_{Sefmax_k} := I_{s_k} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} \quad I_{Sefmax} = \begin{pmatrix} 0.082 \\ 0.082 \\ 0.98 \\ 0.163 \\ 0.082 \\ 0.082 \\ 1.633 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \quad [A]$$

$$Area_{CuS_k} := \frac{I_{Sefmax_k}}{J} \quad Area_{CuS} = \begin{pmatrix} 2.333 \times 10^{-4} \\ 2.333 \times 10^{-4} \\ 2.799 \times 10^{-3} \\ 4.666 \times 10^{-4} \\ 2.333 \times 10^{-4} \\ 2.333 \times 10^{-4} \\ 4.666 \times 10^{-6} \end{pmatrix} \quad [cm^2]$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

Profundidade de penetração

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot P$$

$$\text{Diametro_máximo} = 0.047$$

[cm²]

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG} := \text{for } r \in 50..1$$

$$r \text{ if } 2 \cdot P \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$$

$$\text{AWG} = 25$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG}}{20}} \quad D_x = 0.045$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio}} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio}} = 0.001624$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_x + 0.028 \sqrt{D_x} \quad D_{x_iso} = 0.051$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_iso}} = 2.078 \times 10^{-3}$$

FIO ESCOLHIDO AWG = 25

Fios paralelos no enrolamento primário:

$$\text{No_fiosParalelo_P} := \text{ceil} \left(\frac{\text{AreaCuP}}{S_{\text{fio_iso}}} \right)$$

$$\text{No_fiosParalelo_P} = 1$$

Fios paralelos no enrolamento secundário:

$$\text{No_fiosParalelo_S}_k := \text{ceil} \left(\frac{\text{AreaCuS}_k}{S_{\text{fio_iso}}} \right)$$

$$\text{No_fiosParalelo_S} =$$

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 2 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$\text{ACu_isol_prim} := S_{\text{fio_iso}} \cdot N_p \cdot \text{No_fiosParalelo_P}$$

$$\text{ACu_isol_prim} = 0.131 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{ACu_isol_sec}_k := \text{AreaCuS}_k \cdot N_s_k \cdot \text{No_fiosParalelo_S}_k$$

$$ACu_isol_sec_k =$$

$2.333 \cdot 10^{-3}$
$2.333 \cdot 10^{-3}$
0.056
$4.666 \cdot 10^{-3}$
$2.566 \cdot 10^{-3}$
$1.166 \cdot 10^{-3}$
$1.4 \cdot 10^{-5}$

[cm²]

$$ACu_isol := ACu_isol_prim + \sum_k |ACu_isol_sec_k|$$

$$k_u := \frac{ACu_isol}{\frac{Aw}{100}} \quad k_u = 0.235$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do transformador.

(c) Cálculo dos Capacitores do Filtro de Saída

$$C_k := \frac{I_{o_k} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta V_{o_k}} \quad C = \begin{pmatrix} 1.25 \times 10^{-6} \\ 1.25 \times 10^{-6} \\ 1.5 \times 10^{-5} \\ 2.5 \times 10^{-6} \\ 1.25 \times 10^{-6} \\ 1.25 \times 10^{-6} \\ 2.5 \times 10^{-8} \end{pmatrix} \quad [F]$$

$$RSE_k := \frac{\Delta V_{o_k}}{I_{s_k}} \quad RSE = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0.083 \\ 0.5 \\ 1 \\ 1 \\ 50 \end{pmatrix} \quad [\Omega]$$

Capacitores escolhidos:

Saída 1: 10 μ F / 35V

Saída 2: 10 μ F / 35V

Saída 3: 22 μ F / 35V

Saída 4: 22 μ F / 35V

Saída 5: 10 μ F / 25V

Saída 6: 10 μ F / 25V

Saída 7: 0.1 μ F / 25V

(d) Dimensionamento dos Diodos Retificadores de Saída

$$ID_{p_k} := I_{s_k} \quad ID_p = \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.2 \\ 2.4 \\ 0.4 \\ 0.2 \\ 0.2 \\ 4 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \text{ [A]}$$

$$ID_{med_k} := I_{o_k} \quad ID_{med} = \begin{pmatrix} 0.05 \\ 0.05 \\ 0.6 \\ 0.1 \\ 0.05 \\ 0.05 \\ 1 \times 10^{-3} \end{pmatrix} \text{ [A]}$$

$$VD_{p_k} := V_{o_k} + V_{max} \frac{N_{s_k}}{N_p} \quad VD_p = \begin{pmatrix} 75.556 \\ 75.556 \\ 75.556 \\ 75.556 \\ 85.111 \\ 35.778 \\ 21.667 \end{pmatrix} \text{ [V]}$$

Diodo escolhido: MUR160

(e) Dimensionamento do TOP

$$I_{Sef} := I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad I_{Sef} = 0.274 \quad \text{[A]}$$

Interruptor escolhido: TOP223Y

cálculo do snuber

$$L_d := 14 \cdot 10^{-6} \text{ Henry}$$

$$L_m := L_p \text{ Henry}$$

$$EL_t := 0.5 \cdot L_d \cdot I_p^2 \quad EL_t = 3.149 \times 10^{-6}$$

Tensão máxima suportada pelo TOP

$$V_{Top} := V_{nom} + V_{min} \quad V_{Top} = 461$$

$$V_{in} := V_{nom}$$

Cálculo do capacitor do snuber

$$V_c := V_{Top} - V_{in} \quad V_c = 150$$

Considerando uma oscilação de 5% sobre a tensão média do capacitor

$$C_s := \frac{2 \cdot ELt}{(26\% \cdot V_c)^2} \quad C_s = 4.14 \times 10^{-9}$$

O capacitor escolhido terá as seguintes especificações

$$C := 5.6 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$V_{dc} := 1000 \text{ V}$$

A potência dissipada pelo resistor será

$$P_R := ELt \cdot fs \quad P_R = 0.315 \text{ W}$$

O valor do resistor será de:

$$R := \frac{V_c^2}{P_R} \quad R = 7.146 \times 10^4$$

O resistor escolhido será:

$$\underline{R} := 68 \cdot 10^3 \quad \Omega$$

$$\underline{P_R} := 0.5 \text{ W}$$

ANEXO E

E. ESQUEMAS ELÉTRICOS DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E DE CONTROLE

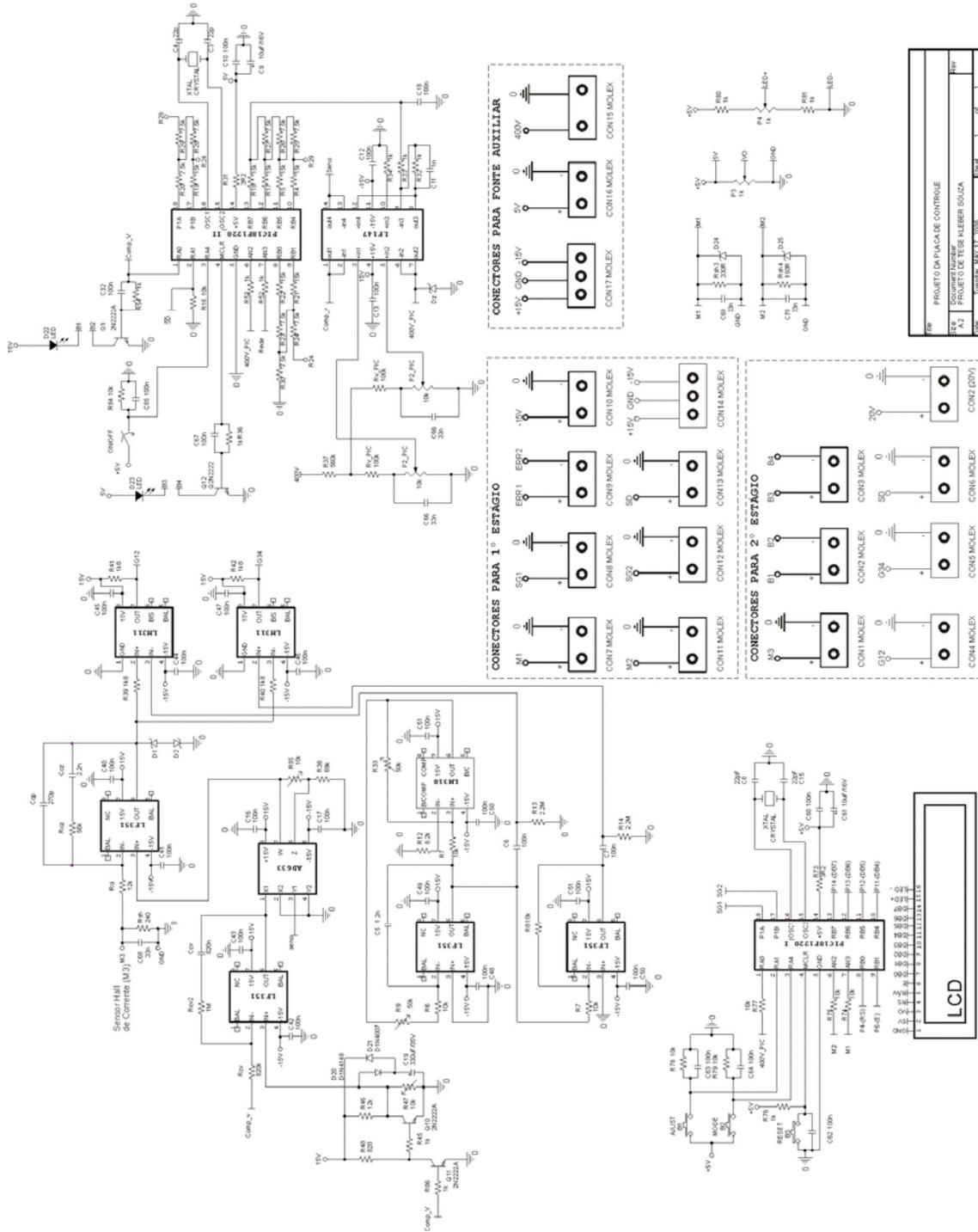


Fig. E.1 – Esquema elétrico da placa de controle.

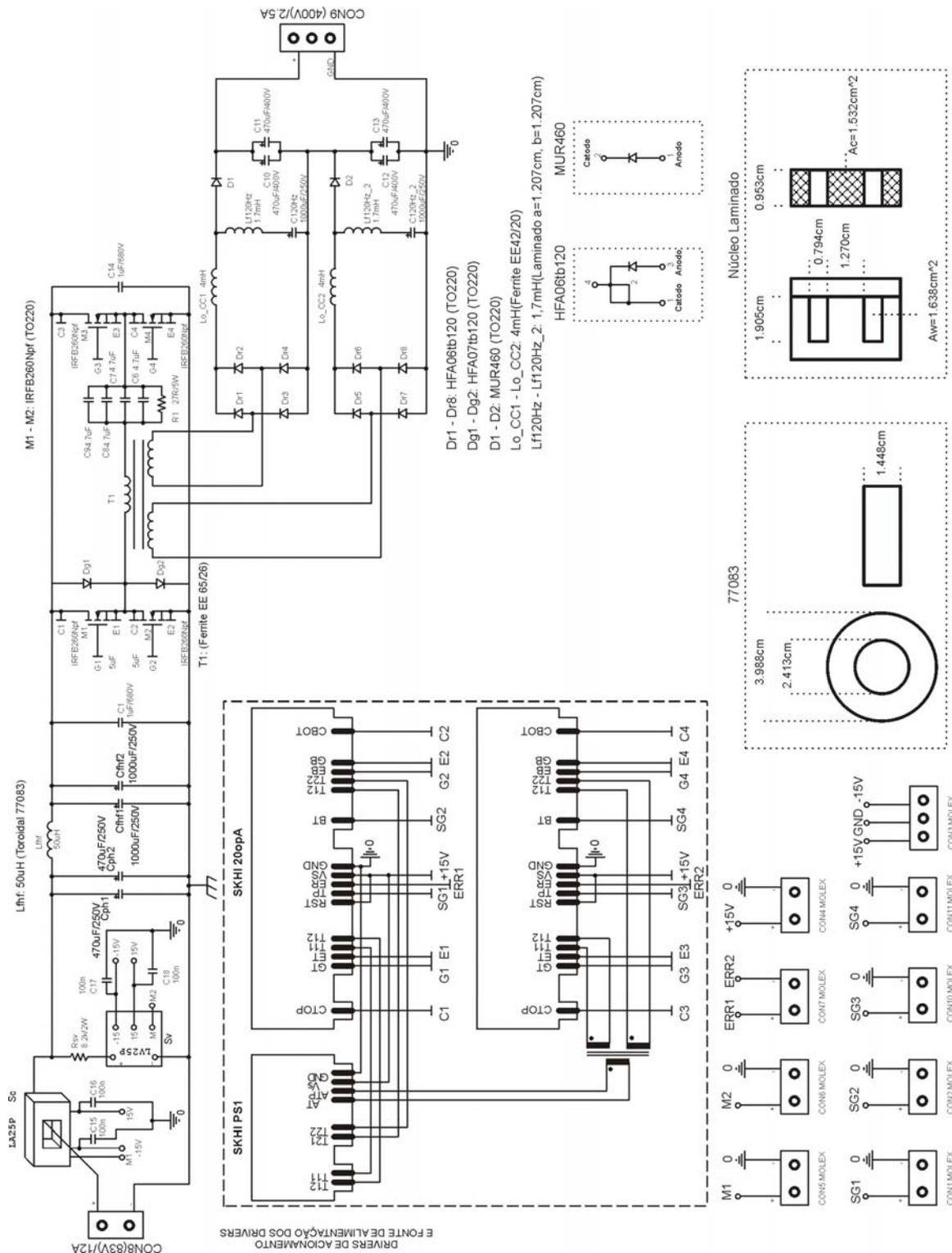


Fig. E.3 – Esquema elétrico da placa de potência do conversor Ponte Completa.

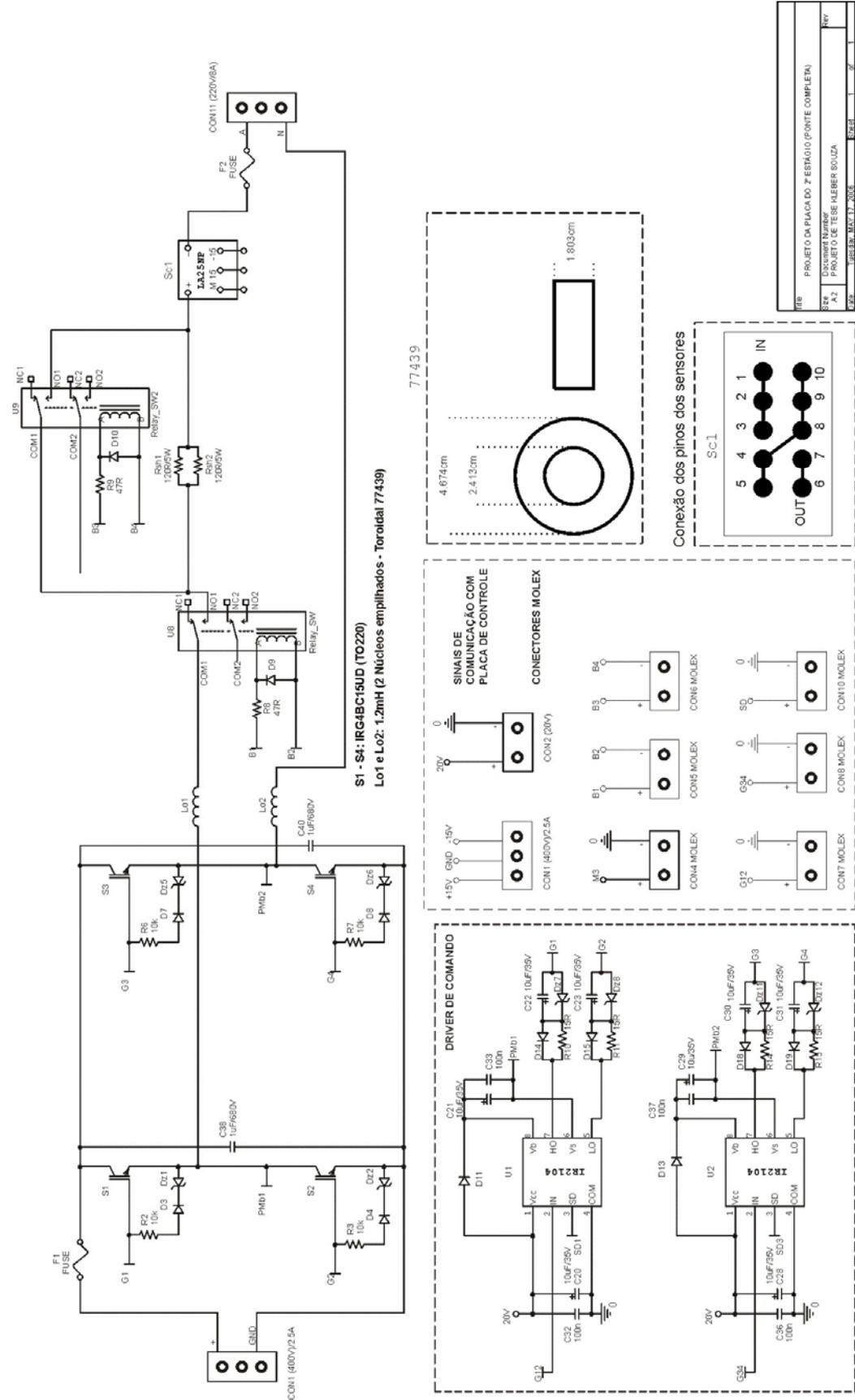


Fig. E.4 – Esquema elétrico da placa de potência do Inversor.

E.1. FOTOS DO PROTÓTIPO

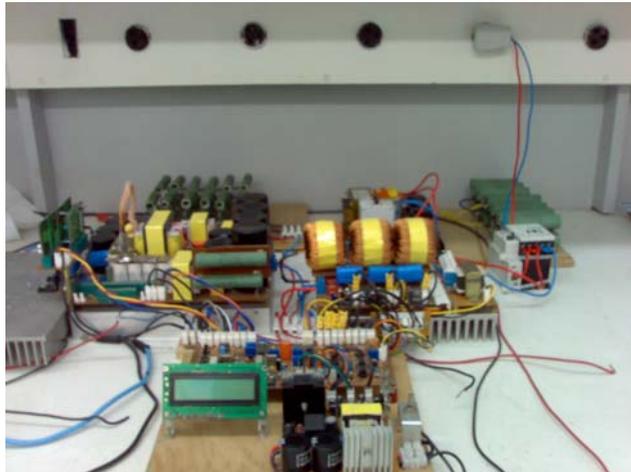


Fig. E.5 – Foto do protótipo de 1000W.

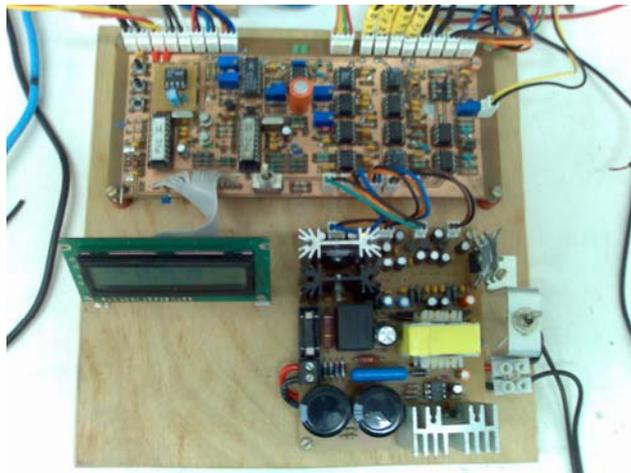


Fig. E.6 – Detalhe da placa de controle e da fonte auxiliar.



Fig. E.7 – Detalhe do conversor Meia-Ponte.

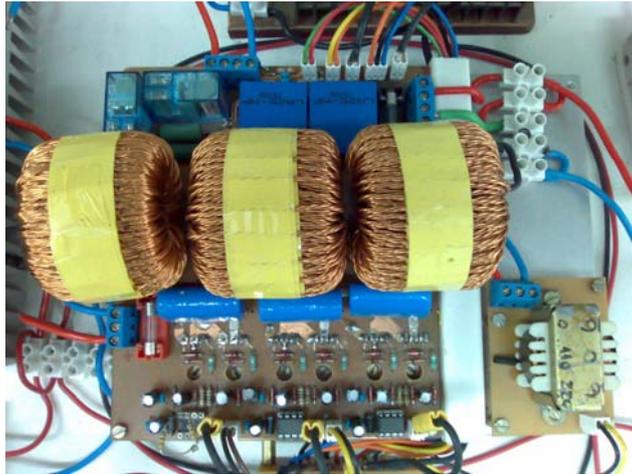


Fig. E.8 – Detalhe do Inversor.

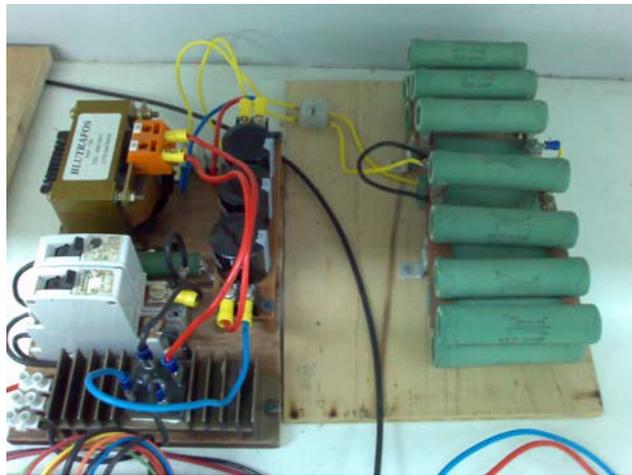


Fig. E.9 – Detalhe da Carga não linear.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] “Energy Information Administration: Annual Energy Outlook 2001”; Washington; EUA; Dezembro 2000.
- [2] “Energy Information Administration: Annual Energy Outlook 2001”; Washington; EUA; Março 2001.
- [3] “International Energy Agency: World Energy Outlook 2000”; Paris; França; Julho 2001.
- [4] “Os Limites da Energia”; Revista WEG, nº 22; Disponível em: <<http://www.weg.com.br/index.html>>; acesso em: 10 de fevereiro 2006.
- [5] “Federal Institute for Geosciences and Natural Resources on behalf of the Federal Ministry of Economics and Technology: Reserves, Resources and Availability of Energy Resources 1998”; Hannover; 1999.
- [6] <http://www.aneel.gov.br/>, Resolução ANEEL nº 112, de 18 de maio de 1999.
- [7] UPSON S.; “The Greening of Google”; IEEE SPECTRUM; vol. 44, issue 10, pp. 19-22, Outubro 2007.
- [8] Pacific Northwest National Laboratory (PNNL), in Richland, Washington EUA; disponível em: <<http://www.pnl.gov/>>; acesso em: novembro de 2007.
- [9] “Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) Systems”; IEC 61727; 2002.
- [10] “Limits for Harmonic Current Emission (equipment input current up to and including 16A per phase)”; EN 61000-3-2; 1995.
- [11] “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”; IEEE Std. 1547; 2003.
- [12] “National Electrical Code® Handbook”; Tenth Edition; International Electrical Code® Series; National Fire Protection Association, Inc.; Quincy, MA; 2005.
- [13] VERHOEVEN, B. et al.; “Utility Aspects of Grid Connected Photovoltaic Power Systems”; International Energy Agency Photovoltaic Power Systems – IEA PVPS T5-01; 1998; disponível em: <<http://www.iea-pvps.org>>; acesso em outubro de 2006.
- [14] XUE, Y.; CHANG, L.; KJAER, S. B.; BORDONAU, J.; SHIMIZU T.; “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview”; Proc. IEEE Trans. Power Electron.; vol. 19; issue 5; pp. 1305–1314; Sep. 2004.

- [15] CALAIS, M.; MYRZIK, J.; SPOONER, T.; AGELIDIS, V. G.; “Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems – an overview”; Proc. IEEE PESC’02; vol. 2; pp. 1995–2000; 2002.
- [16] MEINHARDT, M.; CRAMER, G.; “Past, present and future of grid connected photovoltaic- and hybrid-power-systems”; Proc. IEEE-PES Summer Meeting; vol. 2; pp. 1283–1288; 2000.
- [17] WILK, H.; RUOSS, D.; TOGGWEILER, P.; “Innovative electrical concepts”; International Energy Agency Photovoltaic Power Systems, IEA PVPS 2002; disponível em: <<http://www.iea-pvps.org>>.
- [18] WUEST, M.; TOGGWEILER, P.; RIATSCH, J.; “Single cell converter system (SCCS)”; Proc. of 1st IEEE WCPEC; vol. 1; pp. 813–815; 1994; EUA.
- [19] RIATSCH, J.; STEMMLER, H.; SCHMIDT, R.; “Single cell module integrated converter system for photovoltaic energy generation”; Proc. of EPE’97; vol. 1; pp. 71–77; 1997; Norway.
- [20] MEINHARDT, M.; O’DONNELL, T.; SCHNEIDER, H.; FLANNERY, J.; MATHUNA, C. O.; ZACHARIAS, P.; KRIEGER, T.; “Miniaturized ‘low profile’ module integrated converter for photovoltaic applications with integrated magnetic components”; Proc. of IEEE APEC’99; vol. 1; pp. 305–311; 1999.
- [21] CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G.; “Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems – an overview”; Proc. of IEEE ISIE’98; vol. 1; pp. 224–229; 1998; África do Sul.
- [22] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F.; “Power inverter topologies for photovoltaic modules – a review”; Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting; vol. 2; pp. 782–788; 2002.
- [23] HAEBERLIN, H.; “Evolution of inverters for grid connected PV-systems from 1989 to 2000”; Proc. 17th Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf.; pp. 426–430; Oct. 22–26; 2001; Munich; Germany.
- [24] BURY, W. E.; CZARKOWSKI, D.; DZIEZA, J.; “Variable output bidirectional DC – DC converter”; Proc. of 9th EPE; 2001; Austria.
- [25] PAPANIKOLAOU, N. P.; TATAKIS E. C.; CRITSIS, A.; KLIMIS, D.; “Simplified high frequency converter in decentralized grid-connected PV systems: a novel low-cost solution”; Proc. of EPE’03; CD-ROM; 2003.

- [26] SHIMIZU, T.; WADA, K.; NAKAMURA, N.; “A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system”; Proc. of IEEE PESC’02; vol. 3; pp. 1483–1488; 2002.
- [27] KJAER, S. B.; BLAABJERG, F.; “Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications”; Proc. of IEEE PESC’03; vol. 3; pp. 1183–1190; 2003.
- [28] NAGAO, M.; HARADA, K.; “Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter”; Proc. of PEDS’97; vol. 1; pp. 144–149; 1997.
- [29] MEKHILEF, S.; RAHIM, N. A.; OMAR, A. M.; “A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter”; Proc. of IEEE TENCON’00; vol. 3; pp. 524–527; 2000.
- [30] ACHILLE, E.; MARTIRÉ, T.; GLAIZE, C.; JOUBERT, C.; “Optimized DC-AC boost converters for modular photovoltaic grid-connected generators”; Proc. of IEEE ISIE’04; pp. 1005–1010; 2004.
- [31] MARTINS, D. C.; DEMONTI, R.; “Grid connected PV system using two energy processing stages”; Conf. Rec. 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conf.; pp. 1649–1652; 2002.
- [32] MARTINS, D. C.; DEMONTI, R.; “Photovoltaic energy processing for utility connected system”; Proc. of IEEE IECON’01; vol. 2; pp. 1292–1296; 2001.
- [33] LOHNER, A.; MEYER, T.; NAGEL, A.; “A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems”; Proc. of IEEE ISIE’96; vol. 2; pp. 827-831; June; 1996; Poland.
- [34] MEINHARDT, M.; MUTSCHLER, P.; “Inverters without transformer in grid connected photovoltaic applications”; Proc. of EPE’95; vol. 3; pp. 86–91; 1995.
- [35] SHIMIZU, T.; HIRAKATA, M.; KAMEZAWA, T.; WATANABE, H.; “Generation control circuit for photovoltaic modules”; IEEE Trans. on Power Electronics; vol. 16; issue 3; pp. 293-300; May; 2001.
- [36] SHIMIZU, T.; HASHIMOTO, O.; KIMURA, G.; “A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system”; IEEE Trans. on Power Electronics; vol. 18; issue 2; pp. 704–711; Mar.; 2003.
- [37] MATSUI, K.; HU, Y.; UEDA, F.; ANDO, K.; YAMAMOTO, Y.; “Utility-Interactive 3kW Photovoltaic Power Conditioning System by Using Forward Converter”; IPEC - International Power Electronics Conference; pp. 189-196; Yokohama; Japan; April; 1995.

- [38] MEINHARDT, M.; CRAMER, G.; “Multi-string-converter: The next step in evolution of string-converter technology”; Proc. of 9th European Power Electronics and Applications Conf.; CD-ROM; 2001.
- [39] BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S.B.; “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems”; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 19; issue 5; pp. 1184 – 1194; Sept.; 2004.
- [40] de HAAN, S. W. H.; OLDENKAMP, H.; WILDENBEEST, E. J.; “Test Results of a 130W AC Module: a Modular Solar AC Power Station”; Proc. of IEEE 1st WCPEC; pp. 925-928; Dec.; 1994.
- [41] SAHA, S.; SUNDARSINGH, V. P.; “Novel grid-connected photovoltaic inverter”; IEE Proc. of Generation, Transmission and Distribution; vol. 143; issue. 2; pp. 219-224; March; 1996.
- [42] HERRMANN, U.; LANGER, H.; van der BROECK, G., H.; “Low cost dc to ac converter for photovoltaic power conversion in residential applications”; Proc. of IEEE 24th PESC; pp. 588-594; Jun.; 1993; EUA.
- [43] MARTINS, D. C.; DEMONTI, R.; “Interconnection of a photovoltaic panels array to a single-phase utility line from a static conversion system”; IEEE Proc. of 31st PESC; vol. 3; pp. 1207-1211; June; 2000, Ireland.
- [44] WATANABE, H.; SHIMIZU, T.; KIMURA, G.; “A novel utility interactive photovoltaic inverter with generation control circuit”; IEEE Proc. of 24th IECON; vol. 2; pp. 721-725; August – September; 1998; German.
- [45] CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G.; BORLE, L. J.; DYMOND, M. S.; “A transformerless five level cascaded inverter based single phase photovoltaic system”; IEEE Proc. of 31st PESC; vol. 3; pp. 1173-1178; Jun. 2000; Ireland.
- [46] PENG, F. Z.; LAI, J. S.; “Multilevel cascade voltage source inverter with separate dc sources”; US patent number: 5,642,275; Jun. 1997.
- [47] de SOUZA, K. C. A.; DAHER, S.; ANTUNES, F.; “A Single-Phase Inverter for PV Systems”; COBEP 2001; Florianópolis, SC; pp. 215 – 219; 2001.
- [48] de SOUZA, K. C. A.; CASTRO, M. R.; ANTUNES, F.; “A DC/AC Converter for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems”; IECON02; 2002.
- [49] COOLING, I. E.; “Conversor CC-CC Meia-Ponte ZVS-PWM: Análise Projeto e Otimização”; Dissertação de Mestrado; INEP/UFSC – Florianópolis; SC; 1994.

- [50] BARBI, I.; SOUZA, F. P. de; “Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave”. Edição dos autores; Florianópolis; 1999.
- [51] BARBI, I.; FILHO, W. A.; “A Non-Resonant Zero Voltage Switching Pulse-Width Modulate Full Bridge DC-to-DC Converter”; IECON; pp. 1051-1056; 1990.
- [52] IMBERTSON, P.; MOHAN, N.; “Assymetrical Duty Cycle Permits Zero Swithing Loss in PWM Circuits With no Conduction Loss Penalty”; IEEE Transaction on Industry Applications; vol. 29; issue 1; pp.121-125; 1993.
- [53] FARRINGTON, R.; JONAOVIC, M. M.; LEE, F. C.; “A New Family of Zero-Voltage-Switched Converter”; Virginia Power Electronics Center annual seminar - VPEC; pp. 181 – 192; 1991.
- [54] de CASTRO, M. R.; “Otimização da Metodologia de Projeto para a Minimização de Perdas e Volumes do Conversor CC-CC Meia Ponte ZVS com Comando Assimétrico”; Dissertação de Mestrado; GPEC/UFC – Fortaleza; CE; 2003.
- [55] HELDWEIN, M. L.; “Unidade Trifásica de Alta Potência e Alto Desempenho para Aplicações em Centrais de Telecomunicações”; Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC - Florianópolis, SC; 1999.
- [56] GARCIA, S. V.; “Otimização de Projeto de Fontes de Alimentação para Centrais de Telecomunicações”; Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC – Florianópolis, SC; 1999.
- [57] ERICKSON, R. W.; “Fundamentals of Power Electronics”; 2ª Edição; University of Colorado; Boulder, CO; 1999.
- [58] BATISTA, A. J.; “Modelagem e Otimização de Projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores de Alta Frequência”; Tese de Doutorado INEP/UFSC – Florianópolis, SC; 1998.
- [59] FAGUNDES, J. C. dos S.; “Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos Operando em Alta Frequência”; Universidade Federal de Santa Catarina, INEP, Publicação Interna, Março; 2003.
- [60] KASSICK, E. V.; “Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão”; Apostila de curso; INEP/UFSC; 2004.
- [61] PAGLIOSA, M. A.; “Contribuição ao estudo de um conversor CC-CC isolado de 1,5kW aplicado a célula a combustível”; Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC – Florianópolis, SC; 2005.

- [62] SABATÉ, J. A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R. B.; LEE, F. C.; CHO, B. H.; “Design Consideration for High Voltage High Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter”; Virginia Power Electronics Center annual seminar - VPEC; pp. 241 – 246; 1991.
- [63] SABATÉ, J. A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R. B.; LEE, F. C.; “Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter”; IEEE Transactions on Power Electronics; Vol. 7; issue 1; 128 – 135; Jan.; 1992.
- [64] PERIN, A. J.; “Modulação PWM”; Universidade Federal de Santa Catarina, INEP, Publicação Interna, Janeiro 2000.
- [65] BARBI, I.; “Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas”; Florianópolis, SC; Ed. do Autor, 2001.
- [66] CRUZ, C. M. T.; “Técnicas de Comutação não Dissipativa Aplicada a Retificadores de Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário”; Tese de Doutorado INEP/UFSC - Florianópolis, SC; 2002.
- [67] SOUZA, A. F.; “Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave”; Tese de Doutorado INEP/UFSC - Florianópolis, SC; 1998.
- [68] GYUGYI, L.; STRYCUDA, E.; “Active AC Power Filters”; Proc. of IEEE IAS Annual Meeting; pp. 529-535; 1976.
- [69] SASAKI, H.; MACHIDA, T.; “A New Method to Eliminate AC Harmonic Current by Magnetic Compensation – Considerations on Basic Design”; Proc. of IEEE Transactions on Power Applications and Systems; vol. PAS-90; issue 5; pp. 2009-2019; 1971.
- [70] MOHAN, N. et al; “Active Filter for AC Harmonic Suppression”; Proc. of IEEE/PES Winter Meeting; pp. A77026-8; 1977.
- [71] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A.; “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components”; Proc. of IEEE Transactions on Industry Application; vol. IA-20; pp. 625-630; 1984.
- [72] BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J.; “O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”; 1ª Edição; Editora Sagra Luzzato; Porto Alegre, RS; 1997.
- [73] CASANELLAS, F.; “Losses in PWM inverters using IGBTs”; Proc. of IEEE Electric Power Applications; vol. 141; issue 5; Sept. 1994; pp. 235 – 239

- [74] APPELBAUM, I.; "Starting and steady-state characteristics of DC motors powered by solar cell generators"; Proc. of IEEE Transactions Energy Conversion; pp. 17-24; 1986.
- [75] SINGER, S.; BRAUNSTEIN, A.; "Maximum power transfer from a nonlinear energy source to an arbitrary load"; Proc. of IEEE Gener. Transm. Distrib.; pp. 281-287; 1987.
- [76] SALAMEH, Z.; TAYLOR, D.; "Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays"; Solar Energy; pp. 57-61; 1990.
- [77] ALGHUWAINEM, S. M.; "Steady-state performance of DC motors supplied from photovoltaic generators with step-up converter"; Proc. of IEEE Trans. Energy Conversion; pp. 267-272; 1992.
- [78] TEULINGS, W. J. A.; MARPINARD, J. C.; CAPEL, A.; "A maximum power point tracker for a regulated power bus"; European Space Power Conference; pp. 93-97; 1993.
- [79] GOW, J. A.; MANNING, C. D.; "Controller arrangement for boost converter systems sourced from solar photovoltaic arrays or other maximum power sources"; Proc. of IEEE Electrical Power Application; pp. 15-20; 2000.
- [80] KISLOVSKI, A. S.; "Power tracking methods in photovoltaic applications"; Proc. of Power Conversion Conference; pp. 513-528; June 1993.
- [81] SHARIF, M. F.; ALONSO, C.; MARTINEZ, A.; "A simple and robust maximum power point control for ground photovoltaic generators"; Proc. of IPEC; pp. 164-169; 2000.
- [82] SIRI, K.; CALISKAN, V. A.; LEE, C. Q.; "Peak power tracking in parallel connected converters"; Proc. of IEEE Circuits Devices System; pp. 106-116; 1993.
- [83] ALGHUWAINEM, S. M.; "A close form solution for the maximum power operating point of a solar cell array"; Solar Energy Mater; Sol. Cells; pp. 249-257; 1997.
- [84] WON, C. Y.; KIM, D. H.; KIM, S. C.; "A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller"; Proc. of PESC'94; pp. 396-403; 2004.
- [85] SENJYU, T.; ARASHIRO, Y.; UEZATO, K.; HEE, H. K.; "Maximum power point tracking control of photovoltaic array using fuzzy neural network"; Proc. of ICPE'98; pp. 987-992; 1998.
- [86] VEERACHARY, M.; SENJYU, T.; UEZATO, K.; "Maximum power point tracking control of IDB converter supplied PV system"; Proc. of IEEE Electr. Power Appl.; pp. 494-502; 2001.

- [87] RAHMAM, S.; KHALLAT, M. A.; CHOWDHURY, B. H.; “A discussion on the diversity in the applications of photovoltaic system”; Proc. of IEEE Trans. Energy Conversion; vol. 3, pp. 738–746; December; 1988.
- [88] BOSE, B. K.; SZCZESNY, P. M.; STEIGERWALD, R. L.; “Microcomputer control of a residential photovoltaic power conditioning system”; Proc. of IEEE Trans. Ind. Applications.; vol. IA-21; pp. 1182–119; September; 1985.
- [89] HUYNH, P.; CHO, B. H.; “Design and analysis of microprocessor controlled peak power tracking system”; Proc. of 27th IECEC; 1992; vol. 1; pp. 67–72.
- [90] WASYNCZUK, O.; “Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems”; Proc. IEEE Trans. Power App. Syst.; vol. PAS-102; pp. 3031–3037, September; 1983.
- [91] CALDWELL, D. J. et al.; “Advanced space power system with optimized peak power tracking”; Proc. of 26th IECEC; vol. 2; pp. 145–150; 1991.
- [92] YONGJI, H.; DEHENG, L.; “A new method for optimal output of a solar cell array”; Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics; vol. 1; pp. 456–459; 1992.
- [93] SULLIVAN, C. R.; POWERS, M. J.; “A high-efficiency maximum power point tracker for photovoltaic array in a solar-powered race vehicle”; Proc. of IEEE PESC’93; pp. 574–580; 1993.
- [94] HUSSEIN, K. H.; MUTA, I.; HOSHINO, T.; OSAKADA, M.; “Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions”; IEE Proceeding; Generation, Transmission and Distribution; vol. 142(1); pp. 59–64; January; 1995; U.K..
- [95] HIYAMA, T.; KOUZUMA, S.; IMAKUBO, T.; “Identification of optimal operation point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control”; Proc. of IEEE Trans. Energy Conversion; vol. 10; pp. 360–367; June 1995.
- [96] HIYAMA, T.; KOUZUMA, S.; IMAKUBO, T.; “Evaluation of neural network based maximum power tracking controller for PV system”; Proc. of IEEE Trans. Energy Conversion; vol. 10; pp. 543–548; Sept.; 1995.
- [97] APPLEBAUM, J.; “The quality of load matching in a direct-coupling photovoltaic system”; Proc. IEEE Trans. Energy Conversion; vol. EC-2; pp. 534–541; Dec.; 1987.
- [98] ALGHUWAINEM, S. M.; “Matching of a DC motor to a photovoltaic generator using a step-up converter with a current locked loop”; Proc. of IEEE Trans. Energy Conversion; vol. 9; pp. 192–198; Mar.; 1994.

- [99] SAIED, M. M.; HANAFY, A. A.; EL-GABALY, M. A.; SHARAF, A. M.; “Optimal design parameter for a PV array coupled to a DC motor via a DC–DC transformer”; Proc. of IEEE Trans. Energy Conversion; vol. 6; pp. 593–598; Dec.; 1991.
- [100] MINEIRO, E. Jr., DAHER, S., ANTUNES, F. L. M., CRUZ, C. M. J.; “Photovoltaic System for Supply Public Illumination in Electrical Energy Demand Peak”; 19th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC2004; vol. 3; pp. 1501-1506; California; EUA; Feb.; 2004.
- [101] HUA, A.; SHEN, C.; “Comparative Study of Peak Power Tracking Techniques for Solar Storage Sytem”; IEEE APEC98; vol. 2; pp. 679-685; Feb.; 1998.
- [102] MICROSHIP; “18/20/28-Pin High-Performance, Enhanced Flash Microcontrollers with 10-bit A/D and nanoWatt Technology”; Data Sheet - 2004.
- [103] GUEDES, P. A. da M.; “Sistema Regenerativo de Energia com Alto Rendimento e Fator de Potência Unitário”; Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC – Florianópolis, SC; 2000.
- [104] THORNTON, catálogo dos materiais utilizados em núcleos de ferrite; <www.thornton.com.br> Acessado em Julho – 2005.
- [105] HELDWEIN, M. L.; de SOUZA, A. F.; BARBI, I.; “A Primary Side Clamping Circuit Applied to the ZVS-PWM Asymmetrical Half-Bridge Converter”; Proc. of IEEE PESC; vol. 1; pp. 199–204; 2000.
- [106] TOMASELI, L. C.; “Controle de um Pré-Regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243”; Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC – Florianópolis, SC; 2001.
- [107] MUSSA, S. A.; “Controle de um Conversor CA-CC Trifásico de Três Níveis com Fator de Potência Unitário Utilizando DSP”; Tese de Doutorado, INEP/UFSC; Florianópolis, SC; 2003.
- [108] OGURA, K.; NISHIDA, T.; NAKAOKA, M.; NAGAI, S.; “Time-Sharing Boost Chopper Cascaded Dual Mode Single-Phase Sinewave Inverter for Solar Photovoltaic Power Generation System”; Proc. of 35th Annual IEEE PESC 04; vol. 6; pp. 4763-4767; 2004.
- [109] AHMED, N. A.; SAHA, B.; MIYATAKE, M.; HYUN W. L.; NAKAOKA, M.; “Advanced Single-Stage Soft Switching PWM Power Conditioner with Coupled Inductor PWM Boost Chopper Cascaded PWM Inverter and Time-Sharing Sinusoidal Follow-Up Control Scheme”; Proc. of 37th IEEE Annual PESC 06; pp. 1-7; 2006.

- [110] LEE, J. P.; MIN, B. D.; KIM, T. J.; YOO, D. W.; YOO, J. Y.; “A Novel Topology for Photovoltaic DC/DC Full-Bridge Converter With Flat Efficiency Under Wide PV Module Voltage and Load Range”; Proc. of IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol. 55; issue 7; pp. 2655-2663; 2008.
- [111] MIN, B. D.; LEE, J. L.; KIM, J. H.; KIM, T. J.; YOO, D. W.; “A novel topology with high efficiency with high efficiency for grid connected photovoltaic PCS”; Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications; pp. 1-8; 2007.
- [112] MIN, B. D.; LEE, J. L.; KIM, J. H.; KIM, T. J.; YOO, D. W.; WON C. Y.; KIM H. G.; “A New Topology for Grid-Connected Photovoltaic System Using the Converter with Flat Efficiency Curve for All Load Range”; Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications; pp. 1250-1254; 2007.
- [113] de NOVAIS, Y. R.; BARBI, I.; “Design of an Active Filter for Fuel Cell Systems”; Proc. of COBEP’03; pp. 422–427; 2003.
- [114] TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; LISERRE, M.; “A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation”; Proc. IEEE APEC’04; vol. 1; pp. 580–586; 2004.
- [115] ASIMINOAEI, L.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; “A New Method of On-line Grid Impedance Estimation for PV Inverter”; Proc. IEEE APEC’04; vol. 3; pp. 1527–1533; 2004.
- [116] TIMBUS, A. V.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; “Online Grid Measurement and ENS Detection for PV Inverter Running on Highly Inductive Grid”; IEEE Power Electron. Lett.; vol. 2; issue 3; pp. 77–82; Sep. 2004.
- [117] GRADITI, G; APICELLA, A; AUGUGLIARO, A; DUSONCHET, L.; FAVUZZA, S.; SANSEVERINO, E.; “Technical and economical aspects on integrated PV-UPS Systems”; 19th European Photovoltaic Solar Energy Conference; pp. 2572-2575; 2004.
- [118] CHEN, Y.; SMEDLEY, K.; BROUWER, J.; “A Cost-effective Three-phase Grid-connected Inverter with Maximum Power Point Tracking”; Proc of 41st IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting; USA; CD-ROM; 2006.
- [119] CHEN, Y.; SMEDLEY, K.; “Three-Phase Boost Type Grid Connected Inverter”; Proc. of Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC; USA; CD-ROM; 2006.

- [120] PRASAD, J.S.S.; FERNANDES, B.G.; “Active Commutated Thyristor CSI for Grid Connected Photovoltaic Applications”; Proc. of the 4th International Power Electronics and Motion Control Conference – IPEMC; vol. 3; pp.1767 – 1771; 2004.
- [121] QIAO, C.; SMEDLEY, K.M.; “Three-Phase Grid-Connected Inverters Interface for Alternative Energy Sources With Unified Constant-Frequency Integration Control”; Proc. of 36th IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting – IAS; vol. 4; pp. 2675 – 2682, 2001.
- [122] HO, B. M. T.; CHUNG, H. S. H.; “An Integrated Inverter With Maximum Power Tracking for Grid-Connected PV Systems”; Proc. of IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20; issue 4; 2005.
- [123] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F.; “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules”; Proc of IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 41; issue 5; 2005.
- [124] GODOY, R.B.; MAIA, H.Z.; FILHO, F.J.T.; GALOTTO, L.; PINTO, J.O.P.; TATIBANA, G.S.; “Design and Implementation of a Utility Interactive Converter for Small Distributed Generation”; Proc of 41st IAS Annual Meeting; USA; CD-ROM; 2006.
- [125] ASIMINOAEI, L.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; “A Digital Controlled PV-Inverter With Grid Impedance Estimation for ENS Detection”; Proc. of IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 20; issue 6; pp.1480 – 1490; 2005.
- [126] SU, W.F.; HUANG, S.J.; LIN, C.E.; “Economic Analysis for Demand-Side Hybrid Photovoltaic and Battery Energy Storage System”; Proc. of IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 37; issue 1; 2001;
- [127] WU, T.F.; NIEN, H.S.; SHEN, C.L.; CHEN, T.M.; “A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration”; Proc. of IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 41; issue 4; 2005.
- [128] WU, T.F.; NIEN, H.S.; HSIEH, H.M.; SHEN, C.L.; “PV Power Injection and Active Power Filtering With Amplitude-Clamping and Amplitude-Scaling Algorithms”; Proc. of IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 43; issue 3; 2007.
- [129] BURGIO, A.; MENNITI, D.; PICARDI, C.; PINNARELLI, A.; “A Novel Integrated Configuration of Grid-Connected Photovoltaic Plant with UPS: Reliability Estimation”; Proc. of IEEE 3rd International Conference on Intelligent Computer Communication and Processing – ICCP; vol. 1; pp. 142 – 147; 2007.

- [130] NEDO – New Energy and Industrial Technology Development Organization; “Demonstrative project on grid-interconnection of clustered photovoltaic power generation systems”; 2006; <www.nedo.go.jp/english/publications/brochures/pdf/ota-project_nedo.pdf>, acessado em Janeiro de 2007.
- [131] Solarbuzz, LLC; “German PV market 2006”; <<http://www.solarbuzz.com/News/NewsEUACO262.htm>>, acessado em Janeiro de 2007.
- [132] SMA Regelsysteme GmbH; “Sunny Boy SWR 1800U, Grid tied string inverter for photovoltaic systems. Technical description”; SB1800U-11:EE0402; Julho 2002. http://download.sma-america.com/smaprosa/dateien/4227/SB1800U-11_EE0402.pdf; acessado em Janeiro de 2007.
- [133] COELHO, F. R.; “Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos”; Dissertação de Mestrado INEP/UFSC - Florianópolis, SC; 2008.