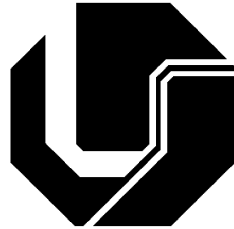


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

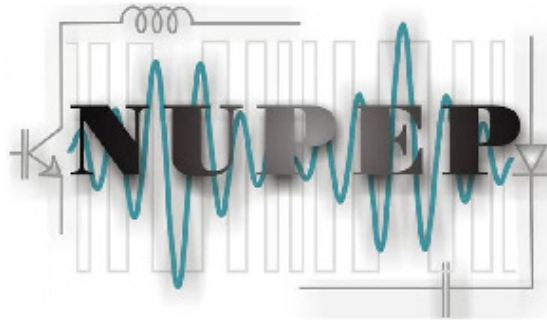


ESTUDO COMPARATIVO DE DOIS CONVERSORES BOOST
QUADRÁTICO COM COMUTAÇÃO SUAVE
MONOCHAVEADOS PARA APLICAÇÃO DE RASTREAMENTO
DE MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

ORIENTADO: LEANDRO SOUSA VILEFORT
ORIENTADOR: PROF. JOÃO BATISTA VIEIRA JUNIOR, DR.

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ESTUDO COMPARATIVO DE DOIS CONVERSORES BOOST
QUADRÁTICO COM COMUTAÇÃO SUAVE
MONOCHAVEADOS PARA APLICAÇÃO DE RASTREAMENTO
DE MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Tese apresentada por Leandro Sousa Vilefort à Universidade Federal de Uberlândia, para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, aprovada em 29/02/2016 pela seguinte banca examinadora:

Prof. João Batista Vieira Júnior, Dr. Eng. (Orientador – UFU)

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. Eng. (UFU)

Prof. Admarço Vieira da Costa (CEFET-MG)

Prof. Gustavo Brito de Lima (UFTM)

Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas

Uberlândia, 29 de Fevereiro de 2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

V699e
2016

Vilefort, Leandro Sousa, 1983-
Estudo comparativo de dois conversores Boost quadrático com comutação suave monochaveados para aplicação de rastreamento de máxima potência em sistemas fotovoltaicos / Leandro Sousa Vilefort. - 2016.
264 f. : il.

Orientador: João Batista Vieira Júnior.
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores de corrente elétrica - Teses. I. Vieira Júnior, João Batista. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

“Persiga um ideal, não o dinheiro”

Tony Hsieh

“Uma pessoa que nunca cometeu erros nunca tentou nada novo”

Albert Einstein

“Tenha a coragem de seguir seu coração e sua intuição. O resto é secundário”

Steve Jobs

“O homem que remove montanhas sempre começa retirando pequenas pedras do caminho”

provérbio chinês

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus e a toda minha família por estarem sempre presentes, auxiliando nas minhas escolhas e me confortando nas horas difíceis.

Agradeço em especial aos meus pais pelas oportunidades que me proporcionaram, pelo amor, carinho e compreensão.

Ao meu irmão, pelos bons conselhos e companheirismo.

Ao meu orientador João Batista Vieira Jr., pelos importantes ensinamentos científicos e morais que contribuíram de forma decisiva para o desenvolvimento desse trabalho e pela escolha de seguir carreira na área da educação.

Ao professor Fábio Vincenzi pela co-orientação, contribuindo diretamente na idealização dos temas dessa pesquisa e pelo bom exemplo de moral e ética profissional.

Aos demais professores do grupo de Eletrônica de Potência, Prof. Luiz Carlos de Freitas, Prof. Ernane Antônio Alves Coelho e Prof. Valdeir José Farias, pelos ensinamentos, contribuições científicas e motivação.

Ao professor Lúcio Barbosa que foi parceiro de pesquisa no primeiro ano do doutorado, enquanto realizava seu pós-doutorado em área afim a esse trabalho.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, pelos incentivos, criatividade e companheirismo no decorrer desse período.

À Universidade Federal de Uberlândia, ao núcleo de Pós-graduação da Engenharia Elétrica e ao programa CNPQ pelo apoio financeiro.

Enfim, à todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a conclusão desta importante etapa em minha vida profissional.

RESUMO

Este trabalho faz um estudo comparativo de dois conversores Boost Quadrático monochaveados suavemente (*Soft Single Switched* – SSS1 e SSS2) com foco na aplicação de rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) de um arranjo fotovoltaico utilizando a técnica P&O (*Perturb and Observe*). Os conversores propostos mantêm as características de ganho e dinâmica do conversor original, com a vantagem de reduzir consideravelmente as perdas por comutação e por irradiação de ruídos eletromagnéticos (EMI). É apresentada a modelagem do conversor Boost Quadrático para controle da tensão de entrada, a análise qualitativa e quantitativa dos conversores com comutação suave, contemplando os princípios de operação, principais formas de onda teóricas, expressões para cálculo dos intervalos de tempo e das variáveis de estado em cada etapa de operação, os planos de fase dos elementos ressonantes, o equacionamento do ganho estático de tensão, a análise dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e as curvas de operação do conversor na faixa de 200 W a 800 W. São apresentados roteiros de projeto para compensadores PI, PID e PID+*Notch* para o sistema MPPT em malha fechada e os roteiros de dimensionamento dos elementos ressonantes das células de auxílio à comutação. Com o intuito de analisar o funcionamento de um sistema fotovoltaico completo conectado à rede, escolheu-se simular um Inversor Trifásico utilizando a teoria P-Q de controle de potências instantâneas trifásicas. Por fim, serão apresentados os resultados de simulação e experimentais com as devidas análises comparativas entre os conversores propostos.

Palavras-Chave: *Boost Quadrático; Interferência Eletromagnética (EMI); Comutação Suave Monochaveada (SSS); Rendimento; Conversor Quase-ressonante (QRC); Rastreamento de Máxima Potência (MPPT).*

ABSTRACT

This paper makes a comparative study of two Soft Single Switched Quadratic Boost Converters (SSS1 and SSS2) focused on Maximum Power Point Tracking (MPPT) of a PV array using Perturb and Observe (P&O) algorithm. The proposed converters maintain the static gain characteristics and dynamics of the original converter with the advantage of considerably reducing the switching losses and Electromagnetic Interference (EMI). It is displayed the input voltage Quadratic Boost converter modeling; qualitative and quantitative analysis of soft switching converters, defining the operation principles, main waveforms, time intervals and the state variables in each operation steps, phase planes of resonant elements, static voltage gain expressions, analysis of voltage and current efforts in semiconductors and the operational curves at 200 W to 800 W. There are presented project of PI, PID and PID + Notch compensators for MPPT closed-loop system and resonant elements design. In order to analyze the operation of a complete photovoltaic system connected to the grid, it was chosen to simulate a three-phase inverter using the P-Q control theory of three-phase instantaneous power. Finally, the simulation results and experimental with the necessary comparative analysis of the proposed converters will be presented.

Keywords: *Quadratic Boost Converter; Electromagnetic Interference (EMI); Soft Single Switched (SSS); Efficiency; Quasi-resonant converter (QRC); Maximum Power Point Tracking (MPPT).*

SUMÁRIO

<i>AGRADECIMENTOS</i>	<i>IV</i>
<i>RESUMO</i>	<i>V</i>
<i>ABSTRACT</i>	<i>VI</i>
<i>SUMÁRIO</i>	<i>VII</i>
<i>ÍNDICE DE FIGURAS</i>	<i>XIV</i>
<i>ÍNDICE DE TABELAS</i>	<i>XXV</i>
<i>SIMBOLOGIA</i>	<i>XXVI</i>
<i>CAPÍTULO 1 : INTRODUÇÃO</i>	<i>31</i>
1.1 - MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS DA PESQUISA	31
1.2 - ESTADO DA ARTE	33
1.2.1 - A ORIGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO	33
1.2.2 - CONVERSORES CC-CC ELEVADORES DE TENSÃO COM GANHO QUADRÁTICO	37
1.2.3 - TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO	45
1.2.4 - ESTUDO DA COMUTAÇÃO: CÉLULAS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO	48
1.2.5 - CONVERSORES BOOST QUADRÁTICO COM COMUTAÇÃO SUAVE.....	49
1.3 - CONVERSORES PROPOSTOS	54
1.4 - ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	56
<i>CAPÍTULO 2 : MODELAGENS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO E</i> <i>APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS</i>	<i>57</i>
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	57

2.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO	57
2.2.1 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA.....	58
2.2.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA.....	60
2.3 - TÉCNICA DE CONTROLE DE MPPT: PERTURBA & OBSERVA (P&O)	65
2.3.1 - CÓDIGO P&O IMPLEMENTADO NO PSIM	68
2.4 - ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO	69
2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	70
<i>CAPÍTULO 3 INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA.....</i>	71
3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	71
3.2 - AS TRANSFORMADAS DE CLARKE, PARK E DQ0	71
3.2.1 - A TRANSFORMADA DE CLARKE.....	72
3.2.2 - A TRANSFORMADA DE PARK.....	72
3.2.3 - A TRANSFORMADA abc-0dq.....	73
3.2.4 - A TRANSFORMADA 0dq-abc.....	74
3.3 - A TEORIA P-Q E O INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE	75
3.3.1 - POTÊNCIA ELÉTRICA EM SISTEMAS TRIFÁSICOS.....	75
3.4 - SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE	78
3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	82
<i>CAPÍTULO 4 : ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSSI-QRC-PWM</i>	83
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	83
4.2 - ANÁLISE QUALITATIVA	83

4.2.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]	84
4.2.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]	84
4.2.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$].....	85
4.2.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]	86
4.2.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$].....	86
4.2.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]	87
4.2.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]	87
4.2.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$].....	88
4.2.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$].....	88
4.2.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$]	89
4.2.11 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	89
4.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA	91
4.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]	92
4.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]	94
4.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$].....	96
4.3.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]	97
4.3.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$].....	99
4.3.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]	99
4.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]	101
4.3.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$].....	103
4.3.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$].....	105
4.3.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$]	107
4.3.11 - PLANOS DE FASES	108
4.3.12 - GANHO ESTÁTICO	110
4.4 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	113
4.4.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_1	114
4.4.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_2	115
4.4.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_0	116

4.4.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr_1	117
4.4.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr_2	118
4.4.6 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S_p	119
4.5 - CURVAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR.....	120
4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	127
 <i>CAPÍTULO 5 : ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR</i>	
<i>BOOST QUADRÁTICO SSS2-QRC-PWM</i>	<i>129</i>
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	129
5.2 - ANÁLISE QUALITATIVA	129
5.2.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]	131
5.2.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]	132
5.2.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$].....	132
5.2.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]	133
5.2.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$].....	133
5.2.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$].....	134
5.2.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]	134
5.2.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$].....	135
5.2.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$].....	135
5.2.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$]	136
5.2.11 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	136
5.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA	137
5.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]	138
5.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]	141
5.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$].....	142
5.3.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]	145
5.3.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$].....	146

5.3.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]	147
5.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]	148
5.3.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]	151
5.3.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$]	152
5.3.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$]	154
5.3.11 - PLANOS DE FASES	155
5.3.12 - GANHO ESTÁTICO	157
5.4 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	160
5.4.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_1	161
5.4.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_2	162
5.4.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_0	163
5.4.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr_1	164
5.4.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr_2	165
5.4.6 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S_p	166
5.5 - CURVAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR.....	168
5.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	176
<i>CAPÍTULO 6 : METODOLOGIA DE PROJETO.....</i>	<i>178</i>
6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	178
6.2 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA APLICAÇÃO DE MPPT EM UM SISTEMA FOTOVOLTAICO.....	178
6.2.1 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	179
6.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO	180
6.2.3 - PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO	182
6.3 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO COM COMUTAÇÃO SUAVE	200
6.3.1 - PASSO 1: CRITÉRIO DA TAXA DE VARIAÇÃO DE TENSÃO (dV/dt)	200

6.3.2 - PASSO 2: CRITÉRIO DA COMUTAÇÃO SUAVE NA ABERTURA DO INTERRUPTOR	201
6.3.3 - PASSO 3: CRITÉRIO DA COMUTAÇÃO SUAVE NO FECHAMENTO DO INTERRUPTOR	201
6.3.4 - PASSO 4: CRITÉRIO DA RELAÇÃO ENTRE FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO E FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA	202
6.3.5 - PASSO 5: DETERMINAÇÃO DE L_a E C_r	202
6.3.6 - PASSO 6: DIMENSIONAMENTO DE L_r	202
6.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	204
<i>CAPÍTULO 7 : RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</i>	<i>205</i>
7.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	205
7.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO COM CONTROLE MPPT P&O COM FONTE IDEAL NA SAÍDA	206
7.2.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CIRCUITO COM O CONTROLADOR PI.....	207
7.2.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR PID.....	208
7.2.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR PID+ <i>NOTCH</i>	212
7.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE TRIFÁSICA.....	215
7.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO HARD	220
7.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES BOOST QUADRÁTICO SSS1 E SSS2	224
7.5.1 - RESULTADOS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS1	225
7.5.2 - RESULTADOS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS2	230
7.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO MPPT COM CONTROLADOR PID+<i>NOTCH</i>	235

7.6.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO <i>HARD</i> COM O EMULADOR E4360.....	238
7.6.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS1 COM O EMULADOR E4360.....	241
7.6.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS1 COM O ARRANJO DE PAINÉIS KYOCERA.....	244
7.6.4 - ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	246
7.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	248
<i>CONCLUSÃO GERAL</i>.....	250
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i>.....	255
<i>APÊNDICE A: CÓDIGO EMBARCADO NO DSP</i>.....	261

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Conversor Boost.....	33
Figura 1.2 – Curvas real e ideal de ganho estático de tensão do conversor Boost.....	34
Figura 1.3 – Conversor Boost Cascadeado.	35
Figura 1.4 – Conversor Boost Quadrático.....	35
Figura 1.5 – Curvas ideais de ganho estático de tensão x razão cíclica dos conversores Boost e Boost Quadrático.....	36
Figura 1.6 – Conversor Boost Quadrático de 3 níveis [5].....	37
Figura 1.7 – Pulsos de gatilho dos interruptores S_1 e S_2	37
Figura 1.8 – Curvas de rendimento dos conversores Boost Cascadeado e Boost Quadrático de 3 Níveis [5].	38
Figura 1.9 – Conversor Boost Quadrático G [19].....	39
Figura 1.10 – Curva experimental de ganho estático pela razão cíclica do conversor G [19].	40
Figura 1.11 – Curva experimental de rendimento pela razão cíclica do conversor G [19].....	40
Figura 1.12 – Conversor Boost Quadrático CLD [41].....	40
Figura 1.13 – Curvas de ganho estático de tensão [41].	41
Figura 1.14 – Conversor Boost Quadrático 3 Níveis [22].	42
Figura 1.15 – Curvas de ganho estático em MCC [22].....	43
Figura 1.16 – Curva de rendimento para $V_i = 34$ V, $V_o = 380$ V e $f_s = 50$ kHz [22].	43
Figura 1.17 – Conversor Boost Quadrático LBCS [53].....	44
Figura 1.18 – Ganho de tensão pela razão cíclica dos conversores Boost e Boost Quadrático LBCS com indutores não ideais [53].	44
Figura 1.19 – Conversor Boost Quadrático ZVS [54].	50

Figura 1.20 – Curvas de Ganho Estático de Tensão: (a) sem circuito de auxílio à comutação; (b) com circuito de auxílio à comutação [54].....	50
Figura 1.21 – Conversor Boost Quadrático ZCS [55].	51
Figura 1.22 – Curvas de Ganho Estático de Tensão em função da impedância de carga normalizada (α) [55].....	51
Figura 1.23 – Conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM [57].....	52
Figura 1.24 – Curvas de Ganho Estático do conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM [6].	52
Figura 1.25 – Conversor Boost Quadrático ZC-ZVS PWM [58].....	53
Figura 1.26 – Conversor Boost Quadrático SSS1 proposto.	54
Figura 1.27 – Conversor Boost Quadrático SSS2 proposto.	54
Figura 2.1 – Conversor Boost Quadrático com controle da tensão de saída.....	59
Figura 2.2 – Conversor Boost Quadrático para modelagem como rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico.....	61
Figura 2.3 – Algoritmo MPPT P&O.....	66
Figura 2.4 – (a) Desempenho dinâmico do método P&O para passo ΔV . (b) Comparação entre diferentes tamanhos de passo.	67
Figura 2.5 – Variações bruscas de radiação solar.....	67
Figura 3.1 – Transformada abc-0dq implementada no PSIM®.	74
Figura 3.2 – Transformada 0dq-abc implementada no PSIM.	75
Figura 3.3 – Inversor trifásico conectado à barra infinita.	78
Figura 3.4 – Emulador PLL, sensores de tensão e de corrente e transformação para a base d-q.	79
Figura 3.5 – Cálculo das potências ativa e reativa na base d-q.	79

Figura 3.6 – Bloco dos controladores PI das correntes na base d-q.	80
Figura 3.7 – Estágio da modulação PWM.....	80
Figura 3.8 – Cálculo das respostas obtidas das potências real e imaginária instantânea trifásicas.....	80
Figura 3.9 – Resultado de simulação do inversor trifásico conectado à rede.	81
Figura 4.1 – Conversor Boost Quadrático SSS1-QRC-PWM proposto.	83
Figura 4.2 – Primeiro estágio de operação.....	84
Figura 4.3 – Segundo estágio de operação.....	85
Figura 4.4 – Terceiro estágio de operação.	85
Figura 4.5 – Quarto estágio de operação.....	86
Figura 4.6 – Quinto estágio de operação.....	86
Figura 4.7 – Sexto estágio de operação.....	87
Figura 4.8 – Sétimo estágio de operação.	87
Figura 4.9 – Oitavo estágio de operação.....	88
Figura 4.10 – Nono estágio de operação.....	88
Figura 4.11 – Décimo estágio de operação.	89
Figura 4.12 – Formas de onda teóricas em regime permanente.	90
Figura 4.13 – Plano de fases de C_r e L_r	109
Figura 4.14 – Plano de fases de C_r e L_a	109
Figura 4.15 – Formas de onda para o cálculo do ganho estático.....	110
Figura 4.16 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.	113
Figura 4.17 – D , α_1 , α_2 e α_3	121
Figura 4.18 – V_o , V_{C1} , V_x e $V_{Spm\acute{a}x}$	122
Figura 4.19 – Erro percentual de V_o resultante do cálculo iterativo de D	122

Figura 4.20 – Correntes I_{L1} , I_{L2} , I_{L2_Hard} , I_o e $I_{Lm\acute{a}x}$.	123
Figura 4.21 – Correntes média e eficaz no diodo D_o no conversor com comutação <i>Hard</i> e <i>Soft</i> .	124
Figura 4.22 – I_{D1med} , I_{D1_Hard} , I_{D1ef} .	124
Figura 4.23 - I_{D2med} , I_{D2_Hard} , I_{D2ef} .	125
Figura 4.24 - I_{Dr1med} e I_{Dr1ef} .	125
Figura 4.25 - I_{Dr2med} e I_{Dr2ef} .	125
Figura 4.26 - I_{Spmed} , I_{Sp_Hard} e I_{Spef} .	126
Figura 4.27 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.	126
Figura 4.28 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.	127
Figura 5.1 – Conversor Boost Quadrático SSS2-QRC-PWM proposto.	129
Figura 5.2 – Regiões de operação do conversor.	130
Figura 5.3 – Primeiro estágio de operação.	131
Figura 5.4 – Segundo estágio de operação.	132
Figura 5.5 – Terceiro estágio de operação.	132
Figura 5.6 – Quarto estágio de operação.	133
Figura 5.7 – Quinto estágio de operação.	133
Figura 5.8 – Sexto estágio de operação.	134
Figura 5.9 – Sétimo estágio de operação.	134
Figura 5.10 – Oitavo estágio de operação.	135
Figura 5.11 – Nono estágio de operação.	135
Figura 5.12 – Décimo estágio de operação.	136
Figura 5.13 – Formas de onda teóricas em regime permanente.	137
Figura 5.14 – Plano de fases de C_r e L_r .	156

Figura 5.15 – Plano de fases de C_r e L_a	156
Figura 5.16 – Formas de onda para o cálculo do ganho estático.....	157
Figura 5.17 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.	161
Figura 5.18 – D , α_1 , α_2 e α_3	169
Figura 5.19 – V_o , V_{C1} , V_x , $V_{Sp\acute{m}ax}$	170
Figura 5.20 – Erro percentual de V_o resultante do cálculo iterativo de D	170
Figura 5.21 – Correntes I_{L1} , I_{L2} , I_{L2_Hard} , I_o e $I_{Lm\acute{a}x}$	171
Figura 5.22 – Correntes média e eficaz no diodo D_o no conversor com comutação <i>Hard</i> e <i>Soft</i>	171
Figura 5.23 – I_{D1med} , I_{D1_Hard} , I_{D1ef}	172
Figura 5.24 - I_{D2med} , I_{D2_Hard} , I_{D2ef}	173
Figura 5.25 - I_{Dr1med} e I_{Dr1ef}	173
Figura 5.26 - I_{Dr2med} e I_{Dr2ef}	174
Figura 5.27 - I_{Spmed} , I_{Sp_Hard} e I_{Spef}	174
Figura 5.28 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.	175
Figura 5.29 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.	175
Figura 6.1 – Estrutura de controle.	183
Figura 6.2 – Efeito da variação do índice de insolação em G_{vc1d}	184
Figura 6.3 – Lugar Geométrico das Raízes da planta em malha fechada com controlador Proporcional sob diferentes índices de insolação.	185
Figura 6.4 – Diagrama de Bode da planta com compensador PI para vários índices de insolação.	188
Figura 6.5 – Resposta ao degrau do controlador PI para vários índices de insolação.	189

Figura 6.6 – Diagrama de Bode da planta compensada com compensador PID variando-se o índice de insolação	192
Figura 6.7 – Resposta ao degrau do controlador PID para vários índices de insolação.	193
Figura 6.8 – Lugar das Raízes de G_{vd} para $S = 1000 \text{ W/m}^2$	195
Figura 6.9 – Resposta ao degrau do sistema não compensado ($k = 0.006942$).....	195
Figura 6.10 – Diagrama de Bode da planta compensada com o controlador PID+ <i>Notch</i>	198
Figura 6.11 – Resposta ao degrau da planta compensada para diferentes índices de insolação utilizando o controlador PID+ <i>Notch</i>	199
Figura 7.1 – Circuito de potência ideal simulado.....	206
Figura 7.2 – Circuito de controle simulado.....	206
Figura 7.3 – Perfil de insolação e temperatura simulado.....	207
Figura 7.4 – Tensão de referência (V_{Ref}) e tensão no painel (V_{pv}) com o controlador PI para $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $f_{mppt} = 20 \text{ Hz}$ e $\Delta V = 0,5 \text{ V}$	207
Figura 7.5 – Potência máxima do painel (P_{mp}) e potência extraída do painel (P_{pv}) com o controlador PI para $S = 1000 \text{ W/m}^2$	208
Figura 7.6 – Tensão de referência (V_{Ref}) e tensão no painel (V_{pv}) com o controlador PID para $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$ e $\Delta V = 0,5 \text{ V}$	209
Figura 7.7 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID com $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$	210
Figura 7.8 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID com $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$	210
Figura 7.9 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID com $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$	211

Figura 7.10 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID com fmppt = 400 Hz.	211
Figura 7.11 - Tensão de referência (V_{Ref}) e tensão no painel (V_{pv}) com o controlador PID+ <i>Notch</i> para $S = 1000 \text{ W/m}^2$, fmppt = 400 Hz e $\Delta V = 0,5 \text{ V}$	212
Figura 7.12 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID+ <i>Notch</i> com fmppt = 400 Hz.	213
Figura 7.13 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID+ <i>Notch</i> com fmppt = 400 Hz.	213
Figura 7.14 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID+ <i>Notch</i> com fmppt = 1600 Hz.	214
Figura 7.15 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID+ <i>Notch</i> com fmppt = 1600 Hz.	214
Figura 7.16 – Circuito de Potência do Inversor Trifásico.	215
Figura 7.17 – Circuitos de Controle do Inversor Trifásico.	216
Figura 7.18 - Sistema Completo: PID + Notch fmppt = 400 Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m^2 para 800 W/m^2	218
Figura 7.19 - Sistema Completo: PID+ <i>Notch</i> fmppt = 400 Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m^2 para 600 W/m^2	218
Figura 7.20 - Sistema Completo: PID+ <i>Notch</i> fmppt = 400 Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m^2 para 400 W/m^2	219
Figura 7.21 - Sistema Completo: PID+ <i>Notch</i> fmppt = 400 Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m^2 para 200 W/m^2	219
Figura 7.22 – $f_s = 100 \text{ kHz}$, $G = 4$, $V_o = 350 \text{ V}$, $P_o = 796,4 \text{ W}$, $\eta = 92,03 \%$ (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.	221

Figura 7.23 – $f_s = 75$ kHz, $G = 4$, $V_o = 350$ V, $P_o = 793,9$ W, $\eta = 92,69$ % (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.....	221
Figura 7.24 - $f_s = 50$ kHz, $G = 4$, $V_o = 350$ V, $P_o = 790,1$ W, $\eta = 93,25$ % (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.....	221
Figura 7.25 - $f_s = 100$ kHz, $G = 3,5$, $V_o = 350$ V, $P_o = 789,6$ W, $\eta = 93,54$ % (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.....	222
Figura 7.26 - - $f_s = 75$ kHz, $G = 3,5$, $V_o = 350$ V, $P_o = 789,2$ W, $\eta = 94,06$ % (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.....	222
Figura 7.27 - - $f_s = 50$ kHz, $G = 3,5$, $V_o = 350$ V, $P_o = 789,0$ W, $\eta = 94,50$ % (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.....	222
Figura 7.28 – Curvas experimentais de rendimento do Boost Quadrático <i>Hard</i>	223
Figura 7.29 – Curvas experimentais da Razão Cíclica do Boost Quadrático <i>Hard</i>	223
Figura 7.30 – Tensão e corrente no interruptor S_p	225
Figura 7.31 – Tensão e corrente no diodo D_1	225
Figura 7.32 – Tensão e corrente no diodo D_2	226
Figura 7.33 – Tensão e corrente no diodo D_o	226
Figura 7.34 – Tensão e corrente no diodo D_{r1}	226
Figura 7.35 – Tensão e corrente no diodo D_{r2}	227
Figura 7.36 – Tensão no capacitor C_r e correntes nos indutores L_a e L_T	227
Figura 7.37 – Correntes nos indutores L_1 e L_2	227
Figura 7.38 – Curvas experimentais de rendimento do Boost Quadrático SSS1.	228
Figura 7.39 - Curvas experimentais da Razão Cíclica do Boost Quadrático SSS1.....	229
Figura 7.40 – Tensão e corrente no interruptor S_p	230
Figura 7.41 – Tensão e corrente no diodo D_1	230

Figura 7.42 – Tensão e corrente no diodo D_2	231
Figura 7.43 – Tensão e corrente no diodo D_0	231
Figura 7.44 – Tensão e corrente no diodo Dr_1	231
Figura 7.45 – Tensão e corrente no diodo Dr_2	232
Figura 7.46 – Tensão no capacitor C_r e correntes nos indutores L_a e L_r	233
Figura 7.47 – Correntes nos indutores L_1 e L_2	233
Figura 7.48 – Curvas experimentais de rendimento do Boost Quadrático SSS2.	234
Figura 7.49 - Curvas experimentais da Razão Cíclica do Boost Quadrático SSS1.....	234
Figura 7.50 – Protótipo do conversor Boost Quadrático: (a) <i>Hard</i> e (b) SSS1.....	237
Figura 7.51 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático <i>Hard</i> ($\Delta V =$ 1,0 V e $f_{mppt} = 100$ Hz).....	238
Figura 7.52 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático <i>Hard</i> : $\Delta V = 1,0$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).	238
Figura 7.53 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático <i>Hard</i> ($\Delta V =$ 0,5 V e $f_{mppt} = 100$ Hz).....	239
Figura 7.54 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático <i>Hard</i> : $\Delta V = 0,5$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).	239
Figura 7.55 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático <i>Hard</i> ($\Delta V =$ 0,5 V e $f_{mppt} = 400$ Hz).....	240
Figura 7.56 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático <i>Hard</i> : $\Delta V = 0,5$ V, $f_{mppt} = 400$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).	240

Figura 7.57 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático SSS1	($\Delta V = 1,0 \text{ V}$ e $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$).....	241
Figura 7.58 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 1,0 \text{ V}$, $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2 \text{ A/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200 \text{ W/div}$).		241
Figura 7.59 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático SSS1	($\Delta V = 0,5 \text{ V}$ e $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$).....	242
Figura 7.60 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 0,5 \text{ V}$, $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2 \text{ A/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200 \text{ W/div}$).		242
Figura 7.61 - Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático SSS1	($\Delta V = 0,5 \text{ V}$ e $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$).....	243
Figura 7.62 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 0,5 \text{ V}$, $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2 \text{ A/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200 \text{ W/div}$).		243
Figura 7.63 – Curvas I-V e P-V dos pontos de operação configurados no emulador E4360A.		244
Figura 7.64 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1:	$\Delta V = 0,5 \text{ V}$, $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 500 \text{ mA/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 100 \text{ W/div}$).	244
Figura 7.65 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1:	$\Delta V = 1,0 \text{ V}$, $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 500 \text{ mA/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 100 \text{ W/div}$).	245

Figura 7.66 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V =$
0,5 V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4$ V/div). Canal 4: Corrente no
painel ($I_{pv} = 500$ mA/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 100$ W/div)..... 245

Figura 7.67 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V =$
1,0 V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4$ V/div). Canal 4: Corrente no
painel ($I_{pv} = 500$ mA/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div)..... 246

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1 – Especificações de projeto dos conversores [41].....	41
Tabela 2.1 – Código P&O implementado no <i>Simplified C Block</i> do PSIM.....	68
Tabela 2.2 – Dados dos painéis e arranjo fotovoltaico.	69
Tabela 4.1 – Parâmetros de entrada utilizados no programa Matlab®	120
Tabela 5.1 – Parâmetros de entrada utilizados no programa Matlab®	168
Tabela 6.1 – Parâmetros do protótipo Boost Quadrático	183
Tabela 6.2 – Parâmetros estimados de G_{vd} com a variação da insolação.	184
Tabela 6.3 – Código implementado para o projeto do controlador PI.....	187
Tabela 6.4 – Valores obtidos na resposta ao degrau com controlador PI.	189
Tabela 6.5 - Código implementado para o projeto do controlador PID.....	191
Tabela 6.6 – Valores obtidos na resposta ao degrau com controlador PID.	192
Tabela 6.7 – Código implementado para o projeto do controlador PID+ <i>Notch</i>	197
Tabela 6.8 – Valores obtidos na resposta ao degrau com controlador PID+ <i>Notch</i>	198
Tabela 7.1 – Parâmetros do protótipo Boost Quadrático <i>Hard</i>	220
Tabela 7.2 – Parâmetros dos protótipos Boost Quadrático SSS1 e SSS2.....	224
Tabela 7.3 – Dados programados no emulador E4360A da Agilent.	236
Tabela 7.4 – Dados obtidos no <i>Solar Module</i> no PSIM.....	236

SIMBOLOGIA

A/D	Conversor Analógico para Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CaC	Célula à Combustível
CC	Corrente Contínua
CLD	<i>Capacitor-Inductor-Diode cell</i>
C_n	Capacitor de filtro ou de ressonância
CNPQ	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
C_v	Função de transferência do compensador de tensão
D	Razão Cíclica
D_n	Diodo “n”
EMI	“Electromagnetic Interference” – Interferência Eletromagnética
ESR	“Equivalent Series Resistance” – Resistência Série Equivalente do Capacitor
FM	“Frequency Modulation” – Modulação em Frequência
f_{mppt}	Frequência de atualização do algoritmo MPPT P&O
f_r	Frequência de Ressonância
f_s	Frequência de Chaveamento
G	Ganho estático
G_{vd}	Função de transferência do conversor
H_v	Função de transferência do sensor
I_{ef_n}	Corrente eficaz em “n”

IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor” – Transistor Bipolar de Porta Isolada
I_{med_n}	Corrente média em “n”
I_{mp}	Corrente de máxima potência
I_o	Corrente média da saída
I_{p_n}	Corrente de pico em “n”
I_{PV}	Corrente instantânea fornecida pelo arranjo fotovoltaico
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
K_{osc}	Ganho máximo do compensador que leva o circuito ao ponto de oscilação
K_{TC}	Coefficiente de temperatura da corrente do painel fotovoltaico [$A/^{\circ}C$]
K_{TV}	Coefficiente de temperatura da tensão do painel fotovoltaico [$V/^{\circ}C$]
LBCS	<i>Low Buffer Capacitor Stress cell</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
L_n	Indutor “n”
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCC_r	Modo de Condução Crítico
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
MOSFET	“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor” – Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido Semicondutor
MPP	“Maximum Power Point” – Ponto de Máxima Potência
MPPT	“Maximum Power Point Tracking” – Rastreamento de Máxima Potência
NUPEP	Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência da UFU

P&O	“Perturb and Observe” – Perturba e Observa
PFC	“Power Factor Correction” – Correção de Fator de Potência
P_i	Potência de Entrada
PI	Controlador Proporcional Integral
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
PID+ <i>Notch</i>	Controlador Proporcional Integral Derivativo com filtro supressor de ruídos
PLL	“Phase Locked Loop” – Elo Travado em Fase
P_{mp}	Ponto de máxima potência
P_o	Potência de Saída
P_{PV}	Potência Instantânea do Arranjo Fotovoltaico
P-Q	Potências Instantâneas Trifásicas
PV	“Photovoltaic” – Fotovoltaico
PWM	“Pulse Width Modulation” – Modulação de Largura de Pulso
QRC	“Quasi Resonant Converters” – Conversores Quase Ressonantes
R_{Dson}	Resistência Série do MOSFET
RFI	“Radio Frequency Interference” – Interferência de Radiofrequência
R_L	Resistência de Carga
R_p	Resistência paralela do painel
R_{PV}	Resistência Thevenin do Arranjo Fotovoltaico
R_s	Resistência série do painel
S	Irradiância Solar [W/m^2]
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SFCR	Sistema Fotovoltaic Conectado à Rede

SiC	“Silicon Carbide” – Carbetto de Silício
S_p	Interruptor de potência
SR	“Self-Resonant” – Auto-ressonante
SSS	“Soft Single Switched” – Conversor Monochaveado Suavemente
T	Temperatura
$T_{a2\%}$	Tempo de acomodação da resposta ao degrau
T_s	Período de Chaveamento
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
UPS	“Uninterruptible Power Supply” – Fonte Ininterrupta de Energia
V_i	Tensão de Entrada
V_m	Amplitude da onda dente de serra do estágio PWM
V_{mp}	Tensão de máxima potência
V_n	Tensão em “n”
V_o	Tensão de Saída
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
V_{PV}	Tensão instantânea fornecida pelo arranjo fotovoltaico
V_x	Tensão inicial do capacitor de ressonância
ZCS	“Zero Current Switching” – Comutação com corrente nula na saída de condução
Z_n	Impedância característica da ressonância “n”
ZVS	“Zero Voltage Switching” – Comutação com tensão nula na entrada de condução
ZVT	“Zero Voltage Transition” – Transição com tensão nula
α_n	Impedância característica de carga normalizada

Δt_n	Intervalo de tempo do estágio “n”
ΔV	Degrau de perturbação de tensão do algoritmo P&O
η	Rendimento ou Eficiência
ζ	Fator de amortecimento
ω_n	Frequência angular da ressonância “n”
ω_s	Frequência angular de chaveamento

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

1.1 - MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS DA PESQUISA

Equipamentos eletrônicos altamente confiáveis e eficientes, com baixo custo, peso e volume, com índices controlados de interferência eletromagnética (EMI) e de radiofrequência (RFI) e que tenha como característica altas taxas de conversão de energia, são alvos de investimento e desenvolvimento tecnológico. O conversor Boost Quadrático [1][2], de autoria do orientador desta tese, possui muitas dessas características supracitadas, sendo, portanto, o conversor alvo dessa pesquisa.

Em 2012, visando aumentar a participação da energia fotovoltaica na matriz energética brasileira e, também, um aumento da geração distribuída, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) publicou a Resolução Normativa n.º 482 [3], onde ficaram estabelecidos os critérios gerais de microgeração e minigeração, criando o Sistema de Compensação de Energia. Tal sistema permite que fontes de até 1 MW de potência instalada sejam conectadas à rede elétrica para consumo local. O excedente poderá ser injetado na rede, gerando créditos de energia.

Tendo em vista a tamanha importância desse tema, escolheu-se como parte do universo da pesquisa a aplicação do conversor Boost Quadrático como estágio de elevação de tensão e rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT) de um Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede (SFCR) [4]. Essa escolha se justifica pelo fato de que, em aplicações com potência até 10 kW, dependendo da forma que o arranjo de painéis é disposto, a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico pode ser muito pequena, quando comparada com a tensão necessária na entrada de um inversor para conexão à rede [5][6].

Objetivando avaliar o funcionamento completo de um SFCR, escolheu-se para o estágio CC-CA a simulação de um Inversor PWM Trifásico, utilizando a teoria de controle de Potência Ativa e Reativa Instantânea Trifásica (teoria P-Q) e o controle de injeção de Potência Ativa na rede [7]-[10].

Recentemente, a fábrica de semicondutores CREE lançou uma nota de aplicação [11] afirmando que ao substituir um diodo de silício *Ultrafast Soft-recovery* por um diodo Schottky de Carbeto de Silício (SiC), em aplicações com comutação dissipativa utilizando IGBT, pode-se obter redução de até 80% nas perdas de comutação no diodo e redução de até 50% nas perdas de comutação no IGBT. Outras publicações técnicas relevantes sobre aplicação de semicondutores SiC podem ser encontradas em [12]-[16]. Considerando essas informações, serão utilizados diodos e MOSFETs SiC nas análises dos conversores deste trabalho, visando a redução de perdas no conversor e, conseqüentemente, a redução de EMI irradiada.

Mesmo esperando melhorias significativas nos conversores com a utilização de semicondutores SiC, as altas taxas de variação de tensão e de corrente (dv/dt e di/dt) inerentes à comutação resultam em altos índices de EMI e RFI irradiados. Na tentativa de mitigar esse problema, serão avaliadas duas diferentes células de auxílio à comutação associadas ao conversor Boost Quadrático, nomeadas como SSS1 e SSS2 (*Soft Single Switched*), assim nomeadas por não possuírem interruptores auxiliares, sendo também conhecidas como “*snubbers* não dissipativos”.

1.2 - ESTADO DA ARTE

1.2.1 - A ORIGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

Algumas aplicações recentes em Eletrônica de Potência necessitam de alta taxa de elevação de tensão. Uma delas é a aplicação em Fontes Ininterruptas de Energia (*Uninterruptible Power Supply* – UPS) [2]. Outras aplicações vêm da geração de energia advindas de fontes alternativas como as Células a Combustível (CaC) [5] e Painéis Fotovoltaicos (PV) [4], [20]-[22]. Nestes casos, a energia é disponibilizada na forma de tensão e possuem valores muito baixos comparados à tensão necessária na entrada de um inversor, quando uma conversão CC-CA é requerida [5][6]. Por isso, é necessário utilizar um conversor CC-CC elevador de tensão. O conversor mais utilizado para tal aplicação é o conversor Boost [5], ilustrado na Figura 1.1.

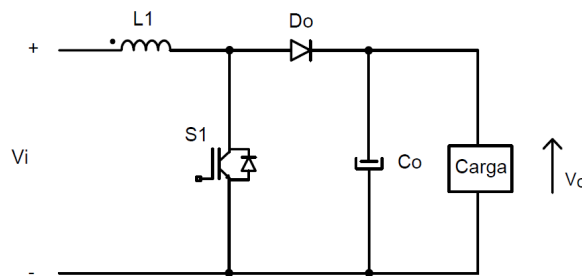


Figura 1.1 – Conversor Boost.

Baseado na abertura e fechamento do interruptor S_1 , o conversor Boost possui duas etapas de funcionamento. Na primeira etapa, S_1 encontra-se fechado e o diodo D_o é bloqueado. A fonte de tensão V_i fornece energia ao indutor L_1 que a acumula em seu campo magnético. Na segunda etapa, S_1 permanece aberto, D_o entra em condução e o indutor fornece à carga a energia anteriormente acumulada, fazendo com que a tensão de saída torne-se maior que a tensão de entrada, provendo um ganho de tensão expresso por:

$$G = 1/(1 - D) \quad (1.1)$$

Onde G é o ganho de tensão resultante da divisão entre a tensão de saída (V_o) pela tensão de entrada (V_i) e D é a razão cíclica, que é a proporção de tempo que o interruptor S_1 permanece fechado em um período de chaveamento completo (T). Dessa forma, D pode variar de 0 a 1. Quanto maior for o valor de D , maior será o ganho estático, segundo a Figura 1.2.

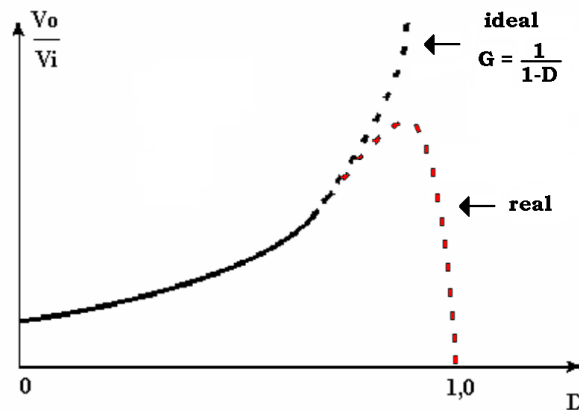


Figura 1.2 – Curvas real e ideal de ganho estático de tensão do conversor Boost.

Analisando a Figura 1.2, percebe-se que quanto maior a razão cíclica, mais distante fica a curva do ganho real em relação à curva ideal. Isso se deve ao fato de que as perdas de condução, comutação e magnéticas são agravadas à medida que a razão cíclica aproxima-se da unidade [2].

Ganhos elevados de tensão podem ser obtidos com o cascadeamento de dois conversores Boost, pois o ganho de tensão passará a ter uma dependência quadrática com a razão cíclica [23], porém a estrutura resultante é volumosa e complexa sob o ponto de vista de controle [5][22]. A Figura 1.3 ilustra a topologia do conversor Boost Cascadeado.

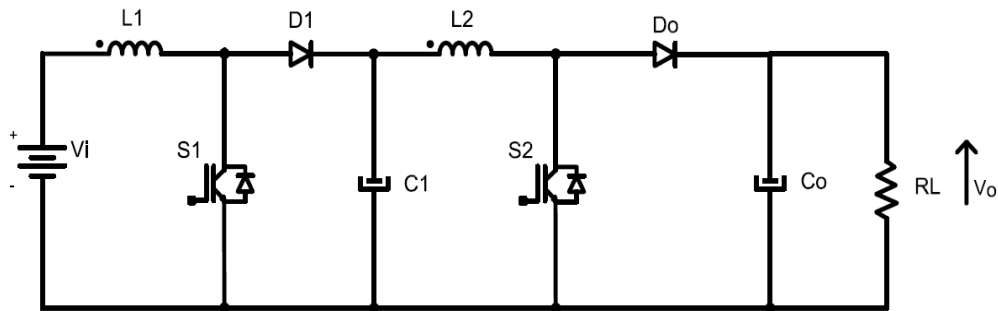


Figura 1.3 – Conversor Boost Cascadeado.

O aumento da frequência de chaveamento permite que se reduza peso e volume dos elementos magnéticos. Em contrapartida, isso eleva as perdas por comutação e a emissão de ruídos por interferência eletromagnética. Além disso, estruturas cascadeadas utilizam mais de um interruptor, acentuando tais efeitos.

Tendo em vista a necessidade de ampliar a faixa de conversão em conversores CC-CC, em [23] é apresentada uma nova classe de conversores PWM cujo ganho de tensão possui dependência quadrática em relação à razão cíclica, contendo um único interruptor.

Derivado dos conversores quadráticos, em [2] foi apresentado o conversor Boost Quadrático com um único interruptor. Tomando o conversor Boost cascadeado, foi feita uma simples alteração na posição de S_1 e sua substituição por um diodo, resultando no conversor apresentado em negrito na Figura 1.4.

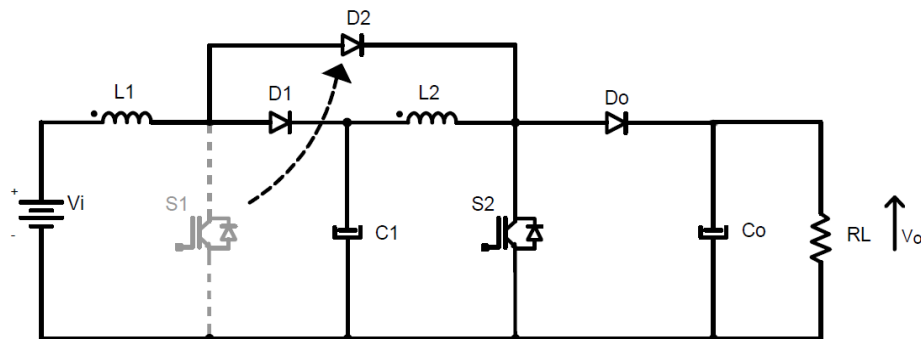


Figura 1.4 – Conversor Boost Quadrático.

Baseado na abertura e fechamento do interruptor S_2 , o conversor Boost Quadrático

possui duas etapas de funcionamento. Na primeira etapa, S_2 e o diodo D_2 encontram-se em condução e os diodos D_1 e D_0 estão bloqueados. A fonte de tensão V_i fornece energia ao indutor L_1 e o capacitor C_1 fornece energia ao indutor L_2 , acumulando-a em seus campos magnéticos. Na segunda etapa, S_2 e D_2 estão bloqueados e os diodos D_1 e D_0 entram em condução. Assim, os indutores L_1 e L_2 fornecem energia anteriormente acumulada para os capacitores C_1 e C_0 , respectivamente. Com isso, assim como no conversor Boost cascadeado, o conversor Boost Quadrático apresenta ganho quadrático em relação à razão cíclica, conforme a expressão (1.2):

$$G = 1 / (1 - D)^2 \quad (1.2)$$

Comparando o ganho estático entre os conversores Boost e Boost Quadrático, foram traçadas suas curvas de ganho estático teóricas, ilustradas na Figura 1.5. Nota-se que, para um mesmo valor de razão cíclica, o conversor Boost Quadrático apresenta ganhos de tensão superiores ao do conversor Boost. Desse modo, torna-se possível obter ganhos elevados de tensão com menores valores de razão cíclica, mantendo a controlabilidade do conversor.

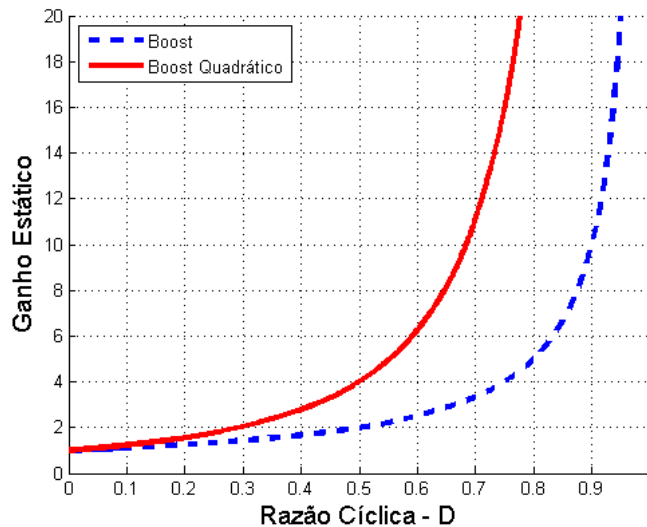


Figura 1.5 – Curvas ideais de ganho estático de tensão x razão cíclica dos conversores Boost e Boost Quadrático.

1.2.2 - CONVERSORES CC-CC ELEVADORES DE TENSÃO COM GANHO QUADRÁTICO

Recentemente foram desenvolvidas algumas topologias de conversores CC-CC elevadores de tensão com ganho quadrático. O primeiro deles, o conversor Boost Quadrático, ilustrado na Figura 1.4, foi apresentado por Barreto em sua tese de Doutorado [2].

Em [5] é apresentada a topologia Boost Quadrático de 3 Níveis, conforme Figura 1.6.

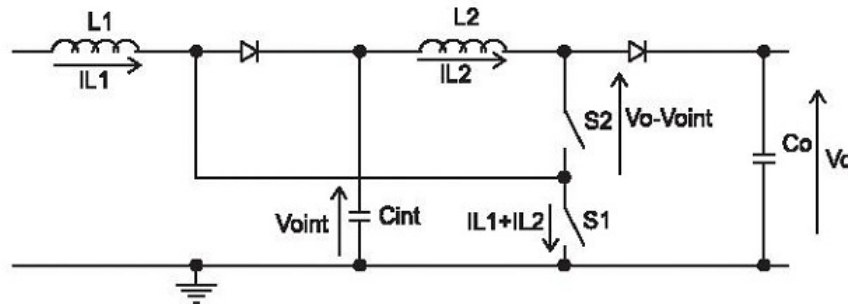


Figura 1.6 – Conversor Boost Quadrático de 3 níveis [5].

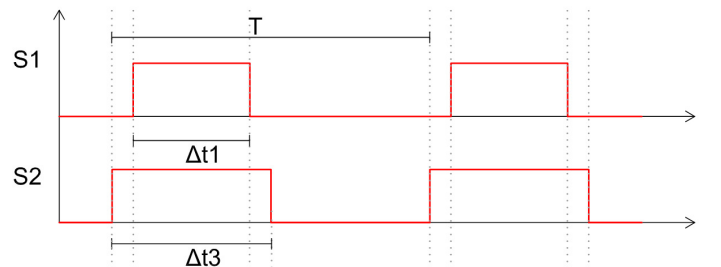


Figura 1.7 – Pulsos de gatilho dos interruptores S_1 e S_2 .

O ganho estático desse conversor é expresso por (1.3).

$$G = \frac{D \cdot (\lambda - 1) + 1}{(D \cdot \lambda - 1) \cdot (D - 1)} \quad (1.3)$$

$$D = \frac{\Delta t_3}{T} \quad (1.4)$$

$$\lambda = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_3} \quad (1.5)$$

Onde a razão cíclica D é proporção de tempo que o interruptor S_2 permanece fechado em um período completo de chaveamento e λ é a relação entre o período que os interruptores S_1 e S_2 permanecem fechados, variando de 0 a 1. Quanto maior o valor de λ , maior será o

ganho estático para um valor fixo de D . Note que, para $D = 0,5$ e $\lambda = 0,9$, o ganho estático resultante é de, aproximadamente 3,45. Portanto, esse conversor possui ganho estático inferior ao do Boost Quadrático *Hard*.

Apresentando o conceito de potência comutada, fez-se um comparativo desse parâmetro para os conversores Boost, Boost Cascadeado, Boost Quadrático e o conversor Boost Quadrático de 3 Níveis proposto. Dentre as conclusões desse artigo [5], diz-se que a potência comutada no Boost Quadrático é a maior dentre os conversores analisados, podendo-se inferir que o custo total com os semicondutores será maior no conversor Boost Quadrático. Além disso, para o conversor Boost, a potência comutada torna-se idealmente maior que a do conversor Boost Cascadeado para um ganho estático maior que 4,72. Por fim, a potência comutada no conversor de 3 Níveis é igual à do Boost Cascadeado.

Dentre os resultados experimentais mostrados em [5], foram apresentadas as curvas de rendimento do conversor Boost Cascadeado e do conversor Boost Quadrático de 3 Níveis. Os experimentos foram realizados com tensão de entrada de 25 V, tensão de saída de 100 V e $\lambda = 0,9$. Como resultado, obteve-se um rendimento superior no conversor proposto, conforme Figura 1.8.

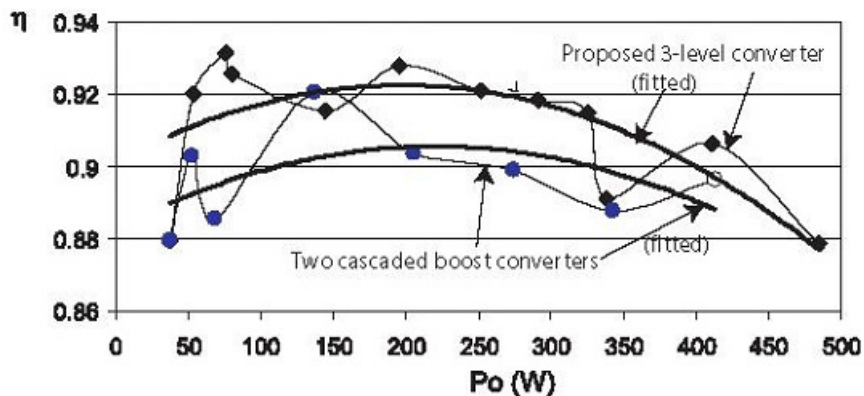


Figura 1.8 – Curvas de rendimento dos conversores Boost Cascadeado e Boost Quadrático de 3 Níveis [5].

Em [19] foi proposto um novo conversor Boost Quadrático G, ilustrado na Figura 1.9.

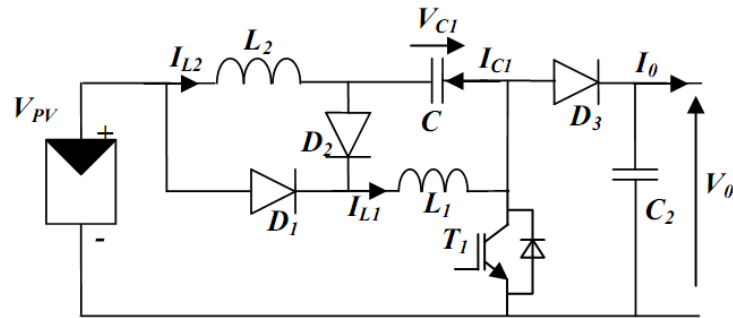


Figura 1.9 – Conversor Boost Quadrático G [19].

Esse conversor apresenta as mesmas expressões de cálculo do conversor Boost Quadrático *Hard*, apenas se diferenciando no cálculo da tensão média sob o capacitor intermediário C, conforme as expressões apresentadas em (1.6) e (1.7). Como pode ser visto, a tensão nesse capacitor é sempre menor nesse conversor, sendo possível redução de custo e um possível aumento da eficiência global.

$$V_{C1} = V_i \cdot D / (1 - D) \quad \text{Boost Quadrático G} \quad (1.6)$$

$$V_{C1} = V_i / (1 - D) \quad \text{Boost Quadrático} \quad (1.7)$$

Dentre os resultados experimentais [19], foram apresentadas as curvas de ganho estático de tensão pela razão cíclica (Figura 1.10) e o gráfico de rendimento pela razão cíclica (Figura 1.11). Os experimentos foram realizados com um arranjo série-paralelo 2x3 de painéis MSX60, resultando em média de 34 V de entrada e 360 W de potência instalada. Apesar da proposta de utilização desse conversor em sistemas fotovoltaicos, ele apresenta uma grande desvantagem em relação ao conversor Boost Quadrático convencional, pois a corrente de entrada será a soma das correntes no indutor L_2 e do diodo D_1 , resultando em variações bruscas de corrente na entrada do conversor, dificultando a aplicação de técnicas de MPPT.

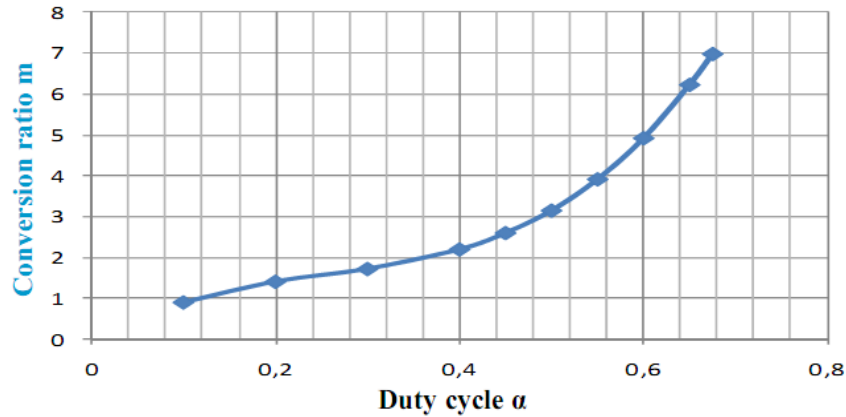


Figura 1.10 – Curva experimental de ganho estático pela razão cíclica do conversor G [19].

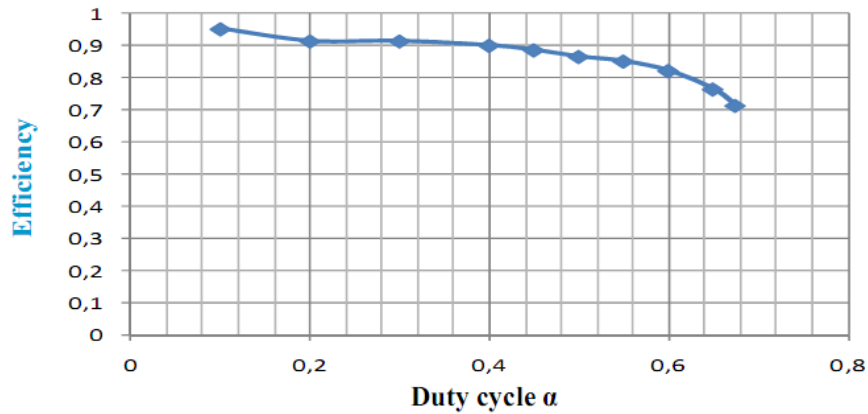


Figura 1.11 – Curva experimental de rendimento pela razão cíclica do conversor G [19].

Em [41] é apresentado o conversor Boost Quadrático CLD (*Capacitor-Inductor-Diode cell*) no qual apresenta aumento no ganho estático de tensão e melhorias no estresse de tensão nos semicondutores. O conversor está ilustrado na Figura 1.12.

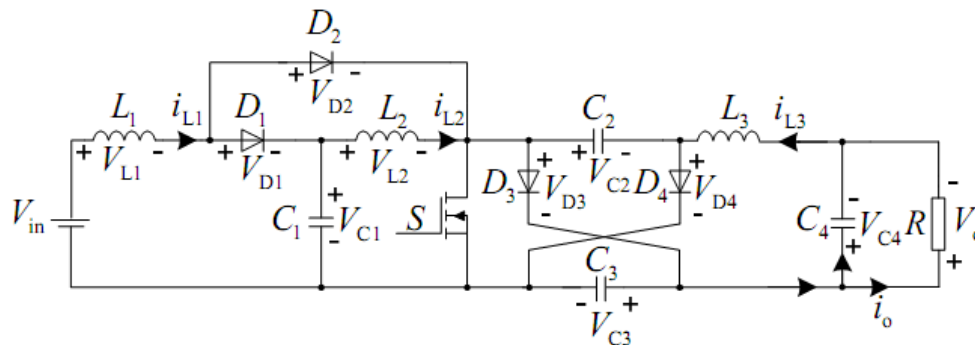


Figura 1.12 – Conversor Boost Quadrático CLD [41].

A Tabela 1.1 ilustra os ganhos estáticos e estresses de tensão nos semicondutores para os conversores Boost, Boost Quadrático e Boost Quadrático CLD. Note que o ganho de tensão do conversor proposto é $(1+D)$ vezes maior que o ganho do conversor quadrático convencional. Além disso, os estresses de tensão nos semicondutores são reduzidos por um fator de $(1+D)$.

Tabela 1.1 – Especificações de projeto dos conversores [41]

Parâmetros	Boost Quadrático CLD	Boost Quadrático	Boost
Ganho Estático $G(D)$	$\frac{(1+D)}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)}$
Tensão no interruptor S	$\frac{V_o}{(1+D)}$	V_o	V_o
Tensão no diodo D_1	$V_o \cdot \frac{(1-D)}{(1+D)}$	$V_o \cdot (1-D)$	-
Tensão no diodo D_2	$V_o \cdot \frac{D}{(1+D)}$	$V_o \cdot D$	-
Tensão no diodo D_o	$\frac{V_o}{(1+D)}$	V_o	V_o

A Figura 1.13 ilustra as curvas de ganho estático de tensão pela razão cíclica dos conversores Boost, Boost Quadrático e Boost Quadrático CLD.

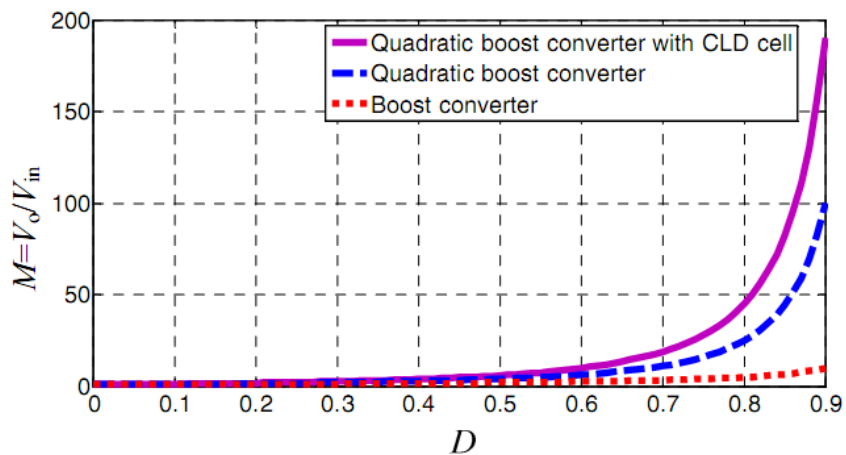


Figura 1.13 – Curvas de ganho estático de tensão [41].

Em [22], é apresentado um conversor Boost Quadrático com saída com ponto médio. Esse conversor é derivado do Boost Quadrático e do Boost de Três Níveis. A tensão máxima sobre ambos interruptores é a metade da tensão de saída. Visando aplicações em energia fotovoltaica, foram obtidos resultados experimentais de um protótipo de 520 W operando com tensão de entrada de 34 V e tensão de saída de 380 V a uma frequência de chaveamento de 50 kHz. A Figura 1.14 ilustra a topologia proposta.

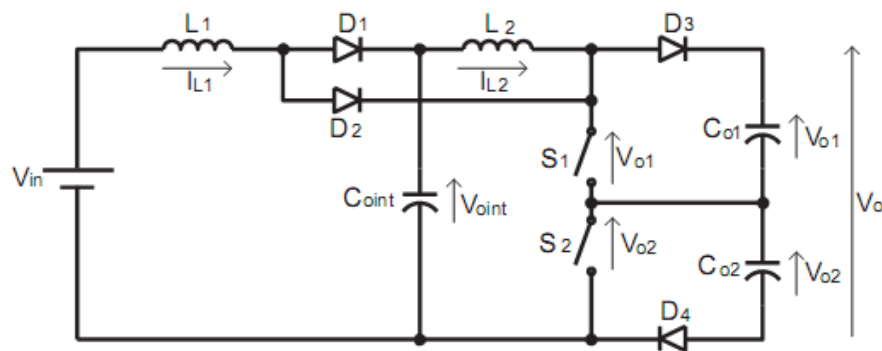


Figura 1.14 – Conversor Boost Quadrático 3 Níveis [22].

Em regime permanente e em modo de condução contínuo (MCC), obtêm-se as seguintes expressões de cálculo do ganho estático:

$$G_{(D<0,5)} = \frac{1}{1 - 2 \cdot D \cdot (1 - D)} \quad (1.8)$$

$$G_{(D>0,5)} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)^2} \quad (1.9)$$

A Figura 1.15 mostra um comparativo entre o ganho estático do conversor proposto e o ganho estático dos conversores Boost e Boost Quadrático, todos operando em modo de condução contínuo (MCC). Note que o ganho do conversor proposto é sempre maior (ou igual para $D = 0,5$) que o ganho do conversor Boost convencional. Dessa forma, podem-se obter tensões de saída maiores utilizando razões cíclicas menores, o que resulta na melhor utilização dos interruptores. Por outro lado, o ganho de tensão é sempre menor que o do Boost Quadrático e sua operação é mais complexa no ponto de vista de controle.

A Figura 1.16 ilustra a curva de rendimento pela potência de saída obtida experimentalmente. Note que a eficiência atinge seu valor máximo na potência de 350 W. Apesar de o valor ser baixo quando comparado a conversores de estágio único e de tensão mais elevada, resultados similares foram obtidos em outros conversores de elevado ganho e baixa tensão de entrada.

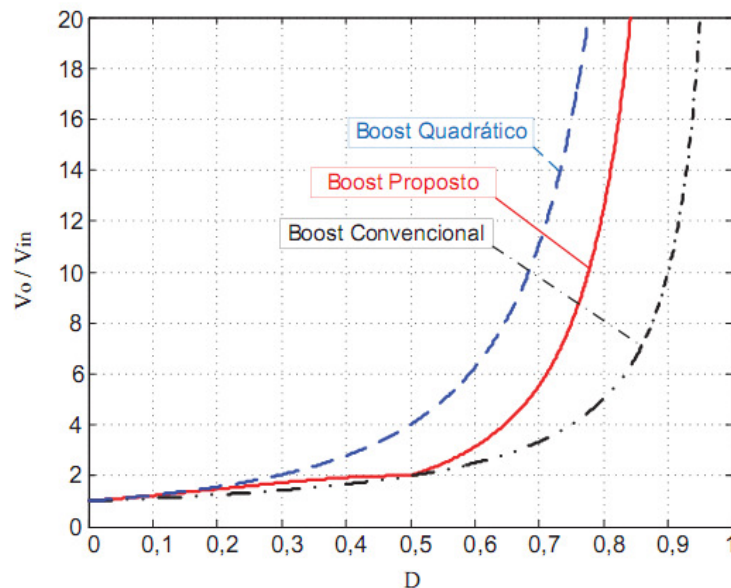


Figura 1.15 – Curvas de ganho estático em MCC [22].

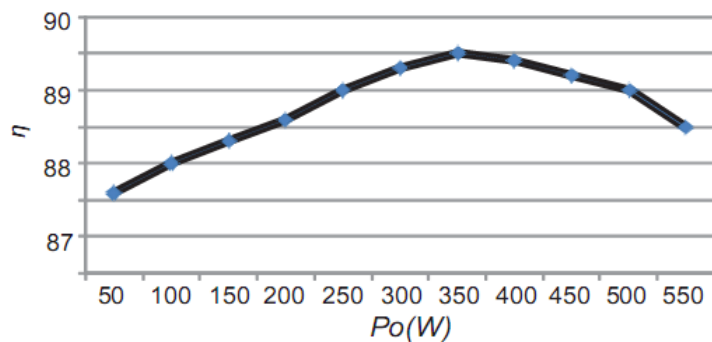


Figura 1.16 – Curva de rendimento para $V_i = 34$ V, $V_o = 380$ V e $f_s = 50$ kHz [22].

Por fim, na referência [53] é apresentada outra topologia quadrática que nomearemos aqui de Boost Quadrático LBCS (*low buffer capacitor stress*). O circuito desse conversor está apresentado na Figura 1.17. Da mesma forma que o conversor Boost Quadrático G, a tensão

no capacitor intermediário é reduzida, resultando em (1.10). Além disso, a corrente de entrada apresenta variações bruscas devido à corrente do capacitor C_1 , dificultando a utilização dessa topologia em aplicações em células a combustível e em sistemas fotovoltaicos.

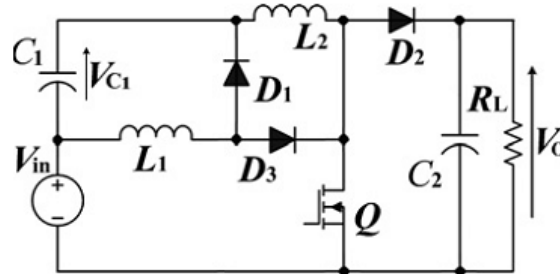


Figura 1.17 – Conversor Boost Quadrático LBCS [53].

$$V_{C1} = V_{in} \cdot \frac{D}{(1-D)} \quad (1.10)$$

Considerando as resistências série dos indutores, as curvas de ganho de tensão pela razão cíclica dos conversores Boost e Boost Quadrático LBCS foram traçadas, conforme ilustrado na Figura 1.18, onde r é a resistência do indutor do conversor Boost e r_1 e r_2 são as resistências dos indutores L_1 e L_2 do conversor proposto, assumindo que eles são idênticos.

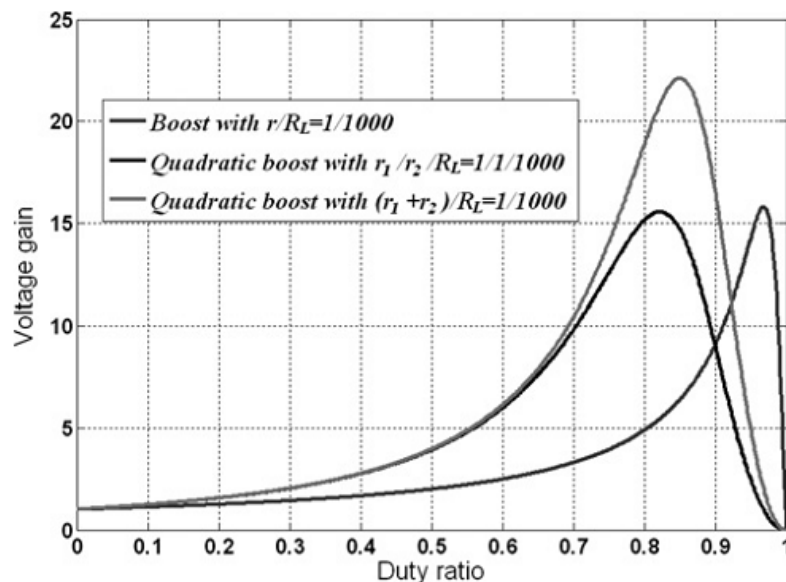


Figura 1.18 – Ganho de tensão pela razão cíclica dos conversores Boost e Boost Quadrático LBCS com indutores não ideais [53].

Em suma, várias topologias de conversores CC-CC elevadores de tensão com ganho quadrático foram propostas na literatura, atendendo a vários nichos de aplicação, considerando fatores como características de tensão e corrente de entrada e/ou saída, custos dos semicondutores em função da tensão aplicada, melhorias de ganho estático utilizando estágio com dobrador de tensão, disponibilização de saída de tensão com ponto médio, adição de capacitor intermediário para melhorias na comutação e análise de ganho em função das não idealidades dos elementos de circuito.

1.2.3 - TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

O conversor Boost Quadrático possui quatro variáveis de estado passíveis de controle que são: as correntes nos indutores ($i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$) e as tensões nos capacitores ($v_{C1}(t)$ e $v_{Co}(t)$). Além dessas variáveis de controle, ainda existe a possibilidade de estabelecer critérios de proteção contra sobrecorrentes criando-se uma malha de controle de corrente pelo cálculo da corrente média ou de pico nos semicondutores.

Em [42] e [43] foi proposta uma metodologia de projeto de controle utilizando o modo de imposição de corrente média (*Average Current-Mode Control*). A estrutura de controle possui duas malhas cascadeadas. Para a malha interna, foi utilizado um compensador com alto ganho de corrente, sendo mensurada a corrente do interruptor. Para a malha externa, foi utilizado um controlador PI convencional para controle da tensão de saída. Os resultados experimentais tanto em malha aberta quanto em malha fechada são apresentados para uma potência de 23 W.

Já em [44] foi proposta uma melhoria no projeto de controle apresentado em [42] e [43]. Do ponto de vista do controle, é importante escolher as variáveis que possuem funções de transferência de menor ordem para garantir melhor estabilidade, imunidade a ruídos, resposta

transitória rápida e proteção contra sobrecorrentes. Pensando nisso, no caso do conversor Boost Quadrático, todas as funções de transferência apresentam zeros no semiplano direito, com exceção de $i_{L1}(s)/v_o(s)$. Portanto, foram escolhidas a corrente no indutor de entrada e a tensão no capacitor de saída como as variáveis a serem mensuradas. Ao final do trabalho, foram apresentados os resultados experimentais em malha aberta e em malha fechada para uma potência de 49 W.

Com o objetivo de verificar o efeito das resistências série dos capacitores no lugar geométrico das raízes (LGR) e o efeito na resposta em frequência, em [45] foi feita a modelagem do conversor Boost Quadrático considerando o efeito da resistência série nos capacitores (ESR). É mostrado que a inclusão desse parâmetro provoca amortecimento nas regiões das frequências de corte das funções de transferência, simplificando o projeto dos controladores de tensão e de corrente. Para validar a análise, foi utilizado um analisador espectral aplicado a um protótipo de 43 W.

Em [46] é proposto um controle modo de corrente (*current-mode control*) em que são controladas a corrente no indutor de entrada e a tensão no capacitor de saída. É demonstrado que, no conversor Boost Quadrático, quase todas as funções de transferência apresentam comportamento de fase não-mínima, ou seja, possui um par de zeros no semiplano direito. A única função de transferência que tem característica de fase mínima é a da corrente no indutor de entrada.

Em [47] é proposto um controle PI adaptativo utilizando um DsPIC33F128GP802. Esse DSP opera a 40 MIPS (milhões de instruções por segundo), em código *Assembly*, com resolução de 32 bits. Realiza a conversão A/D das variáveis de controle $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$, $v_{C1}(t)$ e $v_{Co}(t)$, implementando o controle adaptativo. Essa proposta possui algumas desvantagens como o alto esforço computacional e o controle de quatro variáveis de estado, elevando-se o

custo total e a complexidade do sistema.

Já em [48], foi proposto um controlador robusto de alta performance que utiliza algoritmo genético para atualizar parâmetros de performance do conversor em tempo real de funcionamento. Como resultado, obteve-se um controlador de ordem muito menor que o obtido no controle robusto utilizando a função H_{inf} .

Com o objetivo de reduzir custo com sensor de corrente, em [49] foi proposto um controle de imposição de pico de corrente sem sensor (*sensorless peak current mode* – SPCM). A corrente do indutor de entrada é obtida indiretamente através da medição da tensão nesse indutor e a tensão de saída é medida por meio de um divisor resistivo. Foram apresentados resultados experimentais com tensão de saída estável e baixa sensibilidade a ruídos de um protótipo de 50 W, com tensões de entrada e saída de 10 V e 50 V, respectivamente.

Em [50] é proposta uma metodologia de controle diferente das convencionais que pressupõem uma separação da constante de tempo da dinâmica das malhas de tensão e de corrente, tornando possível a concepção de duas malhas de controle desacopladas. O controlador proposto é baseado na linearização do erro presente no modelo por espaço de estados médio e consiste em ações de controle proporcional da corrente e proporcional-integral (PI) da tensão de saída.

O artigo apresentado em [51] propõe um conversor Boost Quadrático PFC com os dois indutores no modo de condução descontínuo. Com isso, o conversor apresenta quatro etapas de operação e, como resultado, maior capacidade de regulação da tensão de saída mediante perturbações de carga e de tensão, comparado ao conversor Boost PFC convencional.

Outro método de controle robusto de tensão foi apresentado em [52]. Foi utilizada a técnica do modo de controle deslizante robusto (*robust sliding-mode voltage control* –

RSMVC). O controlador proposto possui uma malha interna de controle da corrente do indutor de entrada baseada no modo de controle deslizante. O valor da superfície de deslizamento da referência de corrente é modificado pelo compensador PI da malha externa de controle da tensão de saída. A estabilidade do controle é comprovada utilizando critério de Routh-Hurwitz, no qual determinam-se os ganhos proporcional e integral (k_p e k_i) que garantem a operação estável. São apresentados resultados experimentais e de simulação validando um protótipo de 20 a 100 W com tensão de entrada variando entre 15 a 25 V e tensão de saída de 400 V. Foi obtido um rendimento máximo de 92 %.

1.2.4 - ESTUDO DA COMUTAÇÃO: CÉLULAS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

Para se reduzir peso e volume dos conversores, eleva-se a frequência de chaveamento. Porém isso faz com que se elevem as perdas por comutação e a emissão de ruídos. Com o intuito de mitigar esses problemas, várias técnicas de comutação suave têm sido apresentadas na literatura [24]-[40].

Em [25], foi proposta uma série de novos conversores quase ressonantes com modulação em frequência (QRC-FM). Duas técnicas de comutação foram apresentadas nesse artigo. A primeira é a comutação com corrente nula na saída de condução (ZCS). Ao incorporar um circuito LC ressonante, a forma de onda da corrente no interruptor é forçada a oscilar de forma quase senoidal, criando, portanto, condições de comutação com corrente nula. A segunda técnica é a comutação com tensão nula na entrada de condução (ZVS). Ao utilizar-se uma malha ressonante LC, a forma de onda de tensão do interruptor pode ser moldada em uma onda quase senoidal antes de seu fechamento. Dessa forma, cria-se condição para que ocorra entrada em condução com tensão nula.

Os conversores QRC-FM possuem algumas desvantagens como limitação de carga,

dificuldades de controle e de projeto devido à frequência de chaveamento variável, além de apresentar esforços adicionais de tensão e/ou corrente, restringindo-se o uso dos mesmos [26].

Em [27]-[29] foram propostos conversores quase ressonantes com frequência de chaveamento constante (QRC-PWM). Esses conversores têm a vantagem da implementação do controle com frequência de chaveamento fixa, porém possuem todas as outras desvantagens dos QRC-FM, o que podem limitar suas aplicações.

Até então, técnicas de comutação suave aplicadas aos conversores PWM, com exceção de alguns casos isolados, são sujeitas a altos estresses de tensão e/ou de corrente. Em [30], foi proposta uma nova classe de conversores PWM de transição com tensão nula (ZVT). Usando uma malha ressonante em paralelo com os interruptores, os conversores propostos obtêm comutação com tensão nula para os interruptores ativos e passivos, minimizando os estresses de tensão e corrente.

Em [26], [31] e [32] foi apresentada a célula de comutação auto-ressonante SR-ZCS-ZVS-PWM, capaz de operar sem perdas por comutação, com frequência de chaveamento elevada e sem a limitação de potência teórica presente nos conversores QRC-FM. Além disso, não necessita de fonte auxiliar e os interruptores não são submetidos a esforços adicionais de tensão e/ou de corrente.

Existem ainda pesquisas de conversores com comutação suave contendo somente um interruptor ativo [33]-[40].

1.2.5 - CONVERSORES BOOST QUADRÁTICO COM COMUTAÇÃO SUAVE

Um conversor Boost Quadrático com comutação suave foi proposto pela primeira vez em [54], conforme ilustra a Figura 1.19.

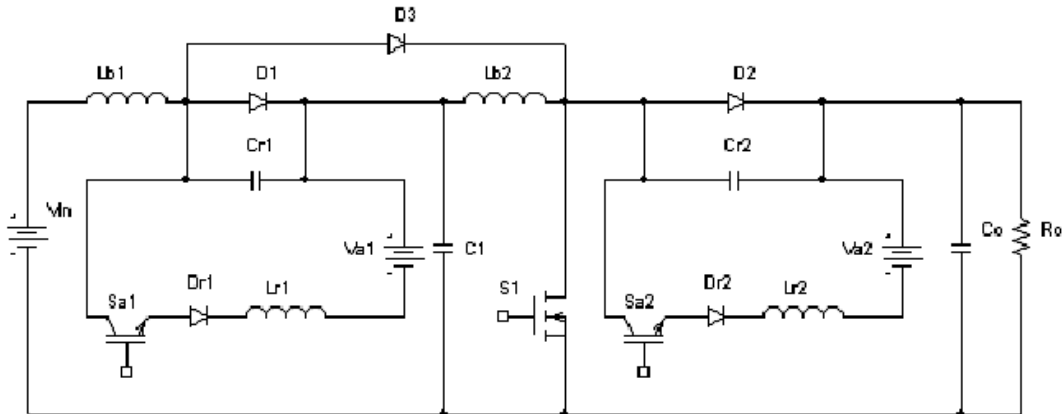


Figura 1.19 – Conversor Boost Quadrático ZVS [54].

Com a introdução de duas malhas ressonantes, a comutação suave é obtida, proporcionando condições de funcionamento altamente eficientes para uma larga faixa de cargas em altas frequências de comutação. O interruptor principal opera no modo ZVS. Entretanto, ele utiliza muitos elementos adicionais ao circuito, necessita de duas fontes auxiliares de tensão – o que o torna bastante volumoso – e o ganho estático teórico do conversor com as células de auxílio à comutação é inferior ao ganho estático teórico sem o circuito de auxílio à comutação, conforme Figura 1.20.

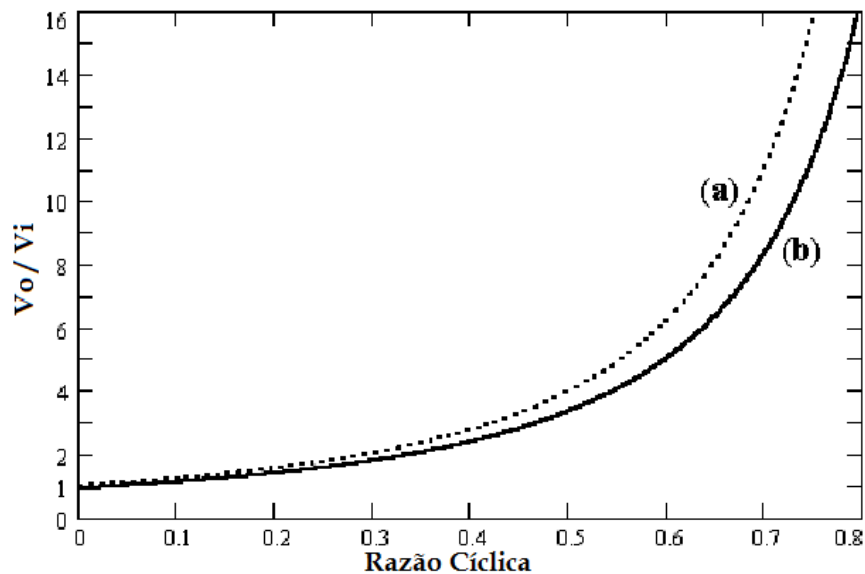


Figura 1.20 – Curvas de Ganho Estático de Tensão: (a) sem circuito de auxílio à comutação; (b) com circuito de auxílio à comutação [54]

Outro trabalho, apresentado em [55] e [56], utiliza uma única malha quase-ressonante para obter comutação suave no conversor Boost Quadrático, conforme ilustra a Figura 1.21. O interruptor principal opera no modo ZCS. Uma desvantagem dessa topologia é que apresenta esforços adicionais de tensão e de corrente nos semicondutores, o que resulta em limitação de carga e aumento das perdas de condução. Além disso, o ganho estático de tensão varia muito com a carga, conforme a Figura 1.22.

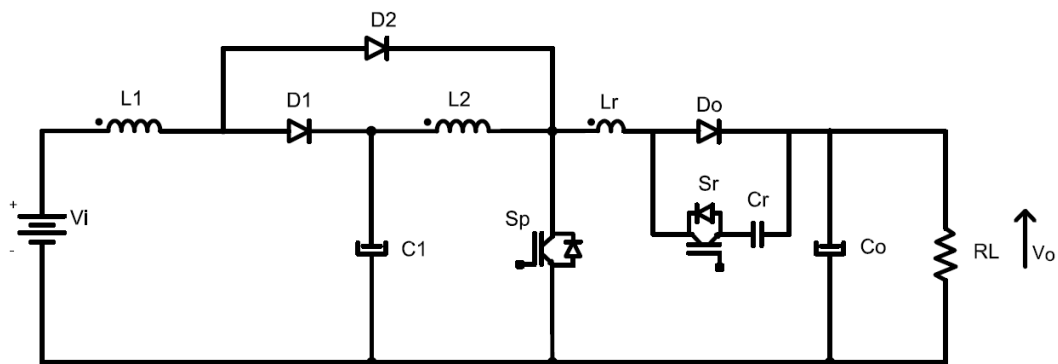


Figura 1.21 – Conversor Boost Quadrático ZCS [55].

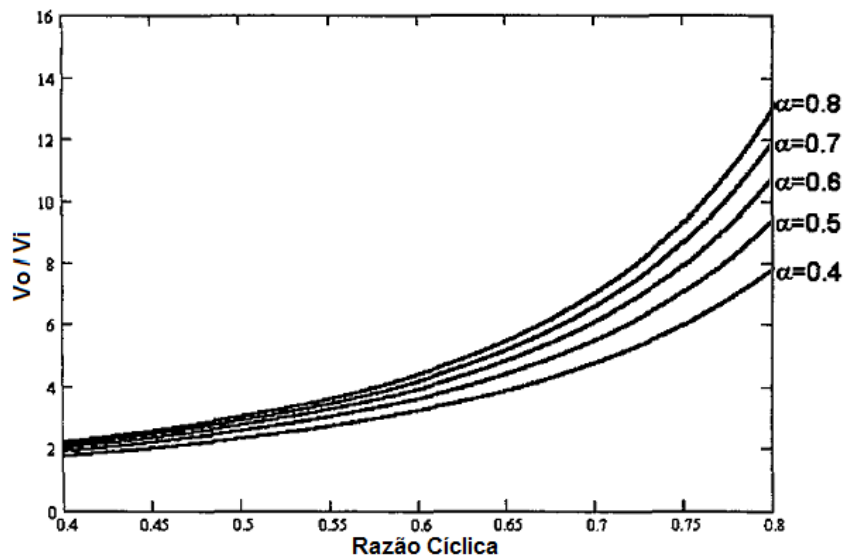


Figura 1.22 – Curvas de Ganho Estático de Tensão em função da impedância de carga normalizada (α) [55].

Em [6] e [57] foi apresentado o conversor Boost Quadrático associado à célula SR-ZVS-QRC PWM, conforme ilustrado na Figura 1.23. O conversor não apresenta estresses

adequado a aplicações que possuem altas variações na tensão de entrada e que requerem ganho elevado de tensão, tais como os Sistemas Fotovoltaicos e as Células a Combustível. Quanto à característica de comutação, os interruptores são acionados mediante corrente e tensão nulas (ZC-ZVS) e desligados com tensão nula (ZVS). Já os diodos, apesar de apresentar melhorias dos efeitos da recuperação reversa, seus diodos ainda apresentam perdas de comutação. Uma vantagem dessa topologia é que os semicondutores não são submetidos a estresses adicionais de tensão. A Figura 1.25 ilustra a topologia apresentada. Com o intuito de verificar o funcionamento do conversor, foi montado um protótipo de 50 W com tensão de entrada de 24 V e tensão de saída de 200 V, a uma frequência de chaveamento de 110 kHz, obtendo 92,3 % de rendimento.

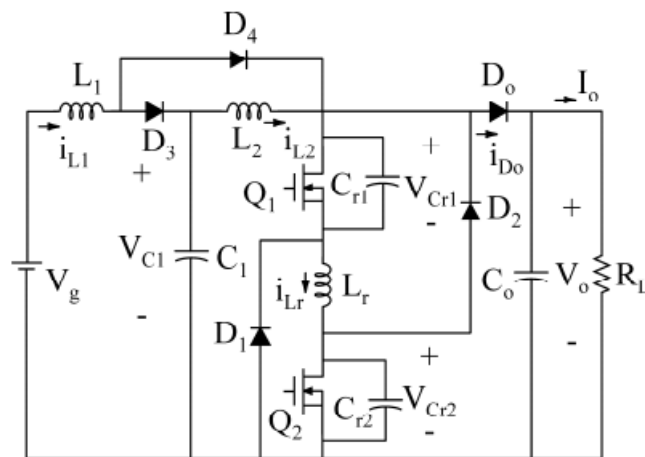


Figura 1.25 – Conversor Boost Quadrático ZC-ZVS PWM [58].

Mediante o exposto, a maioria das células de auxílio à comutação apresentadas necessitam de interruptores e outros componentes auxiliares, resultando em perdas adicionais de condução, elevação de custos, peso e volume, utilização de circuitos de gatilho e circuito de controle mais complexos. Com isso, optou-se avaliar o comportamento de duas células de auxílio à comutação sem interruptor adicional, associadas ao conversor Boost Quadrático.

1.3 - CONVERSORES PROPOSTOS

As Figuras 1.26 e 1.27 ilustram os conversores propostos Boost Quadrático SSS1 (*Soft Single Switched*) e SSS2, respectivamente.

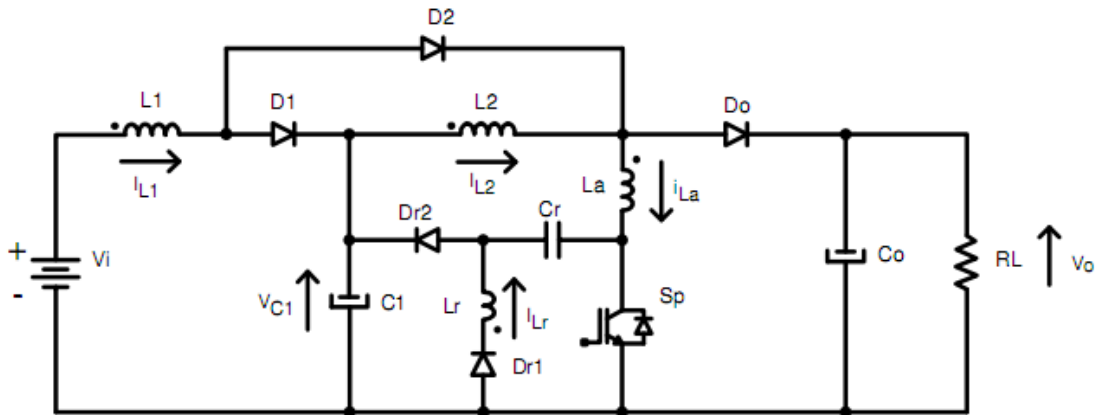


Figura 1.26 – Conversor Boost Quadrático SSS1 proposto.

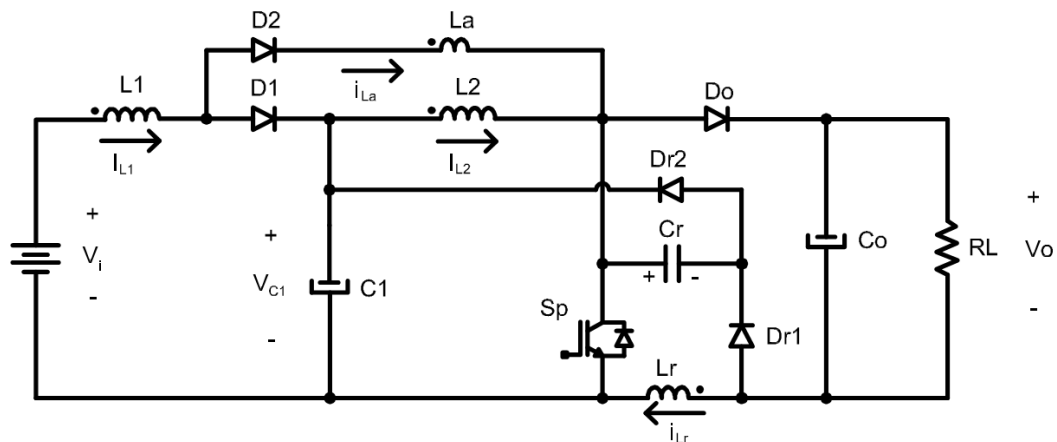


Figura 1.27 – Conversor Boost Quadrático SSS2 proposto.

Como pode ser visto, ambos os conversores possuem a mesma quantidade de elementos. A primeira topologia difere-se da segunda nas posições dos indutores L_a e L_r . Ambos os conversores apresentam dez etapas de operação e obtêm comutação suave em todos os semicondutores.

A utilização desse tipo de células de auxílio à comutação tem as seguintes vantagens:

- Eficiência elevada para uma larga faixa de operação;

- Redução de ruídos EMI e RFI;
- Redução de circuitos de controle e de gatilho;
- Mais simples de controlar, já que não afetam consideravelmente na dinâmica do conversor;
- Ocupam pouco espaço na placa;
- Facilita a detecção de defeitos e a manutenção dos circuitos;
- É mais robusto e barato que as demais células de auxílio à comutação;
- Obtém comutação suave em todos os semicondutores;
- Realiza a regeneração da energia consumida pela célula no capacitor intermediário, não alterando as características de corrente e de tensão na entrada do conversor, permitindo sua utilização em aplicações de MPPT em sistemas fotovoltaicos.

Em contrapartida, as células passivas apresentam estresses adicionais de tensão e de corrente em alguns semicondutores e, apresentam maior acúmulo de energia reativa no conversor, provocando elevação das perdas de condução e de magnetização. Apesar disso, a comparação entre técnicas de comutação suave para conversores PWM mostrou que as células passivas são mais eficientes na região de maior processamento de energia, enquanto que as células ativas são mais eficientes para baixas potências. No entanto, a pequena melhoria da eficiência nas células ativas é parcialmente anulada pelo aumento do consumo de energia proveniente dos circuitos adicionais de gatilho e de controle [60].

O tópico a seguir apresentará a organização do texto desta tese.

1.4 - ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho consiste de um total de oito capítulos. No Capítulo 1 foram apresentadas a introdução e estado da arte contendo objetivos, motivação, justificativa da pesquisa e as principais publicações relacionadas ao tema da pesquisa. No Capítulo 2 será apresentada a modelagem do conversor Boost Quadrático por Espaço de Estados Médio e de Pequenos Sinais para obtenção das funções de transferência da planta para o controle MPPT em malha fechada e dimensionamento dos valores médios das variáveis de estado, seguida da apresentação da técnica P&O e da especificação do arranjo fotovoltaico. No Capítulo 3 será apresentado o embasamento teórico do funcionamento de um inversor trifásico conectado à rede, utilizando a teoria P-Q de controle das potências instantâneas trifásicas, seguida de um exemplo de simulação. Nos Capítulos 4 e 5 serão apresentadas as análises qualitativas e quantitativas dos conversores com comutação suave propostos. No Capítulo 6 serão apresentados os roteiros de projeto e dimensionamento dos elementos dos circuitos de controle e de potência dos conversores. No capítulo 7 serão apresentados os resultados de simulação e experimentais, os quais serão confrontados com as análises matemáticas realizadas nos Capítulos 5 e 6. Por fim, o Capítulo 8 contém as conclusões gerais, sugestões para trabalhos futuros e as referências bibliográficas.

CAPÍTULO 2: MODELAGENS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO E APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo será apresentada a modelagem de um sistema de rastreamento de máxima potência (MPPT) de um arranjo fotovoltaico utilizando o conversor Boost Quadrático. Esse sistema será composto por um arranjo série de 8 painéis Kyocera KD135SX-UPU, totalizando 1080 W_p . Além de exercer a função de MPPT, o conversor Boost Quadrático também é responsável por elevar a tensão do arranjo para 400 V e disponibilizá-la ao barramento do inversor conectado à rede. O algoritmo Perturba & Observa será adotado como estratégia de controle MPPT do arranjo fotovoltaico, controlando-se a tensão de entrada do conversor Boost Quadrático. Para isso, serão elaborados três roteiros de projeto dos compensadores PI, PID e PID+*Notch* no Capítulo 6. Os resultados de simulação e experimentais serão apresentados no Capítulo 6.

2.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

Os métodos de modelagem têm como objetivo extrair as funções de transferência que determinam o comportamento estático e/ou dinâmico de um sistema linear invariante no tempo. Os espaços de estados são apenas uma maneira de escrever as equações diferenciais que descrevem o sistema. As derivadas das variáveis de estado são expressas como combinações lineares de entradas independentes do sistema e as próprias variáveis de estado. Desse modo, as equações de estado do sistema podem ser escritas na seguinte forma matricial:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A.x(t) + B.u(t) \\ y(t) &= C.x(t) + E.u(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

Onde:

- $x(t) \rightarrow$ Vetor de estados ;
- $\dot{x}(t) \rightarrow$ Derivada do vetor de estados ;
- $u(t) \rightarrow$ Vetor de entrada ;
- $A \rightarrow$ Matriz de sistema ;
- $B \rightarrow$ Matriz de entrada ;
- $C \rightarrow$ Matriz de saída ;
- $E \rightarrow$ Matriz de ação avante .

O número de variáveis de estado coincide com o número de elementos armazenadores de energia. Portanto, para o conversor Boost Quadrático, haverão quatro variáveis de estado:

- Corrente no indutor L_1 ($i_{L1}(t)$);
- Corrente no indutor L_2 ($i_{L2}(t)$);
- Tensão no capacitor C_1 ($v_{C1}(t)$);
- Tensão no capacitor C_2 ($v_{C2}(t)$).

2.2.1 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

Seja o circuito do conversor Boost Quadrático, representado pela Figura 2.1, considerando que se deseja controlar a tensão de saída.

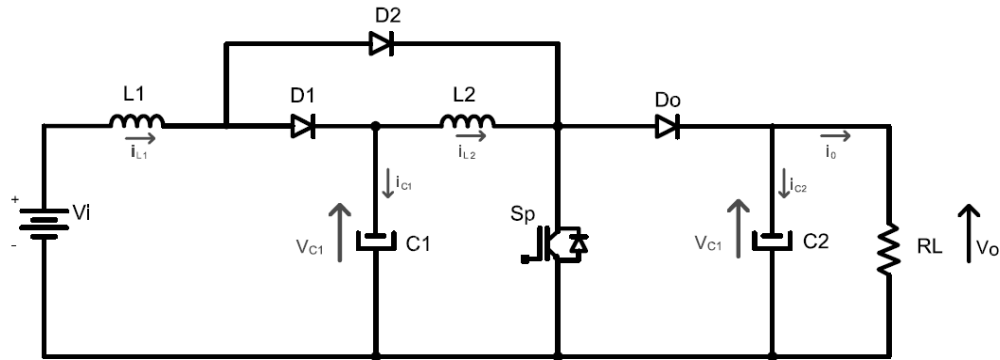


Figura 2.1 – Conversor Boost Quadrático com controle da tensão de saída.

As matrizes de sistema para chave fechada (A1) e chave aberta (A2) são dadas por:

$$A1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R.C2} \end{bmatrix} \quad A2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L2} & -\frac{1}{L2} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{1}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & -\frac{1}{R.C2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

As matrizes de entrada para a chave fechada (B1) e chave aberta (B2) são dadas por:

$$B1 = B2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Considerando que o conversor opere no modo de condução contínuo (CCM), as matrizes de sistema e de entrada podem ser representadas pelos seus valores médios:

$$A_{med} = A1.D + A2.(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-D)}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L2} & -\frac{(1-D)}{L2} \\ \frac{(1-D)}{C1} & -\frac{1}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)}{C2} & 0 & -\frac{1}{R.C2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$B_{med} = B1.D + B2.(1-D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Linearizando o sistema ao redor do ponto de operação, as derivadas das variáveis de estado nesse ponto tornam-se nulas. Assim, podemos obter os valores médios das variáveis de estado fazendo:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot V_i = \begin{bmatrix} i_{L1med} \\ i_{L2med} \\ v_{C1med} \\ v_{C2med} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_i}{R.(1-D)^4} \\ \frac{V_i}{R.(1-D)^3} \\ \frac{V_i}{(1-D)} \\ \frac{V_i}{(1-D)^2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Os valores médios das variáveis de estado serão utilizados no dimensionamento dos componentes na etapa de roteiro de projeto do conversor Boost Quadrático.

2.2.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA

Para a modelagem do conversor Boost Quadrático operando como um rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico, o circuito do conversor deve ser analisado conforme mostra a Figura 2.2.

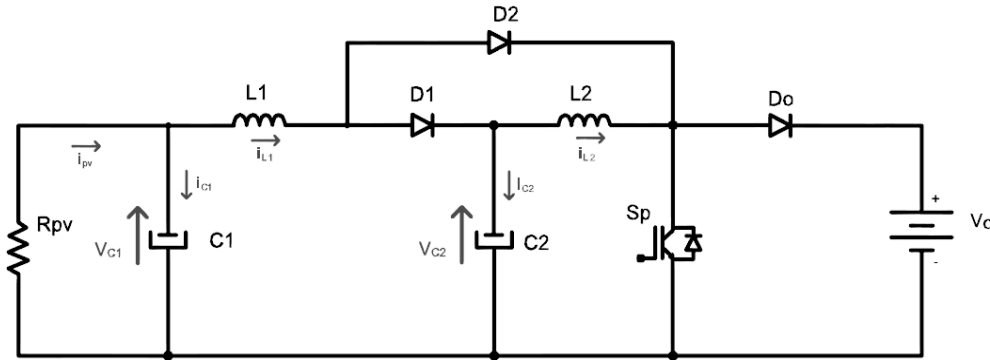


Figura 2.2 – Conversor Boost Quadrático para modelagem como rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico.

Conforme pode ser visto na Figura 2.2, a tensão de saída é considerada fixa (V_o) e a tensão de entrada deverá ser controlada por uma lógica de controle definida pelo algoritmo de rastreamento de máxima potência. A resistência R_{pv} representa a impedância de saída do arranjo fotovoltaico para a situação de máxima potência sob condições de insolação e temperatura padrões ($S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$).

As matrizes de sistema para chave fechada (A1) e chave aberta (A2) são dadas por:

$$A1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L2} \\ -\frac{1}{C1} & 0 & -\frac{1}{R_{pv} \cdot C1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L1} & -\frac{1}{L1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L2} \\ -\frac{1}{C1} & 0 & -\frac{1}{R_{pv} \cdot C1} & 0 \\ \frac{1}{C2} & -\frac{1}{C2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

As matrizes de entrada para a chave fechada (B1) e chave aberta (B2) são dadas por:

$$B1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Considerando que o conversor opere no modo de condução contínuo (CCM), as

matrizes de sistema e de entrada podem ser representadas pelos seus valores médios:

$$A_{med} = A1.D + A2.(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L1} & -\frac{(1-D)}{L1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L2} \\ -\frac{1}{C1} & 0 & -\frac{1}{R_{pv}.C1} & 0 \\ \frac{(1-D)}{C2} & -\frac{1}{C2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$B_{med} = B1.D + B2.(1-D) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{(1-D)}{L2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Linearizando o sistema ao redor do ponto de operação, as derivadas das variáveis de estado tornar-se-ão nulas. Assim, podemos obter os valores médios das variáveis de estado fazendo:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot V_o \quad (2.9)$$

É importante salientar que os valores médios das variáveis de estado obtidos nesta análise não serão utilizados no roteiro de projeto, entretanto, sendo utilizados os valores médios obtidos em (2.5).

Após serem determinados os valores médios das variáveis de estado, determina-se o modelo de pequenos sinais, perturbando as variáveis no ponto de operação. Considera-se que essas variáveis são compostas pelo seu valor médio e pelas pequenas perturbações ao redor desse ponto. Introduzem-se também perturbações na razão cíclica para a análise do modelo matemático. Portanto:

$$\begin{aligned}
x(t) &= X + \hat{x}(t) \\
u(t) &= U + \hat{u}(t) \\
d(t) &= D + \hat{d}(t) \\
d'(t) &= 1 - d(t) = D' - \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Seja:

$$B_d = [A1 - A2].X_{med} + [B1 - B2].V_o \tag{2.11}$$

Aplicando o modelo de pequenos sinais à equação de espaço de estados médio e fazendo as devidas simplificações e, em seguida, aplicando a transformada de Laplace na equação, resulta em:

$$\hat{X}(s) = (s.I - A_{med})^{-1} \cdot [B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s)] \tag{2.12}$$

Para obter as funções de transferência, será aplicado o princípio da superposição de efeitos. Primeiramente, considerar-se-á a perturbação na tensão de saída nula ($\hat{U}(s)=0$). Assim, as funções de transferência das perturbações das variáveis de estado em relação às perturbações na razão cíclica ($\hat{D}(s)$) resultarão em:

$$\begin{aligned}
\hat{X}(s) &= (s.I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \cdot \hat{D}(s) \\
\hat{G}_{xd}(s) &= \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (s.I - A_{med})^{-1} \cdot B_d = \begin{bmatrix} \hat{G}_{i_{L1}d} \\ \hat{G}_{i_{L2}d} \\ \hat{G}_{v_{C1}d} \\ \hat{G}_{v_{C2}d} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

A função de transferência da perturbação da corrente no indutor L₁ ($\hat{I}_{L1}(s)$) pela perturbação da razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{i_{L1}d} = \frac{V_o \cdot (D-1) \cdot \{2.R + [2.R^2 \cdot C1 - L2 \cdot (1-D)^2] \cdot s + [R \cdot C2 \cdot L2 - R \cdot C1 \cdot L2 \cdot (1-D)^2] \cdot s^2 + (R^2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot L2) \cdot s^3\}}{R \cdot \{R + [L1 + L2(1-D)^2] \cdot s + [R \cdot (C1 \cdot L1 + C2 \cdot L2 + C1 \cdot L2 \cdot (1-D)^2)] \cdot s^2 + (C2 \cdot L1 \cdot L2) \cdot s^3 + (R \cdot C1 \cdot C2 \cdot L1 \cdot L2) \cdot s^4\}} \tag{2.14}$$

A função de transferência da perturbação da corrente no indutor L₂ ($\hat{I}_{L2}(s)$) pela perturbação da razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{i_2 d} = \frac{V_o \cdot \{3.R.(1-D)^2 + [L1.(1-D)^2 + R^2.C2 + 2.R^2.C1.(1-D)^2].s + [R.C2.L1 + R.C1.L1.(1-D)^2].s^2 + (R^2.C1.C2.L1).s^3\}}{R.\{R + [L1 + L2.(1-D)^2].s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + (C2.L1.L2).s^3 + (R.C1.C2.L1.L2).s^4\}} \quad (2.15)$$

A função de transferência da perturbação da tensão no capacitor C_1 ($\hat{V}_{C_1}(s)$) pela perturbação da razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_{C_1} d} = \frac{V_o.(D-1).[2.R - L2.(1-D)^2.s + (R.C2.L2).s^2]}{R + [L1 + L2.(1-D)^2].s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + (C2.L1.L2).s^3 + (R.C1.C2.L1.L2).s^4} \quad (2.16)$$

A função de transferência da tensão no capacitor C_2 ($\hat{V}_{C_2}(s)$) pela perturbação na razão cíclica ($\hat{D}(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_{C_2} d} = \frac{V_o.\{-R^2 + [R.(-L1 + 2.L2.(1-D)^2)].s + [L1.L2.(1-D)^2 + C1.R^2.(-L1 + L2.(1-D)^2)].s^2 + [R.L1.L2.C1.(1-D)^2].s^3\}}{R.\{R + [L1 + L2.(1-D)^2].s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + (C2.L1.L2).s^3 + (C1.C2.L1.L2.R).s^4\}} \quad (2.17)$$

Em seguida, considerando a perturbação da razão cíclica nula ($\hat{D}(s) = 0$), as funções de transferência das perturbações das variáveis de estado em relação às perturbações da tensão de saída ($\hat{U}(s) = \hat{V}_0(s)$) são dadas por:

$$\hat{X}(s) = (s.I - A_{med})^{-1}.B_{med}.\hat{U}(s)$$

$$\hat{G}_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = (s.I - A_{med})^{-1}.B_{med} = \begin{bmatrix} \hat{G}_{i_1 V_0} \\ \hat{G}_{i_2 V_0} \\ \hat{G}_{V_{C_1} V_0} \\ \hat{G}_{V_{C_2} V_0} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

A função de transferência da perturbação da corrente no indutor L_1 ($\hat{I}_{L_1}(s)$) pela perturbação da tensão de saída ($\hat{V}_0(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{i_1 V_0} = -\frac{(1-D)^2.(C1.R.s + 1)}{R + [L1 + L2.(1-D)^2].s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + (C2.L1.L2).s^3 + (C1.C2.L1.L2.R).s^4} \quad (2.19)$$

A função de transferência da perturbação da corrente no indutor L_2 ($\hat{I}_{L_2}(s)$) pela perturbação na tensão de saída ($\hat{V}_0(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_0} = \frac{-(1-D)\{L2.(1-D)^2 + [R.(C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2]\}.s + (C2.L1.L2).s^2 + (C1.C2.L1.L2.R).s^3\}}{L2.\{R + [L1 + L2.(1-D)^2]\}.s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + (C2.L1.L2).s^3 + (C1.C2.L1.L2.R).s^4} \quad (2.20)$$

A função de transferência da perturbação da tensão no capacitor C_1 ($\hat{V}_{C_1}(s)$) pela perturbação da tensão de saída ($\hat{V}_0(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_{C_1}} = \frac{R.(1-D)^2}{R + [L1 + L2.(1-D)^2]\}.s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + (C2.L1.L2).s^3 + (R.C1.C2.L1.L2).s^4} \quad (2.21)$$

A função de transferência da perturbação da tensão no capacitor C_2 ($\hat{V}_{C_2}(s)$) pela perturbação da tensão de saída ($\hat{V}_0(s)$) é dada por:

$$\hat{G}_{V_{C_2}} = \frac{R.(1-D) + [L1.(1-D)].s + [R.C1.L1.(1-D)].s^2}{R + [L1 + L2.(1-D)^2]\}.s + [R.(C1.L1 + C2.L2 + C1.L2.(1-D)^2)].s^2 + [C2.L1.L2].s^3 + [R.C1.C2.L1.L2].s^4} \quad (2.22)$$

Deseja-se controlar a tensão de entrada do conversor boost quadrático com o intuito de extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico. Portanto, a função de transferência a ser utilizada será a $\hat{G}_{V_{C_1}d}$ expressa na equação (2.16).

2.3 - TÉCNICA DE CONTROLE DE MPPT: PERTURBA & OBSERVA (P&O)

Para avaliação do conversor Boost Quadrático em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, foi escolhido o método de rastreamento de máxima potência Perturba e Observa. O algoritmo básico do método P&O é apresentado na Figura 2.3.

Primeiramente é feita a leitura da tensão e corrente nos terminais do arranjo fotovoltaico. Em seguida, calcula-se a potência instantânea $P_{pv}(n) = V_{pv}(n) \cdot I_{pv}(n)$. Compara-se a potência no instante (n) com a potência calculada no instante anterior ($n-1$), extraindo a diferença de potência entre os dois instantes, dado por $\Delta P_{pv} = P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)$.

Variações positivas de potência ($\Delta P_{pv} > 0$) significam que a perturbação na tensão contribuiu para o aumento da potência gerada, logo, a próxima atualização ΔV será feita com o mesmo sinal.

Uma vez encontrado o ponto de máxima potência, a atualização seguinte acarretará um ΔP_{pv} negativo, portanto, a perturbação será dada em sentido contrário.

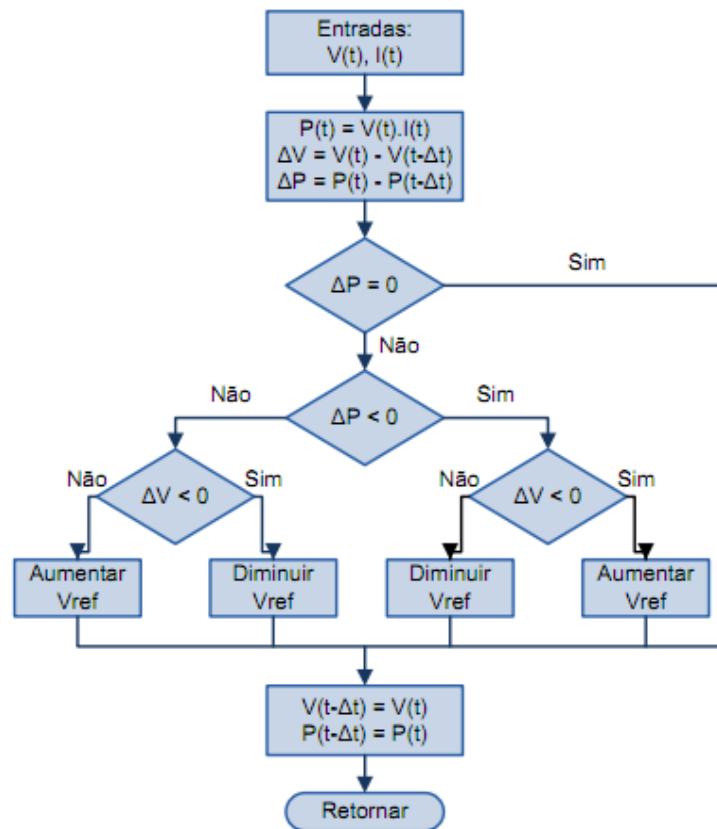
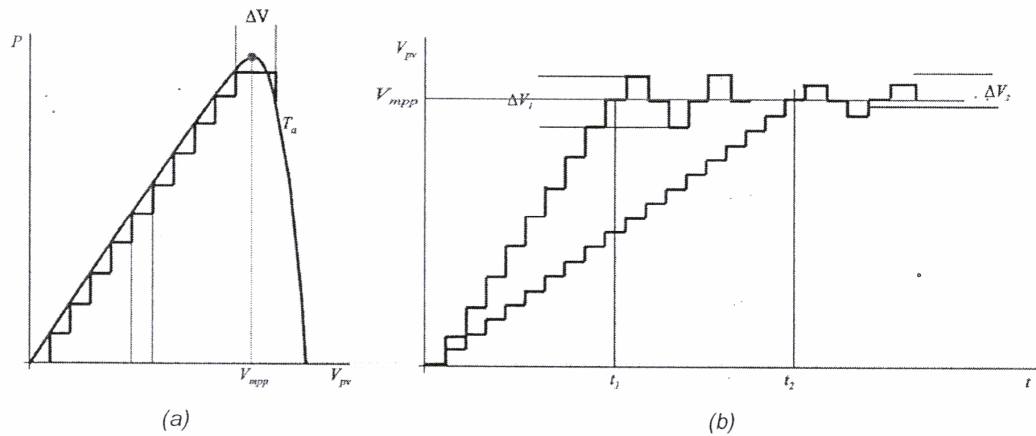


Figura 2.3 – Algoritmo MPPT P&O.

Apesar de ser uma técnica bastante utilizada, o P&O pode apresentar alguns problemas dinâmicos. O primeiro deles é o tamanho de passo utilizado, ou seja, o valor de incremento/decremento de tensão (ΔV) é constante deste quando o sistema inicia a busca do MPP até seu alcance. Essa situação é mostrada na Figura 2.4. Além disso, esse método também apresenta problemas de oscilação em torno do ponto de operação, dependendo do tamanho de passo de incremento. Quando o passo da perturbação imposto é grande, o sistema atinge o regime com maior velocidade (t_l), porém, com maiores oscilações de tensão (ΔV_l) em torno do ponto ótimo, acarretando em maiores perdas em regime permanente. Em contrapartida, quando o passo da perturbação imposto é pequeno, o sistema torna-se mais

lento (t_2). Todavia, ao atingir o regime permanente, proporciona menor variação na tensão do módulo (ΔV_2) em torno do MPP, reduzindo as perdas em regime permanente.



**Figura 2.4 – (a) Desempenho dinâmico do método P&O para passo ΔV .
(b) Comparação entre diferentes tamanhos de passo.**

Uma solução possível refere-se à utilização de passo variável, escolhendo-se de forma criteriosa uma variável que dimensione corretamente o tamanho do passo.

Adicionalmente, um terceiro problema ocorre quando há variações rápidas de radiação, conforme pode ser visto na Figura 2.5. Partindo-se do ponto A, se as condições atmosféricas permanecem aproximadamente constantes, a perturbação ΔV na tensão do módulo levará o sistema para o ponto B, resultando em uma diminuição da potência fornecida. Desta forma, a perturbação seguinte, será no sentido inverso e o sistema voltará ao ponto A.

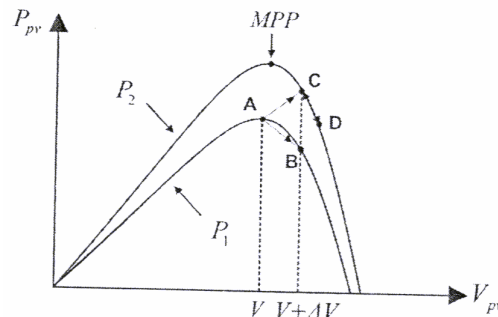


Figura 2.5 – Variações bruscas de radiação solar.

Por outro lado, se a radiação aumenta e a potência varia da curva P_1 para a curva P_2

dentro de um período de amostragem, o ponto de operação poderá se mover de A para C, culminando no aumento de potência ainda que o ponto de operação esteja se deslocando em sentido oposto ao MPP. Como o sinal de perturbação é mantido, no instante seguinte, o sistema irá perturbar com o mesmo sinal, levando a tensão do módulo para o ponto D, reduzindo a potência gerada e, posteriormente à próxima perturbação, retornando ao ponto C. Conseqüentemente, o sistema está em divergência em relação ao MPP, e assim, continuará à medida que a radiação aumentar.

2.3.1 - CÓDIGO P&O IMPLEMENTADO NO PSIM

O algoritmo P&O foi implementado utilizando o *Simplified C Block* do PSIM. Foi utilizado um degrau de 0,5 V de perturbação da tensão de referência e referência inicial de tensão de 141,6 V, que é a tensão de máxima potência resultante do arranjo de painéis. A frequência de amostragem da tensão e corrente da associação de painéis será determinada em função do tempo de acomodação da resposta do controlador de tensão, tendo como valor mínimo desejável uma frequência de atualização (f_{mppt}) de 100 Hz.

O código implementado está ilustrado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Código P&O implementado no *Simplified C Block* do PSIM

```
static float P = 0;
static float P_ant = 0;
static float V = 0;
static float I = 0;
static float V_ant = 0;
static float VRef = 141.6;
static float deltaV = 0.5;
static float erro_P = 0;
static float erro_V = 0;
V = x1;
I = x2;
P = V*I;
erro_P = P - P_ant;
erro_V = V - V_ant;
if (erro_P == 0){}
```

```

else{
  if (erro_P < 0){
    if(erro_V < 0)
      {VRef = VRef + deltaV;}
    else
      {VRef = VRef - deltaV;}
  }
  else{
    if(erro_V < 0) {VRef = VRef - deltaV;}
    else          {VRef = VRef + deltaV;}
  }
}
V_ant = V;
P_ant = P;
y1 = VRef;

```

2.4 - ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

A Tabela 2.2 mostra as especificações elétricas para condições de teste padrão ($S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$) dos painéis da Kyocera modelo KD135SX-UPU e suas características resultantes para o arranjo em série de 8 painéis instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência (NUPEP) do campus Santa Mônica da Universidade Federal de Uberlândia. O conversor Boost Quadrático será utilizado para fazer o rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico e elevar a tensão para $400 V_{cc}$.

Tabela 2.2 – Dados dos painéis e arranjo fotovoltaico.

Condições Padrão de Teste ($S = 1000 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$)		
Parâmetros:	1 Pannel	8 Painéis em série
P_{mp}	135 W	1080 W
V_{mp}	17,7 V	141,6 V
I_{mp}	7,63 A	7,63 A
V_{oc}	22,1 V	176,8 V
I_{sc}	8,37 A	8,37 A
K_{TC}	$5,02 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$ ou $6 \cdot 10^{-4} \text{ \%/}^\circ\text{C}$	$5,02 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$ ou $6 \cdot 10^{-4} \text{ \%/}^\circ\text{C}$
K_{TV}	$-8,0 \cdot 10^{-2} \text{ V/}^\circ\text{C}$ ou $-3,62 \cdot 10^{-3} \text{ \%/}^\circ\text{C}$	$-8,0 \cdot 10^{-2} \text{ V/}^\circ\text{C}$ ou $-3,62 \cdot 10^{-3} \text{ \%/}^\circ\text{C}$
Tolerância	$\pm 5\%$	$\pm 5\%$

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi feita a modelagem do conversor Boost Quadrático para controle da tensão de saída e posteriormente foi aplicada a técnica de Espaço de Estados Médio para obter as expressões de cálculo dos valores médios das variáveis de estado do sistema. Em seguida, foi feita a modelagem do conversor para o controle da tensão de entrada e aplicou-se a técnica de Pequenos Sinais com o intuito de obter as expressões das funções de transferência da planta.

Por fim, objetivando realizar o rastreamento da máxima potência de um sistema fotovoltaico composto por uma associação série de 8 painéis fotovoltaicos modelo KD135SX-UPU da Kyocera, foram descritas as características do arranjo fotovoltaico e o algoritmo da técnica Perturba e Observa.

No Capítulo 5 será apresentado o roteiro de projeto para os circuitos de potência e de controle do conversor Boost Quadrático e, no Capítulo 6, serão apresentados os resultados de simulação e experimentais para essa aplicação.

CAPÍTULO 3

INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo será avaliado o princípio de funcionamento de um Inversor Trifásico conectado à rede elétrica, utilizando a teoria P-Q de controle de potências instantâneas trifásicas. Desta forma, será feito um estudo das transformadas de Clarke e Park, a teoria P-Q e um exemplo de simulação utilizando um inversor trifásico conectado à rede.

3.2 - AS TRANSFORMADAS DE CLARKE, PARK E DQ0

A Transformação de Clarke é uma conversão algébrica de tensões ou correntes trifásicas em uma referência bifásica.

Fisicamente, ela transforma a máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica. Também é muito útil no estudo de transitórios de transformadores simétricos e reatores trifásicos. Um detalhe interessante é que a alimentação (correntes ou tensões) pode ser não-simétrica e não senoidal, desde que a máquina seja fisicamente simétrica.

Para sistemas a quatro fios (3F+N), a transformada de Clarke “desacopla” as componentes de seqüência zero das componentes α e β .

Como o acionamento das máquinas de indução trifásicas geralmente é feito por inversores, essa transformada torna-se uma ferramenta útil para o projeto do controle de corrente desses inversores trifásicos.

A transformada de Clarke diagonaliza as matrizes de impedâncias/admitâncias, fazendo com que um sistema de equações de tensão/corrente trifásico possa ser representado como três sistemas de equações de circuitos monofásicos.

A transformação de Park tem uma importância muito grande no estudo das máquinas elétricas. Consiste em uma transformação linear, dependente do tempo, que simplifica as equações das máquinas, introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas.

Fisicamente, ela transforma a máquina bifásica com enrolamentos estáticos fixos e enrolamentos rotóricos girantes em enrolamentos estáticos fixos e enrolamentos rotóricos pseudo-estacionários.

3.2.1 - A TRANSFORMADA DE CLARKE

A matriz de transformação direta de Clarke e a matriz de transformação inversa são definidas pelas expressões (3.1) e (3.2), respectivamente.

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.2.2 - A TRANSFORMADA DE PARK

As matrizes de transformação de Park aqui definidas têm como referência o rotor da máquina simétrica trifásica. As matrizes de transformação direta e inversa, aplicadas ao sistema de referência $\alpha\beta$, são definidas pelas expressões (3.3) e (3.4), respectivamente.

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \text{sen} \theta \\ 0 & -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ 0 & \text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.2.3 - A TRANSFORMADA abc-0dq

A transformada abc-0dq nada mais é do que a matriz resultante da multiplicação das matrizes de transformação de Clarke pela de Park [65].

$$T_{0dq} = C^{-1} = B^{-1} \cdot A^{-1}$$

$$T_{0dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \text{sen} \theta \\ 0 & -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Resolvendo (3.5), resulta:

$$T_{0dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Para fins didáticos de ilustração e verificação do funcionamento da Transformada abc-0dq, a expressão (3.6) foi implementada em um subcircuito no PSIM, conforme é mostrado na Figura 3.1. Note que a referência angular é calculada em graus.

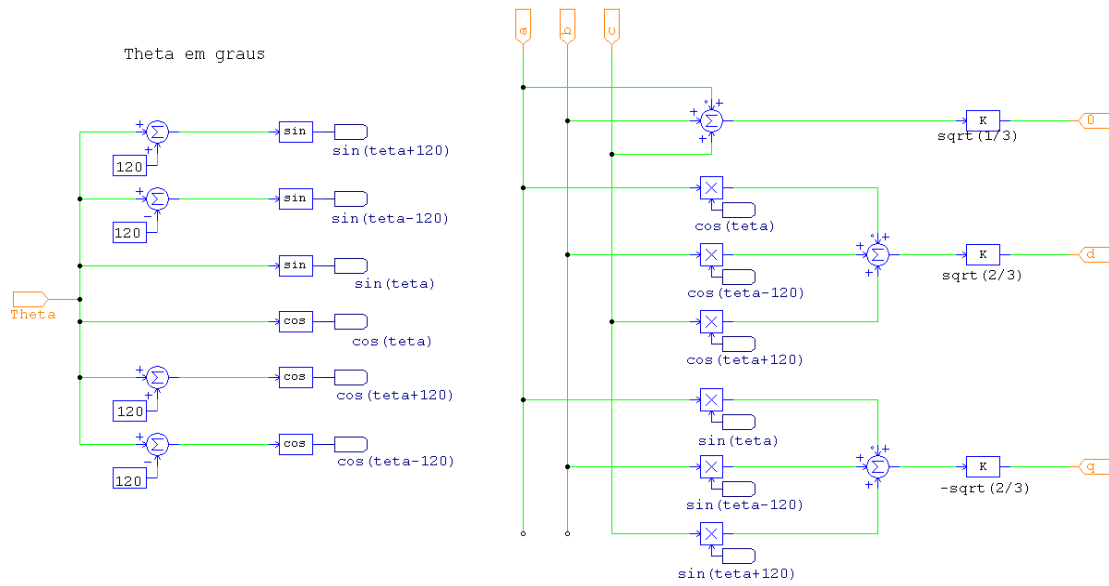


Figura 3.1 – Transformada abc-0dq implementada no PSIM®.

3.2.4 - A TRANSFORMADA 0dq-abc

Em [9] são demonstradas as condições para que a potência elétrica envolvida no processo seja invariante mediante uma transformação. Para que isso ocorra, a transformada deve ser ortogonal, ou seja, a matriz de transformação inversa deve ser igual à transposta da transformação direta. Dessa forma, a transformada inversa de (3.6) resulta em:

$$T_{0dq}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

O subcircuito implementado no PSIM é mostrado na Figura 3.2.

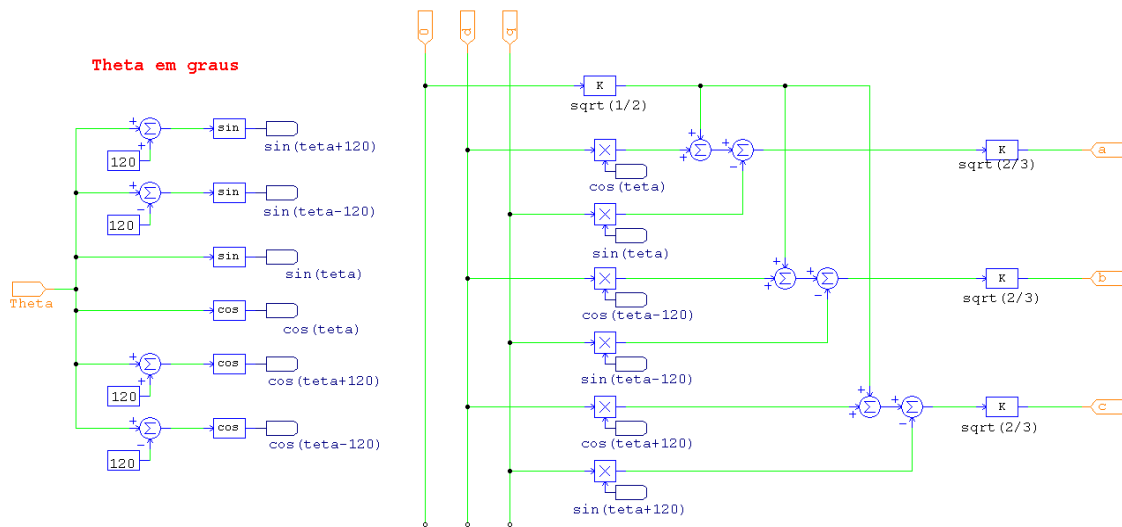


Figura 3.2 – Transformada 0dq-abc implementada no PSIM.

3.3 - A TEORIA P-Q E O INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE

Nesta sessão será feito um estudo da teoria P-Q, oriunda do Sistema Elétrico de Potência (SEP), com o intuito de controlar o fluxo de energia proveniente de um arranjo fotovoltaico utilizando um inversor trifásico conectado à rede.

3.3.1 - POTÊNCIA ELÉTRICA EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

A análise de circuitos trifásicos consiste na separação em três circuitos monofásicos, sendo que a potência total é calculada como três vezes a potência monofásica ou a soma das três separadamente. O significado físico das potências é admitido como sendo idêntico em ambos os casos, embora esta seja uma simplificação grosseira, especialmente em casos que envolvem conversores estáticos [66].

Em circuitos trifásicos, a potência reativa não descreve o mesmo fenômeno que em circuitos monofásicos. É errôneo afirmar que a potência reativa trifásica representa uma energia oscilando entre a fonte e a carga se todas as fases do sistema são consideradas [66]. Além disso, sistemas trifásicos a quatro fios podem apresentar desequilíbrios devido às

componentes de seqüência zero, que causam problemas desconhecidos em circuitos monofásicos.

3.3.1.1 - POTÊNCIA APARENTE TRIFÁSICA

Segundo as expressões (3.8) e (3.9), duas definições de potência aparente trifásica são freqüentemente usadas, mesmo em sistemas desequilibrados ou até não-senoidais [66], isto é, cálculos por fase e valor eficaz agregado, respectivamente.

$$S_{3\phi} = \sum_k S_k = \sum_k V_k \cdot I_k \quad (3.8)$$

$$S_{\Sigma} = \sqrt{\sum_k V_k} \cdot \sqrt{\sum_k I_k} \quad (3.9)$$

Onde: $k = (1, 2, 3)$; V_1, V_2 e V_3 são as tensões de fase e I_1, I_2 e I_3 são as correntes de linha.

Para um sistema equilibrado e senoidal, essas quantidades de potências são equivalentes, mas quando as condições são ou desequilibradas ou não-senoidais tem-se:

$$S_{\Sigma} \geq S_{3\phi} \quad (3.10)$$

Portanto, as potências S_{Σ} e $S_{3\phi}$ não caracterizam o sistema trifásico apropriadamente.

3.3.1.2 - POTÊNCIA ATIVA INSTANTÂNEA TRIFÁSICA

Até poucos anos atrás, todas as definições de potência possuíam como pré-condição que o sistema estivesse em regime permanente. Para o projeto de um conversor condicionador ativo de potência é imperativo estabelecer definições de potência que sejam válidas também durante os períodos transitórios.

“Para um sistema trifásico, com ou sem condutor neutro, a potência ativa instantânea trifásica descreve a energia total que flui por unidade de tempo entre dois subsistemas” [66], sendo dada por:

$$p_{3\phi}(t) = v_1(t) \cdot i_1(t) + v_2(t) \cdot i_2(t) + v_3(t) \cdot i_3(t) \quad (3.11)$$

3.3.1.3 - POTÊNCIA REATIVA INSTANTÂNEA TRIFÁSICA

“A potência reativa instantânea trifásica é composta por todas as parcelas das potências de fase que não contribuem para a potência ativa instantânea trifásica” [66]. A expressão (3.12) apresenta a equação que permite calcular esta potência.

$$q_{3\phi}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(v_1(t) - v_2(t)) \cdot i_3(t) + (v_2(t) - v_3(t)) \cdot i_1(t) + (v_3(t) - v_1(t)) \cdot i_2(t)] \quad (3.12)$$

Em [67] foi sugerida uma nova unidade para $q_{3\phi}(t)$, denominada “volt-ampère imaginário” (IVA).

3.3.1.4 - POTÊNCIA INSTANTÂNEA DEFINIDA NA BASE 0dq

As potências instantâneas definidas na base 0dq são a potência real $p(t)$, a potência imaginária $q(t)$ e a potência de seqüência zero $p_0(t)$. Estas são obtidas segundo a equação matricial:

$$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_d(t) & v_q(t) \\ 0 & v_q(t) & -v_d(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Portanto, a potência ativa instantânea trifásica é escrita na base 0dq pela expressão:

$$p_{3\phi}(t) = v_d(t) \cdot i_d(t) + v_q(t) \cdot i_q(t) + v_0(t) \cdot i_0(t) = p(t) + p_0(t) \quad (3.14)$$

Esta equação mostra que a potência ativa instantânea trifásica $p_{3\phi}(t)$ é sempre igual à soma da potência real $p(t)$ com a potência de seqüência zero $p_0(t)$.

Já a potência imaginária $q_{3\phi}(t)$, na base 0dq, é dada por:

$$q_{3\phi}(t) = v_q(t) \cdot i_d(t) - v_d(t) \cdot i_q(t) \quad (3.15)$$

Para um sistema com tensões equilibradas, a potência de seqüência zero é nula mesmo se houver correntes de seqüência zero. Se o sistema for completamente equilibrado, isto

implica possuir impedâncias de carga iguais, caso em que existirão apenas os termos p e q . Se a carga for composta por três resistências puras e iguais, tem-se apenas p .

3.4 - SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE

Com o intuito de demonstrar o princípio de funcionamento de um inversor trifásico bidirecional conectado à rede, utilizando a transformação $0dq$ para o controle do fluxo de potência ativa e reativa, foi feita a seguinte simulação no PSIM.

A Figura 3.3 mostra a topologia do inversor trifásico bidirecional e seus sensores de corrente (I_a , I_b e I_c) e de tensão (V_a , V_b e V_c).

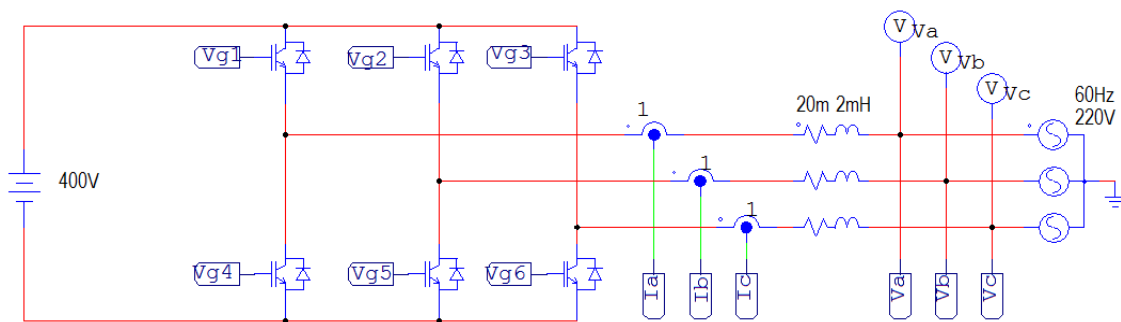


Figura 3.3 – Inversor trifásico conectado à barra infinita.

O sincronismo do inversor com a frequência da rede é feito por um PLL (*phase locked loop*). Esse circuito é responsável por extrair o ângulo de fase da tensão da rede, convertendo-o em uma forma de onda triangular cuja amplitude é o valor do ângulo de fase da rede, dado em graus ou em radianos. Essa referência de fase é utilizada nos blocos das transformações $abc-0dq$ e $0dq-abc$ para o sincronismo do circuito de controle.

Para fins de simplificação da simulação e emular o PLL no circuito, utilizou-se uma onda triangular com *duty cycle* igual a um (onda dente-de-serra), frequência de 60 Hz e amplitude de 360° , já que a referência angular das transformadas utilizadas está em graus e a tensão da rede está sendo considerada como uma barra infinita, ou seja, ideal.

A Figura 3.4 ilustra o emulador de referência angular (emulador PLL), o sensoriamento de tensão e de corrente e as suas respectivas transformações para os eixos d-q.

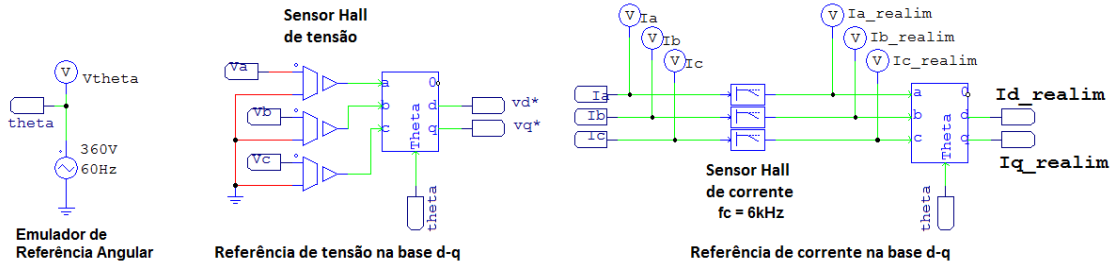


Figura 3.4 – Emulador PLL, sensores de tensão e de corrente e transformação para a base d-q.

A Figura 3.5 ilustra o bloco de cálculo das potências ativa e reativa instantânea trifásica, conforme as expressões (3.14) e (3.15).

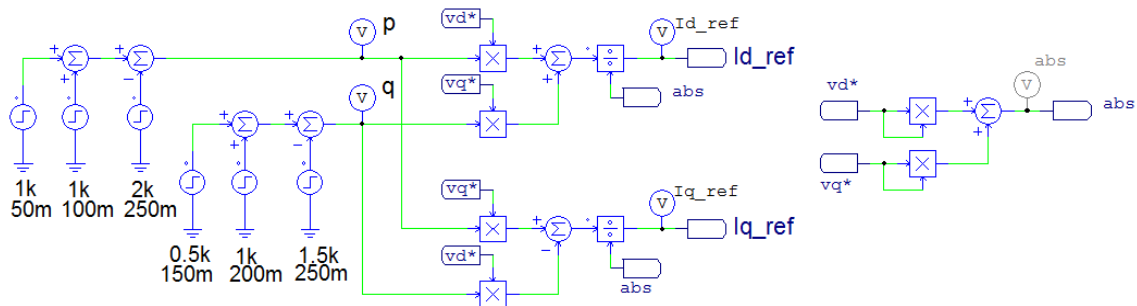


Figura 3.5 – Cálculo das potências ativa e reativa na base d-q.

Note que os valores das potências ativa e reativa instantânea trifásica são definidos pelo usuário, os quais são convertidos em valores de referência de corrente em quadratura (i_{d_ref} e i_{q_ref}). Essas variáveis são obtidas isolando-se i_d e i_q nas expressões (3.14) e (3.15), o que resulta em:

$$i_d = \frac{p \cdot v_d + q \cdot v_q}{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.16)$$

$$i_q = \frac{p \cdot v_q - q \cdot v_d}{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.17)$$

Uma vez gerados os valores de referência das correntes em quadratura (i_{d_ref} e i_{q_ref}), estas são subtraídas das correntes medidas (i_{d_realim} e i_{q_realim}) para gerar tensões de erro que,

em seguida, passarão pelos blocos dos controladores PI (vale ressaltar que, no sistema d-q, os controladores PI são idênticos tanto no eixo direto quanto no eixo em quadratura). Em seguida, aplica-se a transformada 0dq-abc, gerando as referências de corrente para o bloco da modulação PWM (I_{ref_a} , I_{ref_b} e I_{ref_c}). A Figura 3.6 ilustra o bloco de controle das correntes na base d-q e a Figura 3.7 ilustra o bloco da modulação PWM com frequência de chaveamento de 25 kHz.

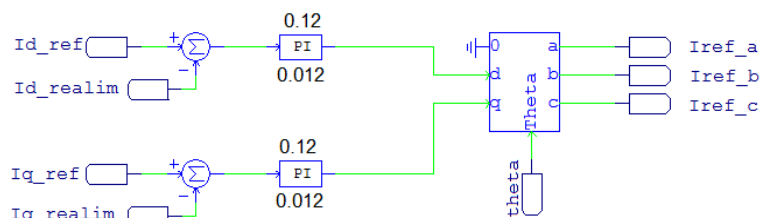


Figura 3.6 – Bloco dos controladores PI das correntes na base d-q.

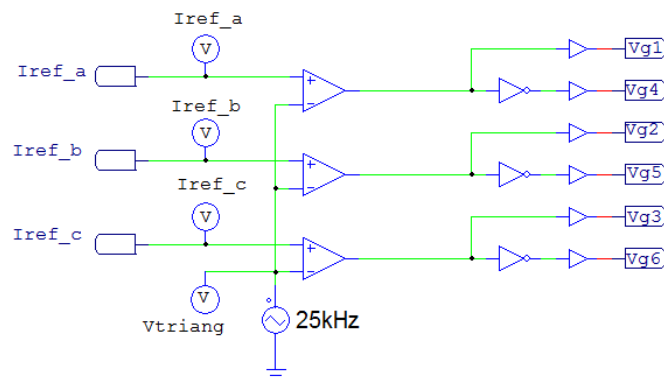


Figura 3.7 – Estágio da modulação PWM.

A Figura 3.8 ilustra o bloco de cálculo da resposta de potência ativa e reativa instantânea do conversor para a verificação da simulação.

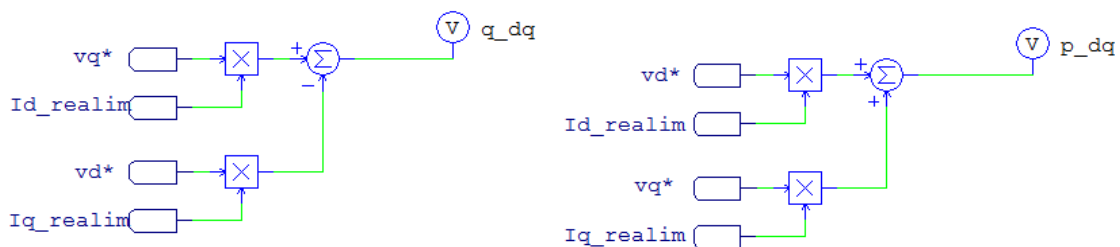


Figura 3.8 – Cálculo das respostas obtidas das potências real e imaginária instantânea trifásicas.

Por fim, a Figura 3.9 ilustra os resultados de simulação do inversor trifásico. As formas de onda das variáveis “ p ” e “ q ”, representadas em vermelho, são as variáveis impostas pelo controle (Figura 3.5). As formas de onda das variáveis “ p_{dq} ” e “ q_{dq} ”, representadas na cor azul, são as respostas obtidas pelo sistema (Figura 3.8). Note as respostas obtidas são muito rápidas e não apresentam oscilações mediante variações bruscas na imposição das variáveis p e q . Analisando a forma de onda das correntes injetadas na rede, nota-se que as variações de amplitude e fase das correntes também são muito rápidas e sem oscilações, comprovando a robustez do controle P-Q.

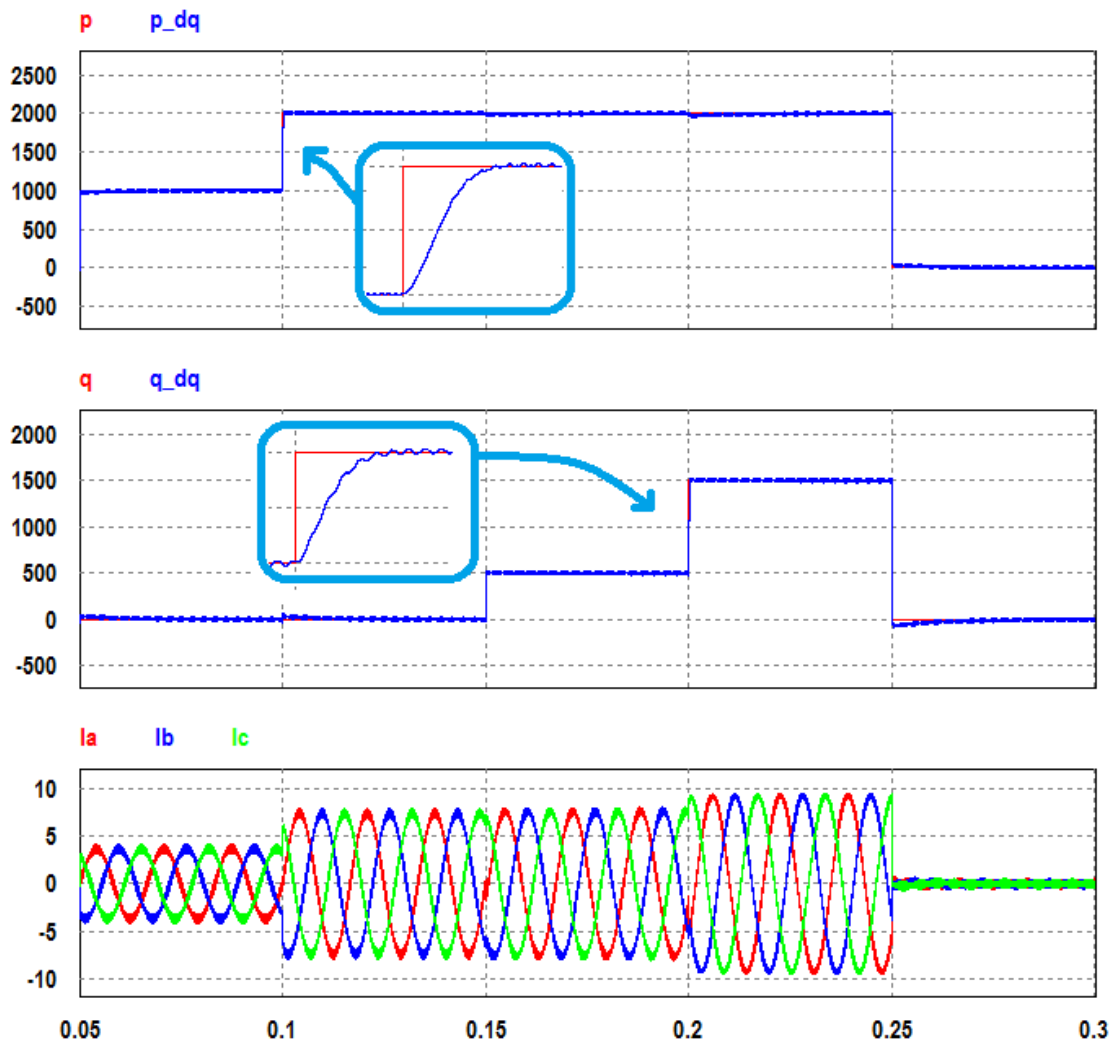


Figura 3.9 – Resultado de simulação do inversor trifásico conectado à rede.

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou um breve embasamento teórico e um exemplo de simulação de um inversor trifásico conectado à rede utilizando a técnica de controle de potência ativa e reativa instantânea trifásica.

Adaptando-se esse exemplo, pode-se criar uma malha de controle da tensão do barramento CC do inversor com o intuito de traduzir o fluxo de energia fornecido pelo arranjo fotovoltaico, entregue na saída do conversor Boost Quadrático, em valor de potência ativa instantânea trifásica.

Para a aplicação do inversor em sistemas fotovoltaicos, desabilitar-se-á a malha de cálculo de potência reativa instantânea trifásica reduzindo-se a complexidade do controle. Além disso, para otimizar o tempo de simulação, as transformações d-q utilizadas nesse capítulo serão substituídas pelos blocos de transformação do PSIM. Com isso, algumas alterações escalares deverão ser feitas no circuito de controle, devido à não ortogonalidade das matrizes utilizadas nos blocos de transformadas do PSIM. Ademais, o valor da amplitude da dente-de-serra do PLL deve ser alterado de 360 V para 2π , pois os cálculos internos da transformada são dados em radianos.

Essas e outras alterações serão detalhadas no Capítulo 7, quando o sistema fotovoltaico completo conectado à rede for simulado. Dessa forma, poderá ser avaliado o comportamento do algoritmo MPPT aplicado ao conversor Boost Quadrático mediante as perturbações na tensão de saída oriundas da dinâmica do inversor.

- A fonte de tensão de entrada é considerada ideal (V_i);
- Os filtros capacitivos C_1 e C_o são grandes o suficiente para que sejam considerados como fontes de tensão constantes (V_{C1} e V_o);
- Os indutores L_1 e L_2 são grandes o suficiente para que suas correntes sejam consideradas constantes (I_{L1} e I_{L2});
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;
- O interruptor (S_p) é bidirecional em corrente.

4.2.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]

Inicia-se com o fechamento do interruptor S_p . O indutor L_a assume linearmente a corrente do diodo D_o até atingir o valor de I_{L2} . Simultaneamente, inicia-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . Esta etapa termina com o bloqueio do diodo D_o . O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 4.2.

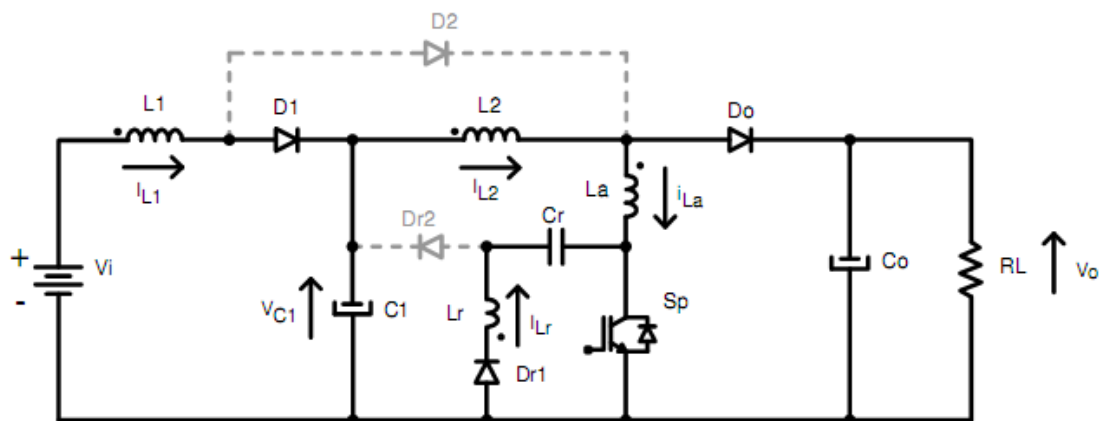


Figura 4.2 – Primeiro estágio de operação.

4.2.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]

Esta etapa inicia-se com o bloqueio do diodo D_o . O indutor L_a sofre carga linear de corrente com tensão constante igual a V_{C1} , de tal forma que o diodo D_2 assume linearmente a corrente que estava passando pelo diodo D_1 . Simultaneamente, continua-se a ressonância

entre o indutor L_r e o capacitor C_r . Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_a atinge o valor de $I_{L1} + I_{L2}$ e o diodo D_1 é bloqueado. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 4.3.

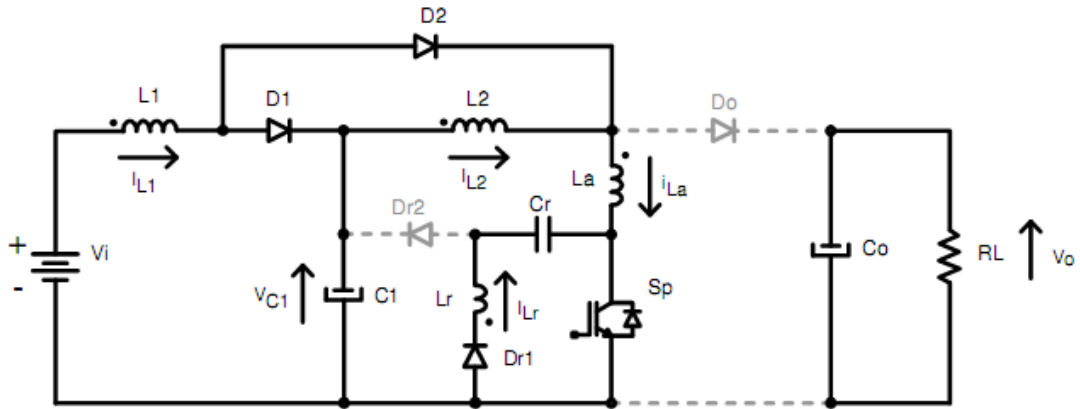


Figura 4.3 – Segundo estágio de operação.

4.2.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$]

Esta etapa tem início no momento em que o indutor L_a assume completamente as correntes dos indutores L_1 e L_2 , resultando no bloqueio do diodo D_1 . A ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r continua até que a tensão V_{Cr} atinja o valor de $-V_{C1}$, fazendo com que o diodo D_{r2} entre em condução, finalizando esta etapa. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 4.4.

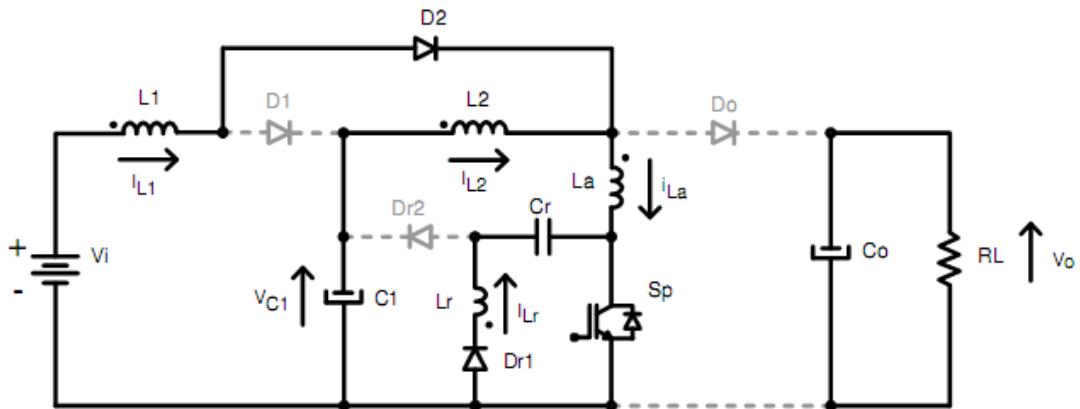


Figura 4.4 – Terceiro estágio de operação.

4.2.4 - QUARTO ESTÁGIO $[\Delta t_4 = t_4 - t_3]$

Esta etapa inicia-se com a entrada de condução do diodo D_{r2} . A energia armazenada no indutor L_r durante a ressonância é transferida para o capacitor C_1 na forma de descarga linear de corrente com tensão constante. Esta etapa termina quando é cessada a corrente em L_r , bloqueando o diodo D_{r2} . O circuito formado por esta etapa está ilustrado na Figura 4.5.

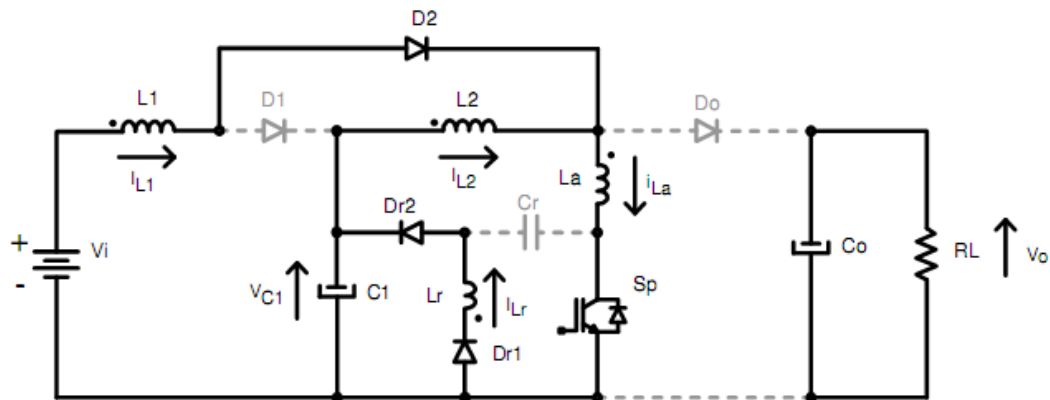


Figura 4.5 – Quarto estágio de operação.

4.2.5 - QUINTO ESTÁGIO $[\Delta t_5 = t_5 - t_4]$

Esta etapa inicia-se quando a corrente no indutor L_r torna-se nula. É a etapa característica PWM de armazenamento de energia, durante a qual L_1 e L_2 recebem energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente. A etapa termina quando o interruptor S_p é desligado. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 4.6.

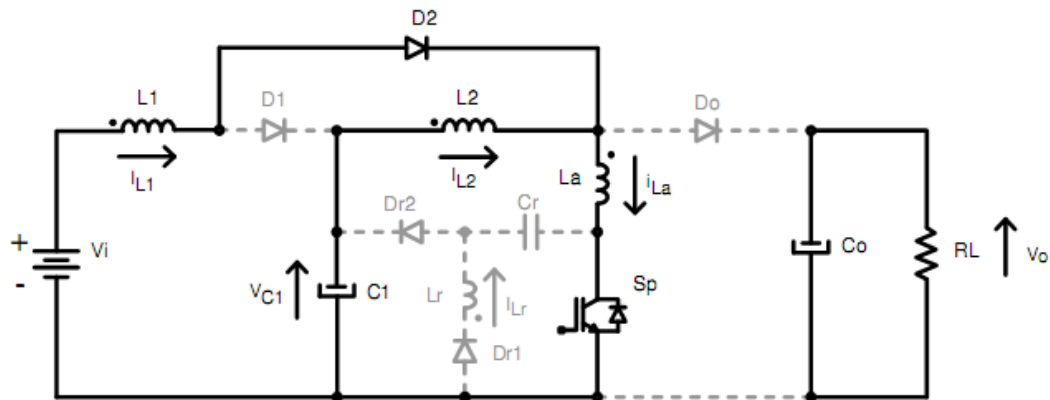


Figura 4.6 – Quinto estágio de operação.

4.2.8 - OITAVO ESTÁGIO $[\Delta t_8 = t_8 - t_7]$

Nesta etapa ocorre carga linear de tensão do capacitor C_r com corrente constante I_{L2} . Inicia-se com o bloqueio do diodo D_2 e finda quando a tensão em C_r atinge o valor de $V_o - V_{C1}$. É importante salientar que este estágio somente existirá se a tensão em C_r , no instante t_7 , for inferior a $V_o - V_{C1}$. O circuito formado por esta etapa está ilustrado na Figura 4.9.

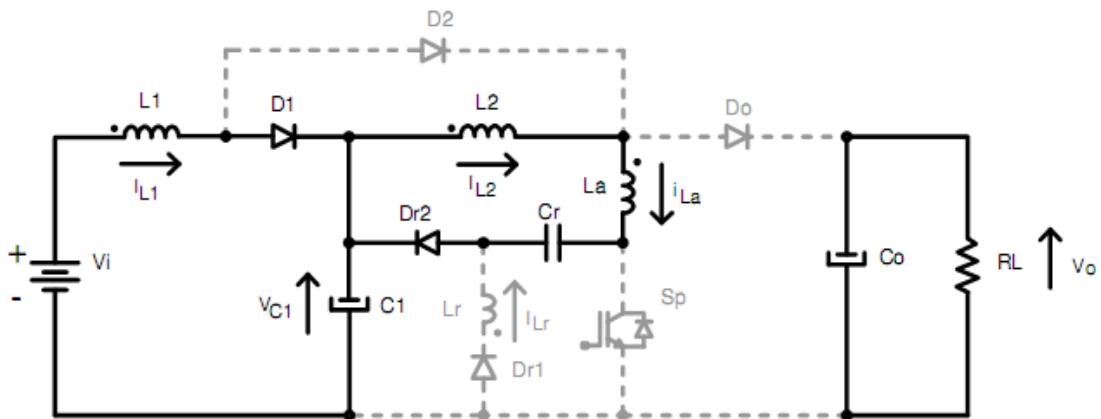


Figura 4.9 – Oitavo estágio de operação.

4.2.9 - NONO ESTÁGIO $[\Delta t_9 = t_9 - t_8]$

Nesta etapa ocorre outra ressonância entre L_a e C_r , de tal forma que a corrente em C_r decresce até se extinguir, enquanto que o diodo D_o assume essa corrente até atingir o valor de I_{L2} . O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 4.10.

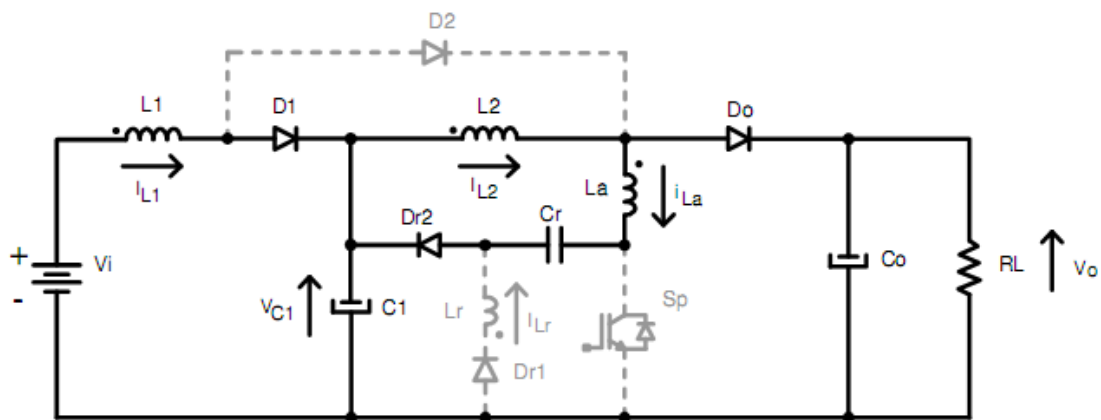


Figura 4.10 – Nono estágio de operação.

4.2.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_0 - t_9$]

Esta é a etapa característica PWM de transferência de energia, onde a energia armazenada no campo magnético dos indutores L_1 e L_2 é transferida aos capacitores C_1 e C_o , respectivamente. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 4.11.

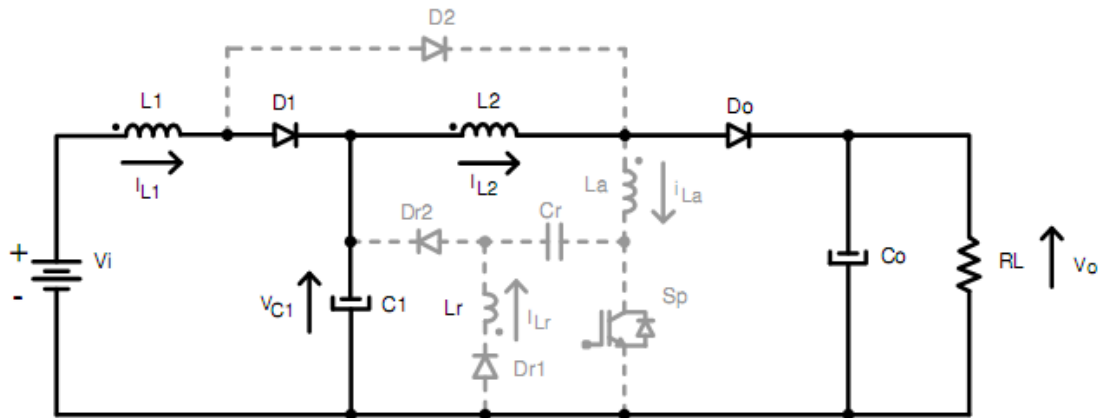


Figura 4.11 – Décimo estágio de operação.

4.2.11 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

Das etapas de operação, em regime permanente, obtêm-se as seguintes formas de onda ilustradas na Figura 4.12.

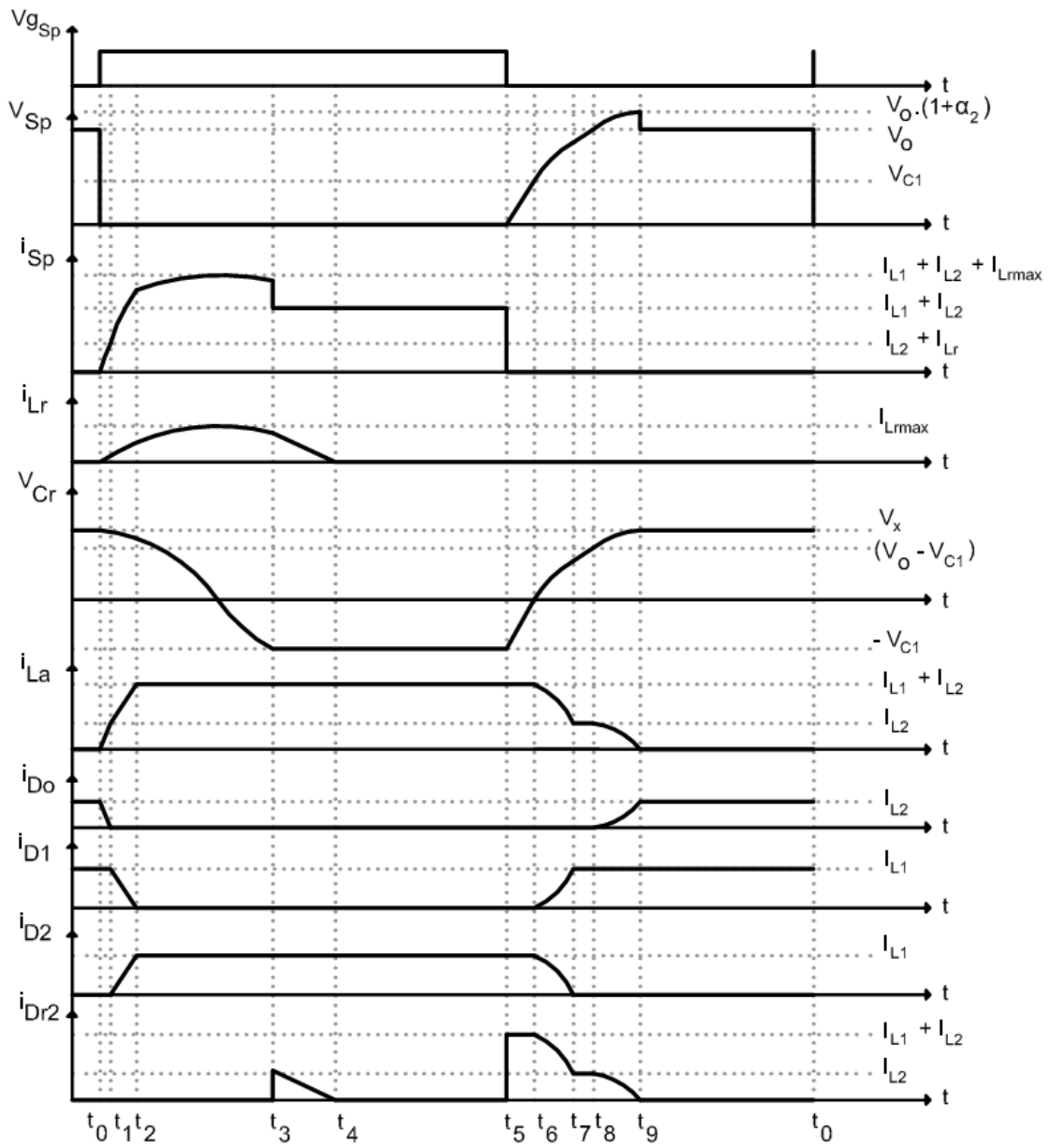


Figura 4.12 – Formas de onda teóricas em regime permanente.

4.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com base na análise qualitativa realizada anteriormente, pode-se desenvolver o equacionamento das etapas de funcionamento do conversor.

Na análise quantitativa são determinados os intervalos de tempo (Δt_n) referentes aos estágios de operação do conversor, os planos de fase dos elementos ressonantes, o ganho estático, a quantificação dos esforços dos semicondutores e as curvas de operação do conversor. Por definição, tem-se:

$$T = 1 / f \quad (4.1)$$

$$\omega = 2.\pi.f \quad (4.2)$$

$$\omega_r = 1 / \sqrt{L_r.C_r} \quad (4.3)$$

$$\omega_a = 1 / \sqrt{L_a.C_r} \quad (4.4)$$

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_r} \quad (4.5)$$

$$Z_a = \sqrt{L_a / C_r} \quad (4.6)$$

$$G_1 = V_{C1} / V_i \quad (4.7)$$

$$G_2 = V_o / V_{C1} \quad (4.8)$$

$$G = V_o / V_i \quad (4.9)$$

$$I_o = I_{L1} / G \quad (4.10)$$

$$\alpha_1 = I_{L1}.Z_a / V_{C1} \quad (4.11)$$

$$\alpha_2 = I_{L2}.Z_a / V_o \quad (4.12)$$

$$\alpha_3 = \frac{(I_{L1} + I_{L2}).Z_a}{V_{C1}} \quad (4.13)$$

$$V_x = V_o(1 + \alpha_2) - V_{C1} \quad (4.14)$$

$$K_1 = V_{C1} / V_x \quad (4.15)$$

$$K_2 = I_{L2} / (I_{L1} + I_{L2}) \quad (4.16)$$

A seguir, serão analisados matematicamente os dez estágios de operação do conversor.

4.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]

O circuito equivalente da primeira etapa de operação está ilustrado na Figura 4.2. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{L_a}(t_0) = 0 \quad (4.17)$$

$$i_{D_o}(t_0) = I_{L_2} \quad (4.18)$$

$$i_{L_r}(t_0) = 0 \quad (4.19)$$

$$i_{S_p}(t_0) = 0 \quad (4.20)$$

$$v_{C_r}(t_0) = V_x \quad (4.21)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L_1}(t) = V_i - V_{C_1} \quad (4.22)$$

Como o diodo D_o e o interruptor S_p estão conduzindo, a tensão em L_a é:

$$v_{L_a}(t) = V_o \quad (4.23)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , D_o e C_o , têm-se:

$$v_{L_2}(t) = V_{C_1} - V_o \quad (4.24)$$

As expressões (4.22) e (4.24) representam que os indutores L_1 e L_2 estão fornecendo energia para C_1 e C_o , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio de transferência de energia.

A equação de tensão no indutor L_a é dada por:

$$v_{L_a}(t) = L_a \cdot \frac{di_{L_a}(t)}{dt} \quad (4.25)$$

Substituindo (4.23) em (4.25) e resolvendo-a, resulta em:

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_o}{L_a} \cdot t \quad (4.26)$$

Quando $t = \Delta t_1$, a corrente no indutor L_a é:

$$i_{L_a}(t_1) = I_{L_2} \quad (4.27)$$

Substituindo (4.27) em (4.26) e isolando Δt_1 , encontra-se:

$$\Delta t_1 = \frac{I_{L2} \cdot L_a}{V_o} \quad (4.28)$$

Substituindo (4.4) e (4.12) em (4.29), resulta:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha_2}{\omega_a} \quad (4.29)$$

Analisando o nó formado por L_2 , D_o e L_a , tem-se:

$$I_{L2} = i_{D_o}(t) + i_{L_a}(t) \quad (4.30)$$

Substituindo (4.26) em (4.30), encontra-se:

$$i_{D_o}(t) = I_{L2} - \frac{V_o}{L_a} \cdot t \quad (4.31)$$

Analisando a malha ressonante formada por D_{r1} , L_r , C_r e S_p , no instante em que o interruptor S_p entra em condução, inicia-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . A equação da malha de tensão do circuito é dada por:

$$L_r \cdot \frac{di_{L_r}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{L_r}(t) \cdot dt - v_{C_r}(t_0) = 0 \quad (4.32)$$

Substituindo (4.21) em (4.32) e aplicando-se a transformada de Laplace, resulta em:

$$L_r \cdot s \cdot I_{L_r}(s) + \frac{1}{C_r \cdot s} \cdot I_{L_r}(s) = \frac{V_x}{s} \quad (4.33)$$

Isolando $I_{L_r}(s)$ na expressão (4.33), tem-se:

$$I_{L_r}(s) = \frac{V_x}{L_r} \cdot \left[\frac{1}{s^2 + \omega_r^2} \right] \quad (4.34)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (4.34) e substituindo (4.5), obtém:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (4.35)$$

A tensão no capacitor é dada por:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{L_r}(t) \cdot dt - v_{C_r}(t_0) \quad (4.36)$$

Substituindo (4.21) e (4.35) em (4.36) e resolvendo a integral, resulta em:

$$v_{Cr}(t) = V_x \cdot \cos(\omega_r \cdot t) \quad (4.37)$$

A corrente no interruptor S_p é dada por:

$$i_{Sp}(t) = i_{La}(t) + i_{Lr}(t) \quad (4.38)$$

Substituindo (4.26) e (4.35) em (4.38), tem-se:

$$i_{Sp}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) + \frac{V_o}{L_a} \cdot t \quad (4.39)$$

4.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]

O circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento está representado na Figura

4.3. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_1) = I_{L2} \quad (4.40)$$

$$i_{Do}(t_1) = 0 \quad (4.41)$$

$$i_{Lr}(t_1) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot \Delta t_1) \quad (4.42)$$

$$i_{Sp}(t_1) = I_{L2} + \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot \Delta t_1) \quad (4.43)$$

$$i_{D1}(t_1) = I_{L1} \quad (4.44)$$

$$i_{D2}(t_1) = 0 \quad (4.45)$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_x \cdot \cos(\omega_r \cdot \Delta t_1) \quad (4.46)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (4.47)$$

Analisando a malha formada por C_1 , D_1 , D_2 , L_a e S_p , têm-se:

$$v_{La}(t) = V_{C1} \quad (4.48)$$

Substituindo (4.40) e (4.48) em (4.25) e resolvendo-a, encontra-se:

$$i_{La}(t) = \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t + I_{L2} \quad (4.49)$$

Analisando a malha formada por D_1 , D_2 e L_2 , tem-se:

$$v_{L2}(t) = 0 \quad (4.50)$$

A expressão (4.47) indica que o indutor L_1 está transferindo energia ao capacitor C_1 . Já a expressão (4.50) indica que o indutor L_2 não está acumulando nem transferindo energia, ou seja, a corrente em L_2 é constante.

Quando $t = \Delta t_2$, a corrente no indutor L_a é:

$$i_{L_a}(t_2) = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.51)$$

Fazendo $t = \Delta t_2$, substituindo (4.51) em (4.49) e isolando Δt_2 , encontra-se:

$$\Delta t_2 = \frac{I_{L1}}{V_{C1}} \cdot L_a \quad (4.52)$$

Substituindo (4.4) e (4.11) em (4.52), tem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha_1}{\omega_a} \quad (4.53)$$

Analisando o nó formado por L_2 , D_2 e L_a , tem-se:

$$i_{L_a}(t) = I_{L2} + i_{D2}(t) \quad (4.54)$$

Substituindo (4.49) em (4.54) e isolando $i_{D2}(t)$, tem-se:

$$i_{D2}(t) = \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t \quad (4.55)$$

Analisando o nó formado por L_1 , D_1 e D_2 , tem-se:

$$I_{L1} = i_{D1}(t) + i_{D2}(t) \quad (4.56)$$

Substituindo (4.55) em (4.56) e isolando $i_{D1}(t)$, tem-se:

$$i_{D1}(t) = I_{L1} - \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t \quad (4.57)$$

A expressão da corrente no indutor L_r é dada por:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + t)] \quad (4.58)$$

A corrente no interruptor S_p é dada por:

$$i_{Sp}(t) = i_{Lr}(t) + i_{La}(t) \quad (4.59)$$

Substituindo (4.58) e (4.49) em (4.59), resulta:

$$i_{Sp}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + t)] + \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t + I_{L2} \quad (4.60)$$

4.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$]

O circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento está representado na Figura

4.4. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_2) = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.61)$$

$$i_{Lr}(t_2) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \quad (4.62)$$

$$i_{Sp}(t_2) = I_{L1} + I_{L2} + \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \quad (4.63)$$

$$i_{D1}(t_2) = 0 \quad (4.64)$$

$$i_{D2}(t_2) = I_{L1} \quad (4.65)$$

$$v_{Cr}(t_2) = V_x \cdot \cos[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \quad (4.66)$$

A tensão induzida no indutor L_a é nula, conforme (4.67):

$$v_{La}(t) = 0 \quad (4.67)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (4.68)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (4.69)$$

As expressões (4.68) e (4.69) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

Analisando a malha formada por C_r , S_p , D_{r1} e L_r , quando a tensão em C_r atingir o valor

de $-V_{C1}$, o diodo D_{r2} entra em condução, iniciando a quarta etapa de operação. Assim, encontra-se Δt_3 fazendo $t = (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$ na expressão (4.37):

$$\begin{aligned} -V_{C1} &= V_x \cdot \cos[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)] \\ \arccos(-V_{C1} / V_x) &= \omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \\ \Delta t_3 &= \frac{1}{\omega_r} \cdot \arccos\left(-\frac{V_{C1}}{V_x}\right) - (\Delta t_1 + \Delta t_2) \end{aligned} \quad (4.70)$$

Substituindo (4.15), (4.29) e (4.53) em (4.70), tem-se:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} \arccos(-K_1) - \frac{1}{\omega_a} (\alpha_1 + \alpha_2) \quad (4.71)$$

A corrente no indutor L_r é dada por:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + t)] \quad (4.72)$$

A corrente no indutor L_a é constante, dada por:

$$i_{L_a}(t) = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.73)$$

Analisando o nó formado por L_a , C_r e S_p , tem-se:

$$i_{S_p}(t) = i_{L_r}(t) + i_{L_a}(t) \quad (4.74)$$

Substituindo (4.72) e (4.73) em (4.74), resulta em:

$$i_{S_p}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + t)] + I_{L1} + I_{L2} \quad (4.75)$$

4.3.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]

O circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento está representado na Figura

4.5. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{L_r}(t_3) = \frac{V_x}{Z_r} \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)] = \frac{V_x}{Z_r} \sqrt{1 - K_1^2} \quad (4.76)$$

$$i_{S_p}(t_{3-}) = I_{L_1} + I_{L_2} + i_{L_r}(t_3) \quad (4.77)$$

$$i_{S_p}(t_{3+}) = I_{L_1} + I_{L_2} \quad (4.78)$$

$$v_{C_r}(t_3) = -V_{C_1} \quad (4.79)$$

Como não há variação de corrente no indutor L_a , a tensão em seus terminais é dada por:

$$v_{L_a}(t) = 0 \quad (4.80)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L_1}(t) = V_i \quad (4.81)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L_2}(t) = V_{C_1} \quad (4.82)$$

As expressões (4.81) e (4.82) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

Analisando a malha formada por C_1 , D_{r2} , L_r e D_{r1} , têm-se:

$$v_{L_r}(t) = -V_{C_1} \quad (4.83)$$

Resolvendo (4.83), encontra-se:

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_{C_1}}{L_r} \cdot t + \frac{V_x}{Z_r} \sqrt{1 - K_1^2} \quad (4.84)$$

Quando $t = t_4$, a corrente no indutor L_r torna-se nula. Fazendo $t = \Delta t_4$ em (4.84) e isolando Δt_4 , encontra-se:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \frac{\sqrt{1 - K_1^2}}{K_1} \quad (4.85)$$

A corrente no interruptor S_p é igual à corrente no indutor L_a , então:

$$i_{Sp}(t) = i_{La}(t) = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.86)$$

4.3.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$]

O circuito equivalente da quinta etapa de operação está representado pela Figura 4.6.

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (4.87)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (4.88)$$

As expressões (4.87) e (4.88) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

O intervalo de tempo desta etapa de operação é dado por:

$$\Delta t_5 = D.T - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (4.89)$$

Substituindo (4.29), (4.53), (4.71) e (4.85) em (4.89), resulta:

$$\Delta t_5 = D.T - \frac{1}{\omega_r} \cdot \left[\arccos(-K_1) + \frac{\sqrt{1 - K_1^2}}{K_1} \right] \quad (4.90)$$

4.3.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]

O circuito equivalente da sexta etapa de operação está representado na Figura 4.7. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_5) = i_{Dr2}(t_5) = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.91)$$

$$i_{Sp}(t_5) = 0 \quad (4.92)$$

$$v_{Cr}(t_5) = -V_{C1} \quad (4.93)$$

Como a corrente no indutor L_a é constante, a tensão induzida em seus terminais é:

$$v_{L_a}(t) = 0 \quad (4.94)$$

Analisando a malha formada por L_2 , L_a , C_r e D_{r2} , têm-se:

$$v_{L_2}(t) = -v_{C_r}(t) \quad (4.95)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a , C_r , D_{r2} e C_1 , têm-se:

$$v_{L_1}(t) = -[v_{C_r}(t) + V_{C_1} - V_i] \quad (4.96)$$

Sabendo que a corrente que passa pelo capacitor C_r é constante e igual a $(I_{L_1} + I_{L_2})$, a equação de tensão do capacitor C_r é dada por:

$$\begin{aligned} v_{C_r}(t) &= \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{C_r}(t) \cdot dt + v_{C_r}(t_5) \\ v_{C_r}(t) &= \frac{1}{C_r} \cdot (I_{L_1} + I_{L_2})t - V_{C_1} \end{aligned} \quad (4.97)$$

Substituindo (4.97) em (4.96), tem-se:

$$v_{L_1}(t) = V_i - \frac{(I_{L_1} + I_{L_2})}{C_r} \cdot t \quad (4.98)$$

Substituindo (4.97) em (4.95), tem-se:

$$v_{L_2}(t) = V_{C_1} - \frac{(I_{L_1} + I_{L_2})}{C_r} \cdot t \quad (4.99)$$

Quando $t = t_6$, a tensão no capacitor C_r é nula.

$$v_{C_r}(t_6) = 0 \quad (4.100)$$

Fazendo $t = \Delta t_6$, substituindo (4.100) em (4.97) e isolando Δt_6 , encontra-se:

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C_1} \cdot C_r}{I_{L_1} + I_{L_2}} \quad (4.101)$$

Substituindo (4.4) e (4.13) em (4.101), tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\alpha_3 \cdot \omega_a} \quad (4.102)$$

A tensão no interruptor S_p é dada por:

$$v_{Sp}(t) = v_{Cr}(t) + V_{C1} \quad (4.103)$$

Substituindo (4.97) em (4.103), tem-se:

$$v_{Sp}(t) = \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_r} t \quad (4.104)$$

4.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]

O circuito equivalente da sétima etapa de operação está representado na Figura 4.8.

Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_6) = i_{Dr2}(t_6) = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.105)$$

$$i_{D1}(t_6) = 0 \quad (4.106)$$

$$i_{D2}(t_6) = I_{L1} \quad (4.107)$$

$$v_{Cr}(t_6) = 0 \quad (4.108)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (4.109)$$

Analisando a malha formada por D_1 , D_2 e L_2 , tem-se:

$$v_{L2}(t) = 0 \quad (4.110)$$

Analisando a malha formada por L_2 , L_a , C_r e D_{r2} , resulta em:

$$L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{La}(t) dt = 0 \quad (4.111)$$

Analisando o nó formado por L_1 , D_1 e D_2 , tem-se:

$$I_{L1} = i_{D1}(t) + i_{D2}(t) \quad (4.112)$$

Analisando o nó formado por L_2 , D_2 e L_a , tem-se:

$$i_{La}(t) = I_{L2} + i_{D2}(t) \quad (4.113)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.111), tem-se:

$$I_{La}(s) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \left[\frac{s}{s^2 + \omega_a^2} \right] \quad (4.114)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (4.114), obtém-se:

$$i_{La}(t) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \cos(\omega_a t) \quad (4.115)$$

Substituindo (4.115) em (4.113) e (4.112) resultam, respectivamente:

$$i_{D2}(t) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \cos \omega_a t - I_{L2} \quad (4.116)$$

$$i_{D1}(t) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot (1 - \cos \omega_a t) \quad (4.117)$$

A equação de tensão no capacitor C_r é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_6) \quad (4.118)$$

Substituindo (4.115) e (4.108) em (4.118), obtém-se:

$$v_{Cr}(t) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot Z_a \cdot \text{sen} \omega_a t$$

$$v_{Cr}(t) = V_{C1} \cdot \alpha_3 \cdot \text{sen} \omega_a t \quad (4.119)$$

Quando $t = t_7$, a corrente no diodo D_2 é nula.

$$i_{D2}(t_7) = 0 \quad (4.120)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$, substituindo (4.120) em (4.116) e isolando Δt_7 , encontra-se:

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_a} \arccos \left(\frac{I_{L2}}{I_{L1} + I_{L2}} \right) \quad (4.121)$$

Substituindo (4.16) em (4.121), resulta:

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_a} \arccos(K_2) \quad (4.122)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$ e substituindo (4.121), (4.13) e (4.16) em (4.119), encontra-se:

$$v_{Cr}(t_7) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot Z_a \cdot \text{sen}(\omega_a \Delta t_7)$$

$$v_{Cr}(t_7) = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot Z_a \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{I_{L2}}{I_{L1} + I_{L2}} \right)^2}$$

$$v_{Cr}(t_7) = V_{C1} \cdot \alpha_3 \cdot \sqrt{1 - K_2^2} \quad (4.123)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$ e substituindo (4.121) em (4.115), encontra-se:

$$i_{La}(t_7) = I_{L2} \quad (4.124)$$

Analisando a malha formada por C_1 , D_{r2} , C_r e S_p , tem-se:

$$v_{Sp}(t) = V_{C1} + v_{Cr}(t) \quad (4.125)$$

Substituindo (4.119) em (4.125), resulta:

$$v_{Sp}(t) = V_{C1} + (I_{L1} + I_{L2}) \cdot Z_a \cdot \text{sen} \omega_a t$$

$$v_{Sp}(t) = V_{C1} (1 + \alpha_3 \cdot \text{sen} \omega_a t) \quad (4.126)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$ e substituindo (4.122) em (4.126), encontra-se:

$$v_{Sp}(t_7) = V_{C1} (1 + \alpha_3 \sqrt{1 - K_2^2}) \quad (4.127)$$

4.3.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]

O circuito equivalente da oitava etapa de operação está representado na Figura 4.9. Esta etapa possui os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_7) = I_{L2} \quad (4.128)$$

$$i_{D1}(t_7) = I_{L1} \quad (4.129)$$

$$i_{D2}(t_7) = 0 \quad (4.130)$$

$$v_{Cr}(t_7) = V_{C1} \cdot \alpha_3 \cdot \sqrt{1 - K_2^2} \quad (4.131)$$

$$v_{Sp}(t_7) = V_{C1} (1 + \alpha_3 \sqrt{1 - K_2^2}) \quad (4.132)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (4.133)$$

Como não há variação de corrente no indutor L_a , a tensão induzida em seus terminais é nula.

$$v_{La}(t) = 0 \quad (4.134)$$

Analisando a malha formada por L_2 , L_a , C_r e Dr_2 , têm-se:

$$v_{L2}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (4.135)$$

A tensão no capacitor é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_7)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t + V_{C1} \cdot \alpha_3 \sqrt{1 - K_2^2} \quad (4.136)$$

Analisando a malha formada por C_1 , Dr_2 , C_r e S_p , tem-se:

$$v_{Sp}(t) = v_{Cr}(t) + V_{C1} \quad (4.137)$$

Substituindo (4.136) em (4.137), resulta:

$$v_{Sp}(t) = \frac{I_{L2}}{C_r} t + V_{C1} \left(1 + \alpha_3 \sqrt{1 - K_2^2} \right) \quad (4.138)$$

Esta etapa de operação tem fim quando a tensão no interruptor se iguala à tensão de saída.

$$v_{Sp}(t_8) = V_o \quad (4.139)$$

Fazendo $t = t_8$ e substituindo (4.139) em (4.137), tem-se:

$$v_{Cr}(t_8) = V_o - V_{C1} \quad (4.140)$$

Substituindo (4.136) em (4.135), obtém-se:

$$v_{L2}(t) = - \left[\frac{I_{L2}}{C_r} t + V_{C1} \left(1 + \alpha_3 \sqrt{1 - K_2^2} \right) \right] \quad (4.141)$$

Fazendo $t = \Delta t_8$ e substituindo (4.140) em (4.136), encontra-se:

$$\Delta t_8 = \frac{C_r}{I_{L2}} \cdot [v_{Cr}(t_8) - v_{Cr}(t_7)]$$

$$\Delta t_8 = \frac{C_r}{I_{L2}} \cdot \left[V_o - V_{C1} \left(1 + \alpha_3 \sqrt{1 - K_2^2} \right) \right] \quad (4.142)$$

Substituindo (4.4), (4.8), (4.12) e (4.16) em (4.142), resulta em:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_a} \left[\frac{(G_2 - 1)}{\alpha_2 \cdot G_2} - \frac{\sqrt{1 - K_2^2}}{K_2} \right] \quad (4.143)$$

4.3.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$]

O circuito equivalente da nona etapa de operação está representado na Figura 4.10. Esta etapa possui os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_8) = I_{L2} \quad (4.144)$$

$$i_{Do}(t_8) = 0 \quad (4.145)$$

$$v_{Cr}(t_8) = V_o - V_{C1} \quad (4.146)$$

$$v_{Sp}(t_8) = V_o \quad (4.147)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (4.148)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , D_o e C_o , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - V_o \quad (4.149)$$

As expressões (4.148) e (4.149) representam que os indutores L_1 e L_2 estão fornecendo energia para C_1 e C_o , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de transferência de energia.

Analisando a malha formada por L_2 , L_a , C_r e D_{r2} , a equação da malha de tensão resultante é dada por:

$$L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt = 0 \quad (4.150)$$

Substituindo (4.144) em (4.150) e aplicando-se a transformada de Laplace, resulta em:

$$s \cdot L_a \cdot I_{La}(s) - L_a \cdot I_{L2} + \frac{I_{La}(s)}{s \cdot C_r} = 0 \quad (4.151)$$

Isolando $I_{La}(s)$ na expressão (4.151), tem-se:

$$I_{La}(s) = I_{L2} \cdot \left[\frac{s}{s^2 + \omega_a^2} \right] \quad (4.152)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (4.152), obtém-se:

$$i_{La}(t) = I_{L2} \cdot \cos(\omega_a t) \quad (4.153)$$

Analisando o nó formado por L_2 , L_a e D_o , tem-se:

$$I_{L2} = i_{La}(t) + i_{Do}(t) \quad (4.154)$$

Substituindo (4.153) em (4.154) e isolando $i_{Do}(t)$, encontra-se:

$$i_{Do}(t) = I_{L2} \cdot (1 - \cos \omega_a t) \quad (4.155)$$

A equação de tensão no capacitor C_r é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_8) \quad (4.156)$$

Substituindo (4.146) e (4.153) em (4.156) e resolvendo a integral, resulta:

$$v_{Cr}(t) = V_o - V_{C1} + \frac{I_{L2}}{\omega_a \cdot C_r} \text{sen} \omega_a t$$

$$v_{Cr}(t) = V_o (1 + \alpha_2 \cdot \text{sen} \omega_a t) - V_{C1} \quad (4.157)$$

Quando $t = t_9$, a corrente em L_a é nula.

$$i_{La}(t_9) = 0 \quad (4.158)$$

Substituindo (4.158) em (4.153) e fazendo $t = \Delta t_9$, tem-se:

$$0 = I_{L2} \cos(\omega_a \Delta t_9)$$

$$\arccos(0) = \omega_a \Delta t_9$$

$$\Delta t_9 = \frac{\pi}{2 \omega_a} \quad (4.159)$$

Substituindo (4.159) em (4.157), obtém-se:

$$v_{Cr}(t_9) = V_o - V_{C1} + \frac{I_{L2}}{\omega_a \cdot C_r}$$

$$v_{Cr}(t_9) = V_o (1 + \alpha_2) - V_{C1} = V_x \quad (4.160)$$

A tensão no interruptor S_p é dada por:

$$v_{Sp}(t) = v_{Cr}(t) + V_{C1} \quad (4.161)$$

Substituindo (4.157) em (4.161), obtém-se:

$$v_{Sp}(t) = V_o + \frac{I_{L2}}{\omega_a \cdot C_r} \cdot \text{sen} \omega_a t$$

$$v_{Sp}(t) = V_o (1 + \alpha_2 \cdot \text{sen} \omega_a t) \quad (4.162)$$

Quando $t = t_9$, a tensão no interruptor S_p é:

$$v_{Sp}(t_{9-}) = V_o + \frac{I_{L2}}{\omega_a \cdot C_r}$$

$$v_{Sp}(t_{9-}) = V_o (1 + \alpha_2) \quad (4.163)$$

4.3.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_0 - t_9$]

O circuito equivalente da décima etapa de operação está representado na Figura 4.11.

Nesta etapa, as variáveis possuem os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_9) = 0 \quad (4.164)$$

$$i_{Do}(t_9) = I_{L2} \quad (4.165)$$

$$v_{Cr}(t_9) = V_x \quad (4.166)$$

$$v_{Sp}(t_{9-}) = V_o (1 + \alpha_2) \quad (4.167)$$

Esta etapa inicia-se com o bloqueio do diodo D_{r2} . Em $t = t_{9+}$, a tensão no interruptor S_p

passa a ser:

$$v_{sp}(t_{9+}) = V_o \quad (4.168)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (4.169)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , D_o e C_o , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - V_o \quad (4.170)$$

As expressões (4.169) e (4.170) representam que os indutores L_1 e L_2 estão fornecendo energia para C_1 e C_o , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de transferência de energia.

O intervalo de tempo da décima etapa é dado por:

$$\Delta t_{10} = (1 - D)T - (\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \quad (4.171)$$

Substituindo (4.102), (4.122), (4.143) e (4.159) em (4.171) resulta em:

$$\Delta t_{10} = (1 - D)T - \frac{1}{\omega_a} \left[\frac{1}{\alpha_3} + \arccos(K_2) + \frac{G_2 - 1}{\alpha_2 \cdot G_2} - \frac{\sqrt{1 - K_2^2}}{K_2} + \frac{\pi}{2} \right] \quad (4.172)$$

4.3.11 - PLANOS DE FASES

A Figura 4.13 e a Figura 4.14 ilustram os planos de fases dos elementos ressonantes L_a , L_r e C_r .

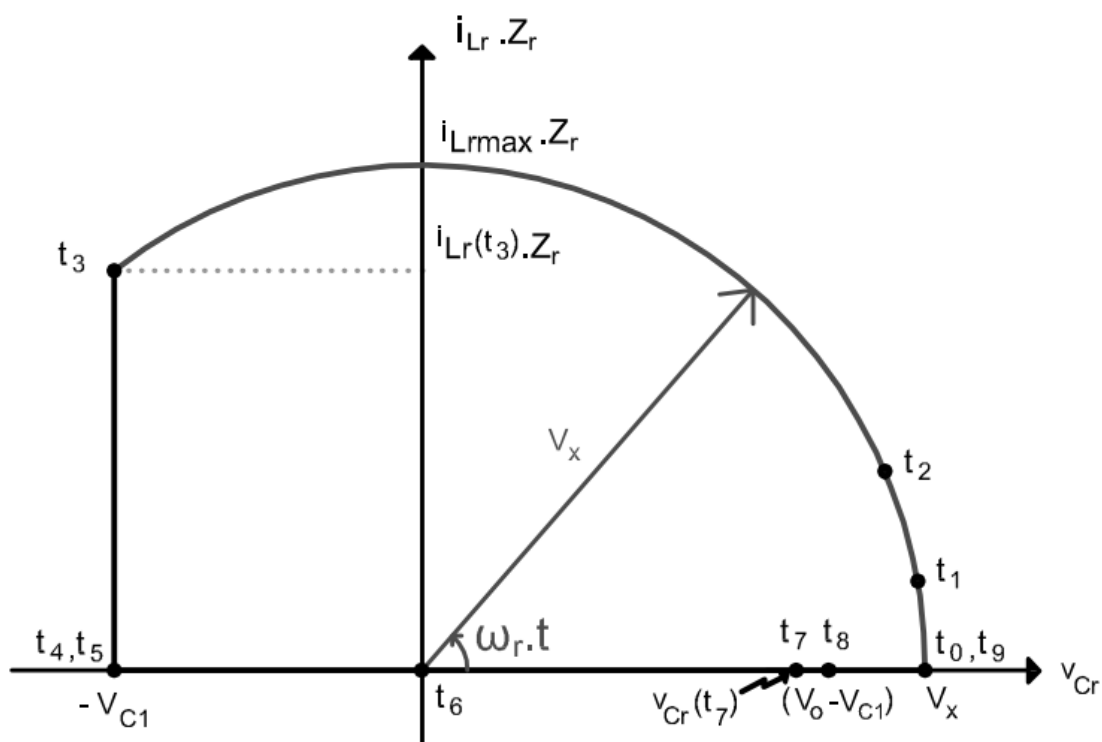


Figura 4.13 – Plano de fases de C_r e L_r .

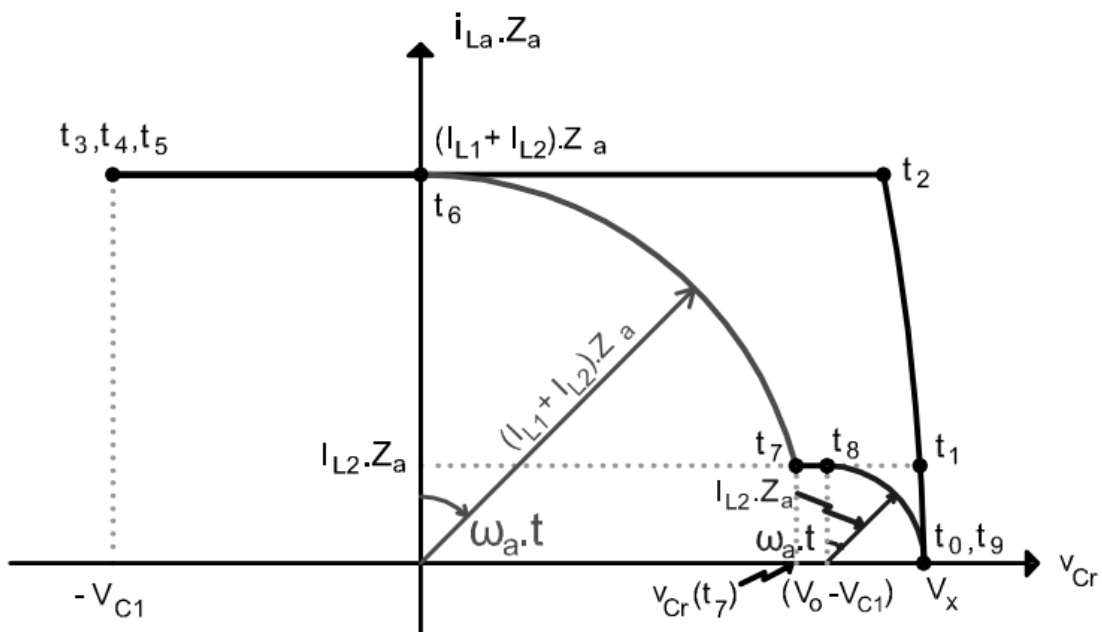


Figura 4.14 – Plano de fases de C_r e L_a .

Através dos planos de fases, destacam-se etapas características PWM, de ressonância e

de carga ou descarga linear de tensão ou de corrente em um ciclo completo de chaveamento. Analisando as Figura 4.13 e Figura 4.14, nota-se que ocorre ressonância entre L_r e C_r nas três primeiras etapas. Na 4ª etapa ocorre descarga linear da corrente em L_r , com tensão constante em C_r . Os estágios 5 e 10 são as etapas características PWM de acúmulo e de transferência de energia, respectivamente. Na 6ª e 8ª etapas ocorre carga linear de tensão em C_r , com corrente constante igual a $I_{L1} + I_{L2}$ e I_{L2} , respectivamente. Por fim, na 7ª e 9ª etapas, ocorre ressonância entre L_a e C_r .

Analisando os planos de fases, nota-se que não existe nenhuma restrição quanto ao ponto de operação para obter a comutação suave. Porém, ao dimensionar os elementos ressonantes, deve-se levar em consideração que $\Delta t_1 + \Delta t_2$ deve ser maior que o tempo de fechamento do interruptor (*fall time* – t_{fv}) e Δt_6 deve ser maior que o tempo de abertura do interruptor (*rise time* – t_{rv}). Por fim, dependendo da potência de carga e do ganho de tensão, a oitava etapa de operação pode ser inexistente.

4.3.12 - GANHO ESTÁTICO

O ganho estático (G) do conversor será calculado considerando-se que, em regime permanente, as tensões médias nos indutores L_1 e L_2 são nulas em um período completo. A Figura 4.15 ilustra as formas de onda de tensão nesses indutores.

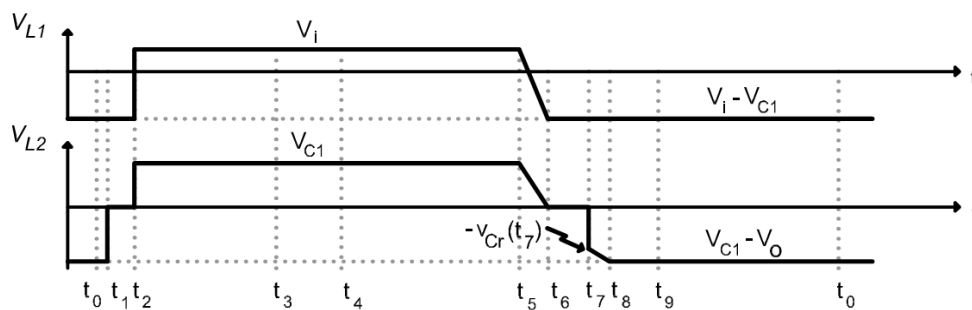


Figura 4.15 – Formas de onda para o cálculo do ganho estático.

4.3.12.1 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA NO INDUTOR L_1

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_1 pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_1 . A tensão média no indutor L_1 é dada por:

$$V_{L1_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10})} (V_i - V_{C1}) \cdot dt + \int_0^{(\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5)} V_i \cdot dt + \int_0^{\Delta t_6} \left(V_i - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} t \right) \cdot dt \right] = 0 \quad (4.173)$$

Resolvendo (4.173) e isolando V_{C1} , resulta:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{\left[(1-D) + \frac{1}{T} \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 - \frac{\Delta t_6}{2} \right) \right]} \quad (4.174)$$

Para encontrar o valor de V_{C1} , deve-se substituir os valores de Δt_2 e Δt_6 e isolar a variável V_{C1} . Dessa forma, encontra-se um polinômio de segunda ordem cuja solução é obtida aplicando-se a fórmula de Bhaskara a seguir:

$$V_{C1} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4.a.c}}{2.a} \quad (4.175)$$

Onde:

$$\begin{aligned} a &= \frac{f \cdot C_r}{2 \cdot (I_{L1} + I_{L2})} \\ b &= -(1-D) + f \cdot \Delta t_1 \\ c &= V_i - f \cdot I_{L1} \cdot L_a \end{aligned} \quad (4.176)$$

Dividindo a expressão (4.174) por V_i e substituindo (4.29), (4.53) e (4.102), encontra-se o ganho estático de tensão G_1 .

$$G_1 = \frac{V_{C1}}{V_i} = \frac{1}{(1-D) + \frac{1}{T \omega_a} \cdot \left(\alpha_1 + \alpha_2 - \frac{1}{2\alpha_3} \right)} \quad (4.177)$$

4.3.12.2 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA DO INDUTOR L_2

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_2 obtém-se a expressão da tensão da saída V_o . A tensão média no indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2,med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3 + \Delta t_{10}} (V_{C1} - V_o) dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5} V_{C1} dt + \int_0^{\Delta t_6} \left(V_{C1} - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_8} \left[\frac{(V_{C1} - V_o) + v_{Cr}(t_7)}{\Delta t_8} t - v_{Cr}(t_7) \right] dt \right\} = 0 \quad (4.178)$$

Resolvendo (4.178), substituindo (4.131) e isolando V_o , resulta:

$$V_o = V_{C1} \frac{\left\{ 1 - \frac{1}{T} \left[\Delta t_2 + \frac{\Delta t_6}{2} + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} \left(1 + \frac{v_{Cr}(t_7)}{V_{C1}} \right) \right] \right\}}{\left[(1-D) - \frac{1}{T} \left(\Delta t_6 + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} - \Delta t_1 \right) \right]} \quad (4.179)$$

4.3.12.3 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO DE TENSÃO

A partir das expressões (4.174) e (4.179) obtém-se o ganho estático de tensão em função dos intervalos de tempo.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{\left\{ 1 - \frac{1}{T} \left[\Delta t_2 + \frac{\Delta t_6}{2} + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} \left(1 + \frac{v_{Cr}(t_7)}{V_{C1}} \right) \right] \right\}}{\left[1 + \frac{1}{(1-D)T} \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 - \frac{\Delta t_6}{2} \right) \right] \cdot \left[1 - \frac{1}{(1-D)T} \left(\Delta t_6 + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} - \Delta t_1 \right) \right]} \quad (4.180)$$

4.3.12.4 - CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR L_2

Dada uma determinada potência de saída P_o e tensão de saída V_o , a corrente de saída I_o é dada por:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.181)$$

Utilizando o princípio de conservação de energia, encontra-se a corrente de entrada I_{L1} :

$$\begin{aligned} P_i &= P_o \\ V_i I_{L1} &= V_o I_o \\ I_{L1} &= I_o \cdot G \end{aligned} \quad (4.182)$$

Para encontrar o valor de I_{L2} , calcula-se a corrente média no diodo D_o , que corresponde à corrente de saída, e isola-se I_{L2} , resultando em:

$$I_{L2} = \frac{I_o T}{\left(\frac{\Delta t_1}{2} + \Delta t_9 + \Delta t_{10} - \frac{1}{\omega_a} \right)} \quad (4.183)$$

4.4 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Nesta seção serão apresentadas as análises de corrente média, corrente eficaz, corrente máxima e tensão máxima para cada componente semiconductor do conversor.

Para calcular os valores médios e eficazes, serão utilizadas as seguintes definições:

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^t i(t) dt \quad (4.184)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^t i^2(t) dt} \quad (4.185)$$

A Figura 4.16 ilustra as formas de onda de tensão e de corrente nos semicondutores em um período completo de chaveamento.

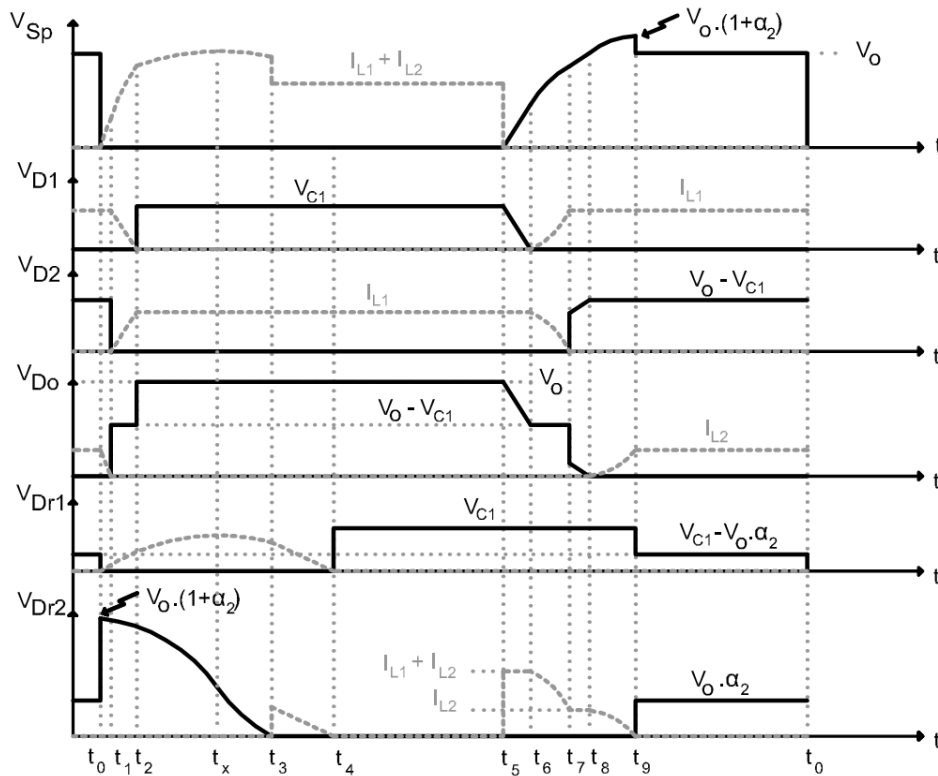


Figura 4.16 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.

4.4.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D₁

4.4.1.1 - Corrente média em D₁:

O valor médio da corrente em D₁ é dado por:

$$I_{D1_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(I_{L1} - \frac{I_{L1}}{\Delta t_2} t \right) .dt + \int_0^{\Delta t_7} [(I_{L1} + I_{L2})(1 - \cos \omega_a t)] .dt + \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10}} I_{L1} .dt \right] \quad (4.186)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D1_{med}} = I_{L1} (1-D) + \frac{1}{T} \left[I_{L1} \cdot \left(\Delta t_1 + \frac{\Delta t_2}{2} - \Delta t_6 - \frac{\text{sen}(\omega_a \Delta t_7)}{\omega_a} \right) + I_{L2} \cdot \left(\Delta t_7 - \frac{\text{sen}(\omega_a \Delta t_7)}{\omega_a} \right) \right] \quad (4.187)$$

4.4.1.2 - Corrente eficaz em D₁:

O valor eficaz da corrente em D₁ é dado por:

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left[I_{L1} - \frac{I_{L1}}{\Delta t_2} t \right]^2 .dt + \int_0^{\Delta t_7} [(I_{L1} + I_{L2})(1 - \cos \omega_a t)]^2 .dt + \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10}} I_{L1}^2 .dt \right]} \quad (4.188)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \begin{aligned} & I_{L1}^2 \left[(1-D)T + \Delta t_1 + \frac{\Delta t_2}{3} - \Delta t_6 - \Delta t_7 \right] + \\ & (I_{L1} + I_{L2})^2 \left[\frac{3}{2} \Delta t_7 + \frac{1}{\omega_a} \left(\frac{1}{4} \text{sen}(2\omega_a \Delta t_7) - 2\text{sen}(\omega_a \Delta t_7) \right) \right] \end{aligned} \right\}} \quad (4.189)$$

4.4.1.3 - Corrente máxima em D₁:

A corrente máxima no diodo D₁ é dada por:

$$I_{D1_{máx}} = I_{L1} \quad (4.190)$$

4.4.1.4 - Tensão máxima em D₁:

A tensão máxima em D₁ é expressa por:

$$V_{D1_{máx}} = V_{C1} \quad (4.191)$$

4.4.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_2

4.4.2.1 - Corrente média em D_2 :

O valor médio da corrente em D_2 é dado por:

$$I_{D_2_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{L1}}{\Delta t_2} t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6} I_{L1} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_7} [(I_{L1} + I_{L2}) \cos \omega_a t - I_{L2}] \cdot dt \right] \quad (4.192)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D_2_{med}} = I_{L1} \cdot D + \frac{1}{T} \left[I_{L1} \cdot \left(\Delta t_6 + \frac{\text{sen}(\omega_a \Delta t_7)}{\omega_a} - \Delta t_1 - \frac{\Delta t_2}{2} \right) + I_{L2} \cdot \left(\frac{\text{sen}(\omega_a \Delta t_7)}{\omega_a} - \Delta t_7 \right) \right] \quad (4.193)$$

4.4.2.2 - Corrente eficaz em D_2 :

O valor eficaz da corrente em D_2 é dado por:

$$I_{D_2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_{L1}}{\Delta t_2} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6} I_{L1}^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_7} [(I_{L1} + I_{L2}) \cos \omega_a t - I_{L2}]^2 dt \right\}} \quad (4.194)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D_2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_{L1}^2 \cdot \left(D \cdot T + \Delta t_6 - \Delta t_1 - \frac{2}{3} \Delta t_2 \right) + (I_{L1} + I_{L2})^2 \cdot \left(\frac{\Delta t_7}{2} + \frac{\text{sen}(2\omega_a \Delta t_7)}{4\omega_a} \right) \right.} \\ \left. - 2 \cdot I_{L2} \cdot (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \frac{\text{sen}(\omega_a \Delta t_7)}{\omega_a} + I_{L2}^2 \cdot \Delta t_7 \right] \quad (4.195)$$

4.4.2.3 - Corrente máxima em D_2 :

A corrente máxima no diodo D_2 é dada por:

$$I_{D_2_{máx}} = I_{L1} \quad (4.196)$$

4.4.2.4 - Tensão máxima em D_2 :

A tensão máxima em D_2 é expressa por:

$$V_{D_2_{máx}} = V_o - V_{C1} \quad (4.197)$$

4.4.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_o

4.4.3.1 - Corrente média em D_o :

O valor médio da corrente em D_o é dado por:

$$I_{D_{o_{med}}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(I_{L2} - \frac{V_o}{L_a} \cdot t \right) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} \cdot (1 - \cos \omega_a t)] \cdot dt + \int_0^{\Delta t_{10}} I_{L2} \cdot dt \right] \quad (4.198)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D_{o_{med}}} = I_{L2} \cdot (1 - D) + \frac{I_{L2}}{T} \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{2} - \Delta t_6 - \Delta t_7 - \Delta t_8 - \frac{1}{\omega_a} \right) \quad (4.199)$$

4.4.3.2 - Corrente eficaz em D_o :

O valor eficaz da corrente em D_o é dado por:

$$I_{D_{o_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(I_{L2} - \frac{I_{L2}}{\Delta t_1} t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} (1 - \cos \omega_a t)]^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_{10}} I_{L2}^2 \cdot dt \right]} \quad (4.200)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D_{o_{ef}}} = I_{L2} \cdot \sqrt{(1 - D) + \frac{1}{T} \left(\frac{\Delta t_1}{3} - \Delta t_6 - \Delta t_7 - \Delta t_8 + \frac{\Delta t_9}{2} - \frac{2}{\omega_a} \right)} \quad (4.201)$$

4.4.3.3 - Corrente máxima em D_o :

A corrente máxima no diodo D_o é dada por:

$$I_{D_{o_{máx}}} = I_{L2} \quad (4.202)$$

4.4.3.4 - Tensão máxima em D_o :

A tensão máxima em D_o é expressa por:

$$V_{D_{o_{máx}}} = V_o \quad (4.203)$$

4.4.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr_1

4.4.4.1 - Corrente média em Dr_1 :

O valor médio da corrente em Dr_1 é dado por:

$$I_{Dr1_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} \frac{V_x}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right) dt \right] \quad (4.204)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr1_{med}} = \frac{V_x}{T \cdot Z_r \cdot \omega_r} \left(\frac{1 + K_1}{K_1} \right) \quad (4.205)$$

4.4.4.2 - Corrente eficaz em Dr_1 :

O valor eficaz da corrente em Dr_1 é dado por:

$$I_{Dr1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} \left(\frac{V_x}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right)^2 dt \right]} \quad (4.206)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr1_{ef}} = \frac{V_x}{Z_r} \sqrt{\frac{1}{T \cdot \omega_r} \left\{ \frac{1}{2} \left[\arccos(-K_1) + K_1 \sqrt{1 - K_1^2} \right] + \frac{1}{3} (1 - K_1^2) \frac{\sqrt{1 - K_1^2}}{K_1} \right\}} \quad (4.207)$$

4.4.4.3 - Corrente máxima em Dr_1 :

A corrente máxima ocorre em $t = t_x$ e é dada por:

$$I_{Dr1_{máx}} = \frac{V_x}{Z_r} \quad (4.208)$$

4.4.4.4 - Tensão máxima em Dr_1 :

A tensão máxima em Dr_1 é expressa por:

$$V_{Dr1_{máx}} = V_{C1} \quad (4.209)$$

4.4.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr_2

4.4.5.1 - Corrente média em Dr_2 :

O valor médio da corrente em Dr_2 é dado por:

$$I_{Dr_2_{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_4} \left[i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{L1} + I_{L2}) dt + \int_0^{\Delta t_7} [(I_{L1} + I_{L2}) \cos(\omega_a t)] dt + \int_0^{\Delta t_8} I_{L2} dt + \int_0^{\Delta t_9} I_{L2} \cos(\omega_a t) dt \right\} \quad (4.210)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr_2_{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_x}{2Z_r} \text{sen}(\omega_r(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)) \cdot \Delta t_4 + I_{L1} \left(\Delta t_6 + \frac{\text{sen} \omega_a \Delta t_7}{\omega_a} \right) + I_{L2} \left(\Delta t_6 + \frac{\text{sen} \omega_a \Delta t_7}{\omega_a} + \Delta t_8 + \frac{\text{sen} \omega_a \Delta t_9}{\omega_a} \right) \right\} \quad (4.211)$$

4.4.5.2 - Corrente eficaz em Dr_2 :

O valor eficaz da corrente em Dr_2 é dado por:

$$I_{Dr_2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_4} \left[i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{L1} + I_{L2})^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [(I_{L1} + I_{L2}) \cos(\omega_a t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} I_{L2}^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} \cos(\omega_a t)]^2 dt \right\}} \quad (4.212)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr_2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \frac{V_x^2}{3Z_r^2} (1 - K_1^2) \cdot \Delta t_4 + I_{L2}^2 \cdot \left(\Delta t_8 + \frac{\Delta t_9}{2} \right) + (I_{L1} + I_{L2})^2 \cdot \left[\Delta t_6 + \frac{\Delta t_7}{2} + \frac{\text{sen}(2\omega_a \Delta t_7)}{4\omega_a} \right] \right\}} \quad (4.213)$$

4.4.5.3 - Corrente máxima em Dr_2 :

A corrente máxima no diodo Dr_2 é dada por:

$$I_{Dr_2_{m\acute{a}x}} = I_{L1} + I_{L2} \quad (4.214)$$

4.4.5.4 - Tensão máxima em Dr_2 :

A tensão máxima em Dr_2 é expressa por:

$$V_{Dr_2_{m\acute{a}x}} = V_o \cdot (1 + \alpha_2) \quad (4.215)$$

4.4.6 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S_p

4.4.6.1 - Corrente média em S_p :

O valor médio da corrente em S_p é dado por:

$$I_{Sp_{med}} = \frac{1}{T} \left[\begin{array}{l} \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3} \frac{V_x}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{L2}}{\Delta t_1} t \cdot dt + \\ \int_0^{\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5} I_{L2} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{L1}}{\Delta t_2} t \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5} I_{L1} \cdot dt \end{array} \right] \quad (4.216)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Sp_{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{V_x}{Z_r \omega_r} (1 + K) + \left[I_{L1} \left(D.T - \Delta t_1 - \frac{\Delta t_2}{2} \right) + I_{L2} \left(D.T - \frac{\Delta t_1}{2} \right) \right] \right\} \quad (4.217)$$

4.4.6.2 - Corrente eficaz em S_p :

O valor eficaz da corrente em S_p é dado por:

$$I_{Sp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3} \left[\frac{V_x}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{I_{L2}}{\Delta t_1} t \right]^2 dt + \\ \int_0^{\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5} I_{L2}^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[\frac{I_{L1}}{\Delta t_2} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5} I_{L1}^2 \cdot dt \end{array} \right\}} \quad (4.218)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Sp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\begin{array}{l} \frac{V_x^2}{2 \cdot Z_r^2 \cdot \omega_r} \left[\arccos(-K_1) + K_1 \cdot \sqrt{1 - K_1^2} \right] + \\ I_{L1}^2 \left(D.T - \Delta t_1 - \frac{2}{3} \Delta t_2 \right) + I_{L2}^2 \left(D.T - \frac{2}{3} \Delta t_1 \right) \end{array} \right]} \quad (4.219)$$

4.4.6.3 - Corrente máxima em S_p :

A corrente máxima no interruptor S_p é dada por (4.220) quando $t = t_x$.

$$I_{S_p\text{máx}} = \frac{V_x}{Z_r} + I_{L1} + I_{L2} \quad (4.220)$$

$$\Delta t_x = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_r} \quad (4.221)$$

4.4.6.4 - Tensão máxima em S_p :

A tensão máxima em S_p é expressa por (4.222) quando $t = t_9$.

$$V_{S_p\text{máx}} = V_o (1 + \alpha_2) \quad (4.222)$$

4.5 - CURVAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

Com o intuito de verificar o comportamento teórico em regime permanente dos parâmetros do conversor proposto mediante variações de carga e de ganho de tensão, foi feito um programa de cálculo no Matlab[®] que traça as curvas de operação do conversor. Os parâmetros de entrada estabelecidos para o cálculo são: V_i , V_o , P_o , f_s , C_r , L_a e L_r . A Tabela 4.1 ilustra esses valores de entrada utilizados no cálculo do programa.

Tabela 4.1 – Parâmetros de entrada utilizados no programa Matlab[®]

Parâmetros	Valores
V_i	87,5 V e 100 V
V_o	350 V
f_s	100 kHz
C_r	18,3 nF
L_r	15 μH
L_a	2,3 μH

Para realizar os cálculos da razão cíclica D , da corrente I_{L2} e da tensão V_{CI} , foi necessário utilizar cálculo por aproximação numérica, já que essas variáveis são interdependentes. Desta forma, utilizou-se o método Newton-Raphson para determinar um valor de razão cíclica que resulte em um determinado erro mínimo em V_o , estipulado no início do programa. Após o cálculo iterativo, armazenam-se as variáveis calculadas e incrementa-se o valor da potência de saída e o processo se repete. Uma vez armazenadas as variáveis do sistema para cada ponto de operação, é possível traçar gráficos das mesmas. As Figura 4.17 a Figura 4.28 ilustram o comportamento das principais variáveis do sistema.

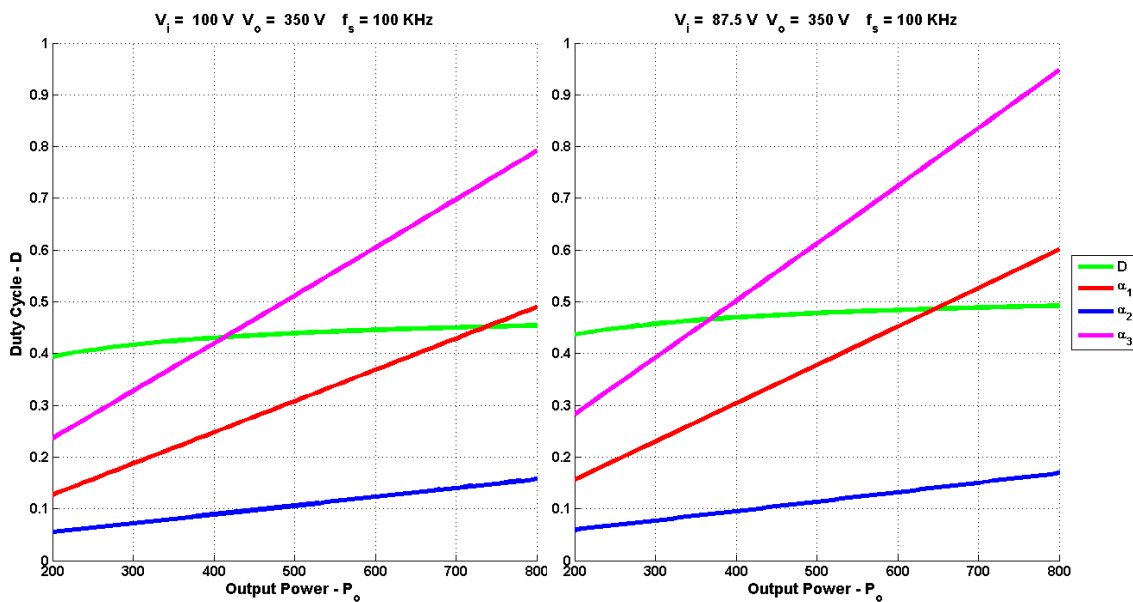


Figura 4.17 – D , α_1 , α_2 e α_3 .

Analisando a Figura 4.17, nota-se que a razão cíclica (D) varia pouco com a potência de saída (P_o). Além disso, quanto maior for a carga, mais próxima da operação PWM o conversor se torna. Por outro lado, quanto menor a carga, a operação QRC-PWM torna-se predominante. Ademais, D é menor no conversor *Soft* que no *Hard*. Por fim, obteve-se uma boa aproximação entre os valores obtidos por cálculo em relação aos obtidos em simulação no

PSIM[®].

Na Figura 4.18, observa-se que a tensão máxima no interruptor S_p e o valor inicial de tensão do capacitor C_r (V_x) são diretamente proporcionais à variação da potência de saída. Ademais, para pequenas cargas, o valor de V_{Cl} é um pouco menor que no conversor *Hard*.

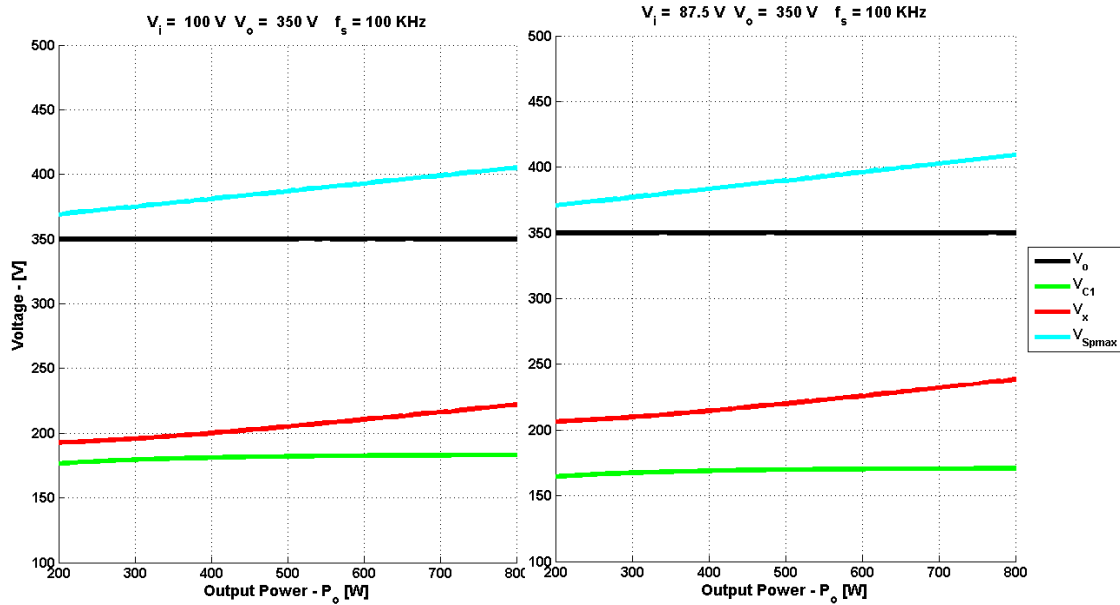


Figura 4.18 – V_o , V_{C1} , V_x e $V_{Spmáx}$.

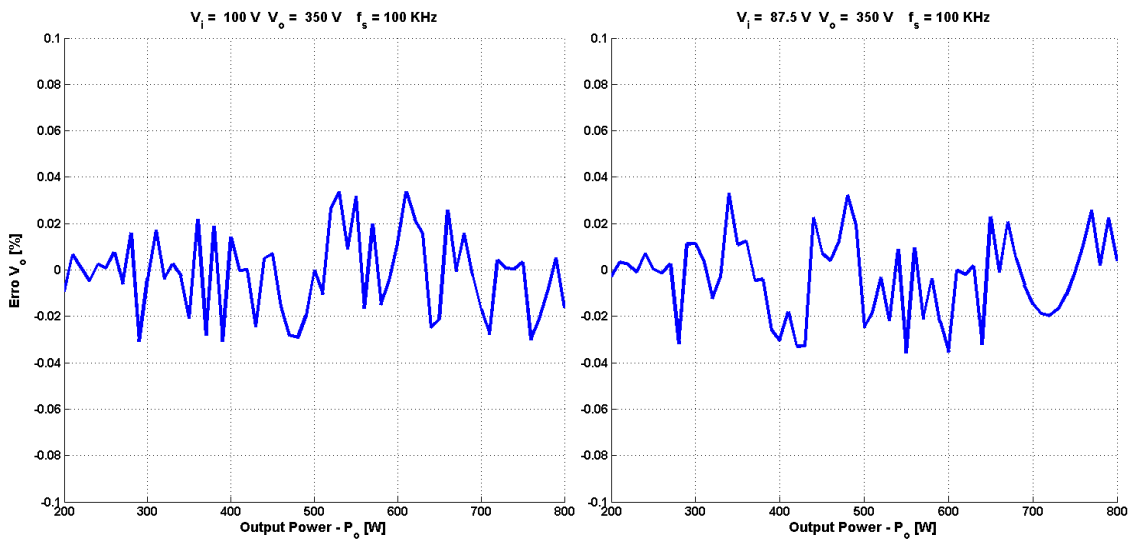


Figura 4.19 – Erro percentual de V_o resultante do cálculo iterativo de D .

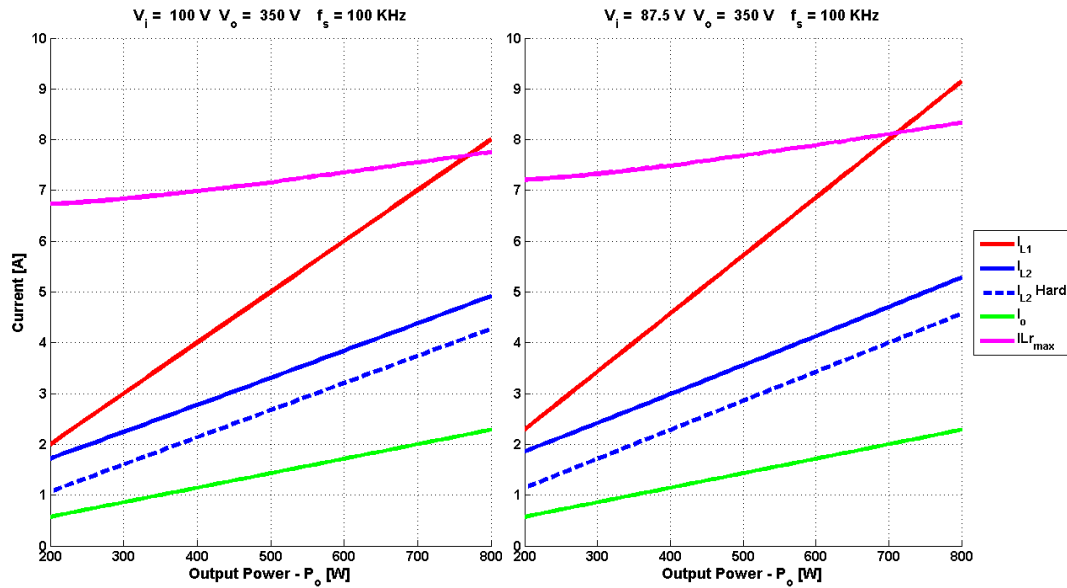


Figura 4.20 – Correntes I_{L1} , I_{L2} , I_{L2_Hard} , I_o e $I_{Lr_m\acute{a}x}$.

A Figura 4.19 representa o erro percentual de V_o resultante do cálculo iterativo. Foi estipulado para o cálculo iterativo o número máximo de 100 iterações para cada valor de P_o ou um erro máximo de 0,05 % para V_o . As curvas obtidas de V_o podem ser verificadas na Figura 4.18.

Analisando a Figura 4.20, tem-se que pelo princípio de conservação de energia ($P_i = P_o$) as correntes I_{L1} e I_o são idênticas às obtidas no conversor *Hard*. Em contrapartida, a corrente I_{L2} no conversor *Soft* é maior que no conversor *Hard* devido às etapas adicionais de acúmulo de energia nesse indutor. Como consequência disso, espera-se uma ligeira elevação nas perdas de condução em L_2 e em S_p . Além disso, os valores obtidos no cálculo de I_{L2} são muito próximos aos obtidos em simulação, validando o modelo de cálculo. Por fim, a corrente máxima no indutor L_r cresce com o aumento de carga. Isso ocorre devido ao comportamento de V_x conforme pode ser visto na Figura 4.18.

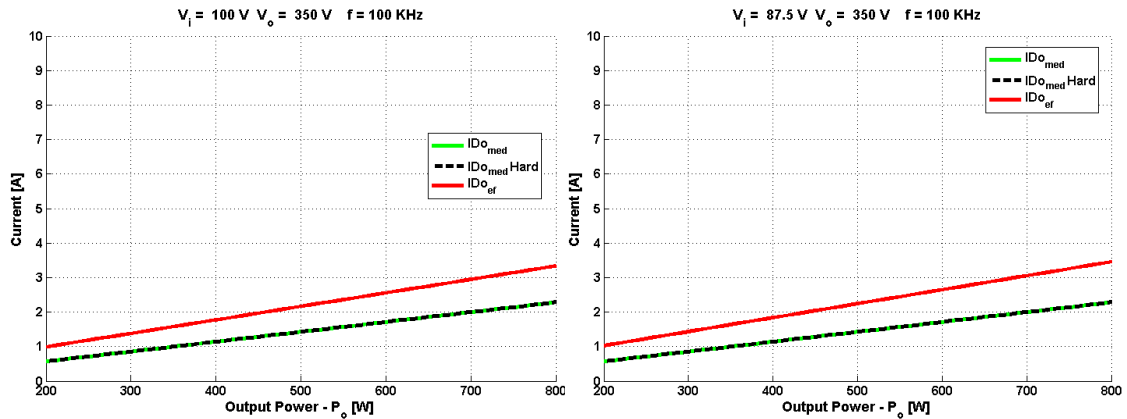


Figura 4.21 – Correntes média e eficaz no diodo D_0 no conversor com comutação *Hard* e *Soft*.

Analisando a Figura 4.21, nota-se que as correntes médias no diodo D_0 tanto no conversor *Soft* quanto no *Hard*, em regime permanente, são idênticas, portanto são iguais a I_o .

Na Figura 4.22, a corrente média no diodo D_1 é menor no conversor proposto que no conversor *Hard*, resultando em menor solicitação térmica do dissipador e menores perdas de condução. Já na Figura 4.23, nota-se que a corrente média em D_2 é maior que no conversor *Hard*, resultando em maiores perdas de condução e maior solicitação térmica para dissipação do calor.

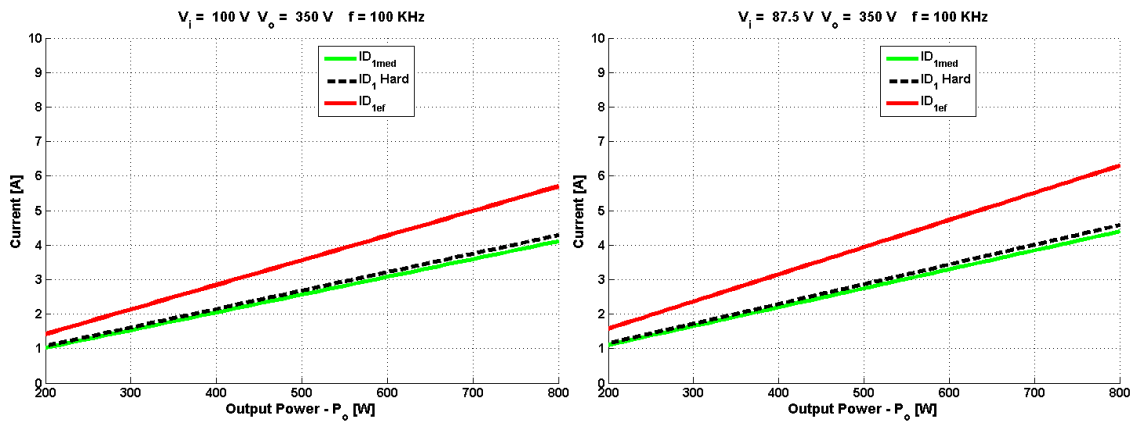


Figura 4.22 – I_{D1med} , I_{D1_Hard} , I_{D1ef} .

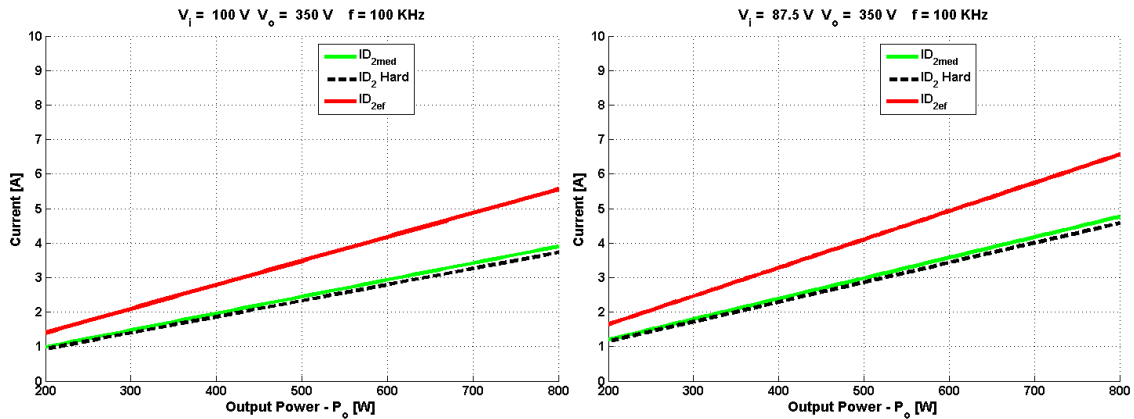


Figura 4.23 - I_{D2med} , I_{D2_Hard} , I_{D2ef} .

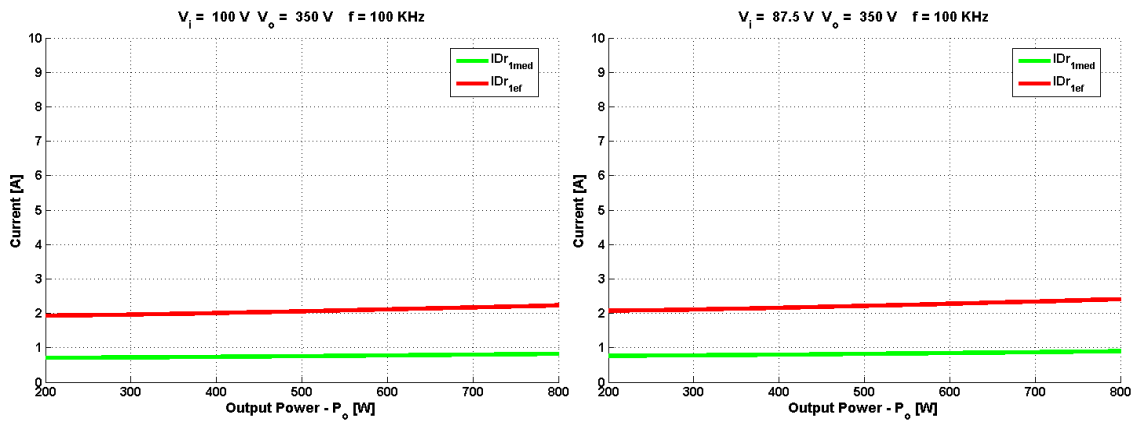


Figura 4.24 - I_{Dr1med} e I_{Dr1ef} .

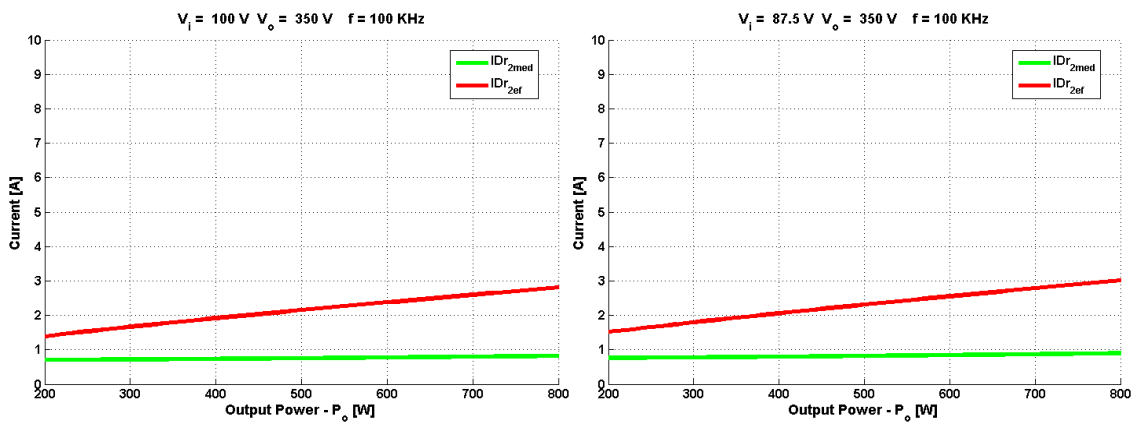


Figura 4.25 - I_{Dr2med} e I_{Dr2ef} .

Analisando as Figura 4.24 e Figura 4.25, nota-se que as correntes médias nos diodos Dr_1 e Dr_2 são idênticas, comprovando que a energia utilizada na célula de auxílio à comutação é totalmente regenerada por meio de Dr_2 ao capacitor C_1 . Além disso, elas

apresentam o comportamento proporcional à variação de V_x .

A Figura 4.26 ilustra as curvas das correntes no interruptor S_p . Nota-se que a corrente média no interruptor S_p é maior que no conversor *Hard* devido ao aumento no ganho de corrente em L_2 . Observa-se também que, para cargas muito baixas, a energia reativa da célula de comutação torna-se predominante na corrente do interruptor S_p , demonstrando através de $I_{Sp_{ef}}$ que o conversor apresentará uma queda no rendimento para cargas menores, devido ao consumo de energia da célula de auxílio à comutação.

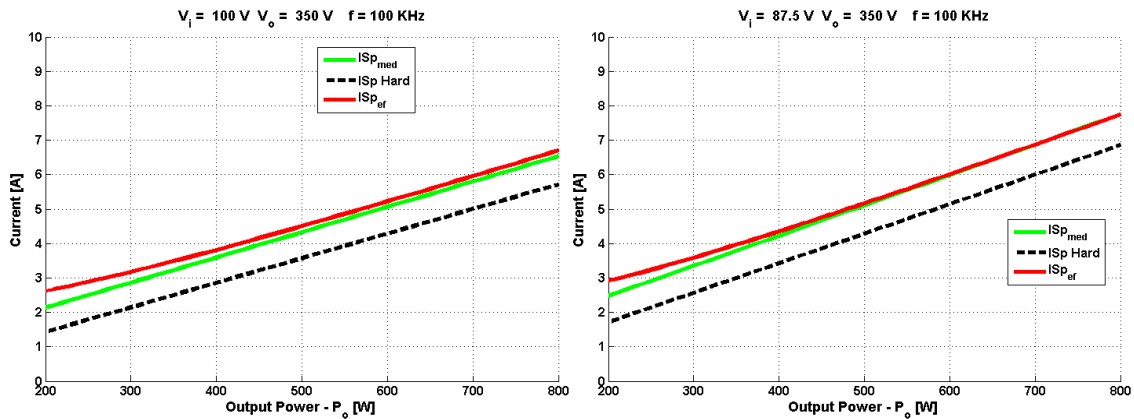


Figura 4.26 - $I_{Sp_{med}}$, $I_{Sp_{Hard}}$ e $I_{Sp_{ef}}$.

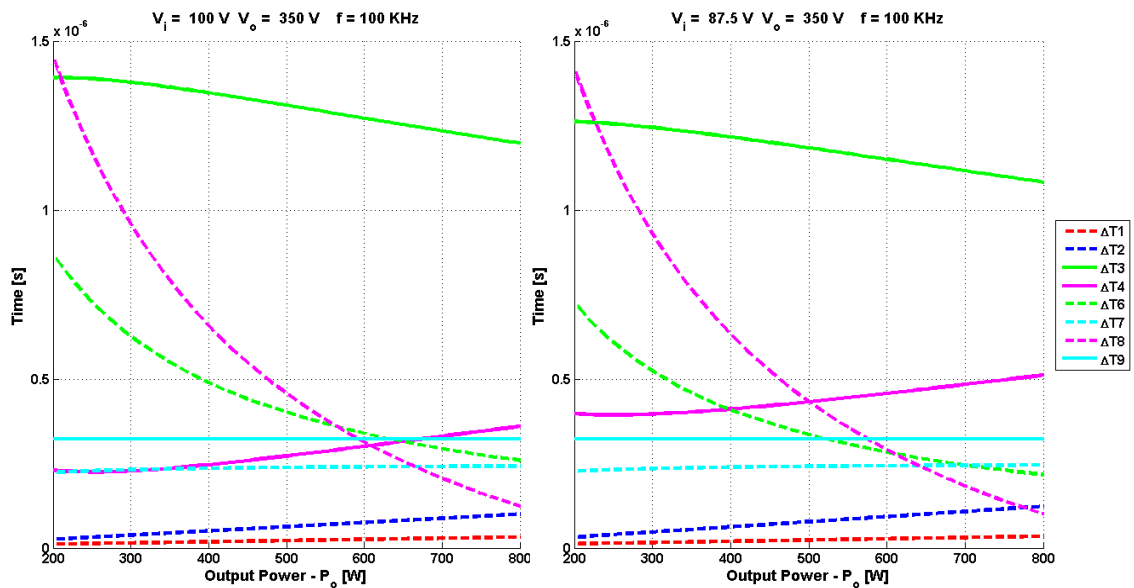


Figura 4.27 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.

A Figura 4.27 ilustra o comportamento dos intervalos de tempo das etapas de operação mediante a variação da potência de saída. Nota-se que quanto maior a potência de saída, maior serão os valores de Δt_1 e Δt_2 , representando menores perdas na entrada em condução de S_p . Em contrapartida, quanto maior a carga, menor será Δt_6 . Outro detalhe importante é o comportamento de Δt_8 , ou seja, quanto menor a carga, maior será esse intervalo, representando menor tempo para transferência de energia para a carga através do diodo D_o .

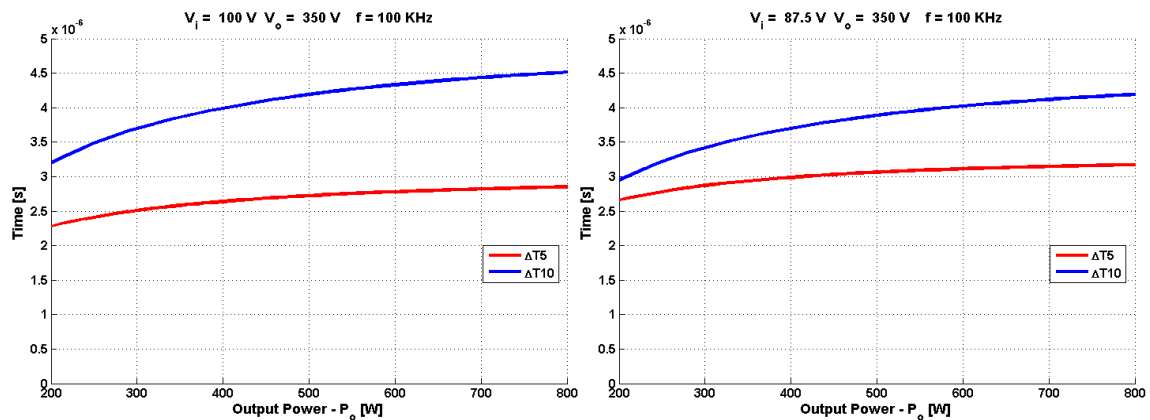


Figura 4.28 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.

Finalizando, a Figura 4.28 ilustra o comportamento dos intervalos de tempo Δt_5 e Δt_{10} , os quais são as etapas características PWM de acúmulo e de transferência de energia, respectivamente. Essas curvas comprovam que o conversor se aproxima do modo de operação PWM com o aumento da carga e, para cargas pequenas, acentua-se o comportamento QRC.

4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

A análise qualitativa demonstra o princípio de funcionamento do conversor proposto através do estudo de cada etapa de operação. A partir desse ponto, pode-se traçar as principais formas de onda para esse conversor. As etapas de funcionamento apresentadas neste capítulo mostram os semicondutores operando com comutação suave. Desta maneira, as perdas por comutação tornam-se bastante reduzidas, possibilitando elevação do rendimento do conversor

e uma sensível redução no nível de EMI introduzido no sistema. Por outro lado, são acrescentados os elementos do “snubber” não-dissipativo ao circuito, resultando em aumento das perdas de condução e magnéticas nesses elementos. Por isso, deve-se dar atenção especial ao projeto dos indutores para que não resultem em perdas elevadas.

Nesse capítulo, foi desenvolvida também a análise quantitativa do conversor proposto. Foram calculados os intervalos de duração de cada etapa de funcionamento, a corrente média, eficaz e máxima para os componentes semicondutores, assim como a tensão máxima para estes componentes. A partir desses cálculos, foi possível traçar curvas do comportamento dos diversos parâmetros do conversor mediante variação da potência de saída.

Os planos de fases foram apresentados para possibilitar a análise da região de funcionamento com comutação não dissipativa do conversor.

Por fim, foi comprovada a operação do conversor em regime permanente, verificando que o conversor apresenta características não acentuadas de conversores quase ressonantes (QRCs) para cargas leves e característica de conversores PWM para cargas próximas à nominal de projeto.

CAPÍTULO 5: ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS2-QRC-PWM

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Baseado em [36] e [38], o conversor Boost Quadrático SSS2-QRC-PWM [61] foi concebido no trabalho de pós-doutorado do professor Lúcio Barbosa, que foi realizado em parceria com o autor da presente tese. Com isso, tornou-se objeto de estudo comparativo com o conversor Boost Quadrático SSS1-QRC-PWM, analisado no Capítulo 4.

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor Boost Quadrático SSS2-QRC-PWM proposto. A análise qualitativa contempla o princípio de operação e as principais formas de onda teóricas do conversor. Na análise quantitativa serão obtidas as expressões para cálculo dos intervalos de tempo e das variáveis de estado em cada etapa de operação, os planos de fase dos elementos ressonantes, o equacionamento do ganho estático de tensão, a análise dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e, por fim, as curvas de operação do conversor.

5.2 - ANÁLISE QUALITATIVA

A Figura 5.1 ilustra o circuito esquemático do conversor proposto.

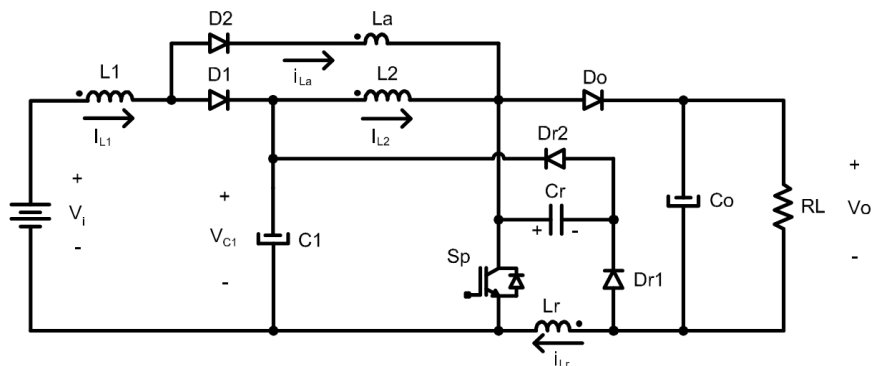


Figura 5.1 – Conversor Boost Quadrático SSS2-QRC-PWM proposto.

Esse conversor pode operar em três situações distintas, dependendo da carga e da razão cíclica. A Figura 5.2 ilustra graficamente essas regiões de operação no plano α_r versus G_2 .

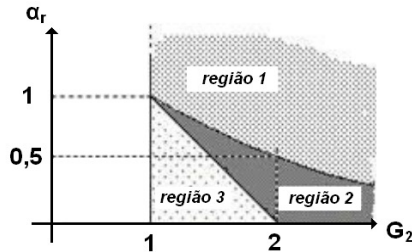


Figura 5.2 – Regiões de operação do conversor.

O limiar entre as regiões 2 e 3 é definido por $\alpha_{r(\min)}$ e o limiar entre as regiões 1 e 2 é definido por $\alpha_{r(\max)}$, segundo as expressões a seguir:

$$\alpha_{r(\min)} = \frac{2}{G_2} - 1 \quad (5.1)$$

$$\alpha_{r(\max)} = \frac{1}{G_2} \quad (5.2)$$

Onde:

- α_r – é a corrente de carga normalizada e
- G_2 – é a relação entre a tensão nos capacitores C_o e C_l .

Na região 1, durante a abertura do interruptor S_p , o capacitor de ressonância (C_r) recebe energia suficiente para se carregar até atingir a tensão de saída ($V_x = V_o$). Além disso, ele apresenta onze etapas de operação, em regime permanente. Por outro lado, na região 2, a tensão final em C_r atinge um valor de tensão intermediário entre V_{Cl} e V_o , porém o conversor mantém a característica de operação com comutação suave. Por fim, na região 3, a tensão final em C_r não atinge o valor de V_{Cl} , fazendo com que ocorra comutação dissipativa apenas na saída de condução de S_p .

Nesse trabalho, devido às especificações de carga e ganho de tensão da aplicação desejada, será feita a análise do funcionamento do conversor somente na região 2. Esse

conversor apresenta dez etapas de operação presentes em um ciclo de chaveamento, em regime permanente. Para realizar a análise qualitativa, serão feitas as seguintes considerações:

- A fonte de tensão de entrada é considerada ideal (V_i);
- Os filtros capacitivos C_1 e C_o são grandes o suficiente para que sejam considerados como fontes de tensão constantes (V_{C1} e V_o);
- Os indutores L_1 e L_2 são grandes o suficiente para que suas correntes sejam consideradas constantes (I_{L1} e I_{L2});
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;
- O interruptor (S_p) é bidirecional em corrente.

5.2.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]

Inicia-se com o fechamento do interruptor S_p no modo ZCS em $t = t_0$. O diodo D_2 entra em condução juntamente com o diodo D_1 . Com isso, o indutor L_a sofre carga linear de corrente com tensão constante igual a $+V_{C1}$. Dessa forma, o diodo D_2 assume linearmente a corrente que estava passando por D_1 . Esta etapa termina com o bloqueio de D_1 em $t = t_1$. Além disso, o indutor ressonante L_r sofre descarga linear de corrente com tensão constante igual a $-V_o$, partindo do valor inicial de corrente igual a I_{L2} , decrescendo até tornar-se nula em $t = t_2$. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.3.

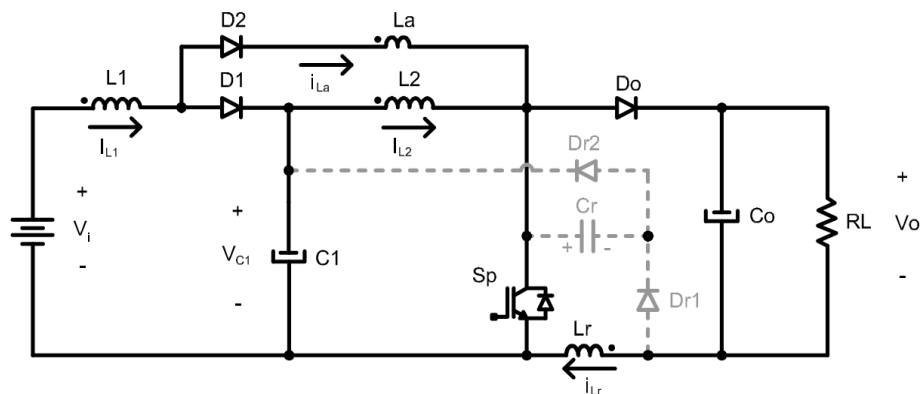


Figura 5.3 – Primeiro estágio de operação.

5.2.2 - SEGUNDO ESTÁGIO $[\Delta t_2 = t_2 - t_1]$

Esta etapa inicia-se com o bloqueio do diodo D_1 . O indutor L_r continua a descarga linear de corrente com tensão constante igual a $-V_o$ até que sua corrente torne-se nula em $t = t_2$. Em consequência disso, a corrente no interruptor S_p cresce linearmente até atingir o valor de $I_{L1} + I_{L2}$, terminando esta etapa. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.4.

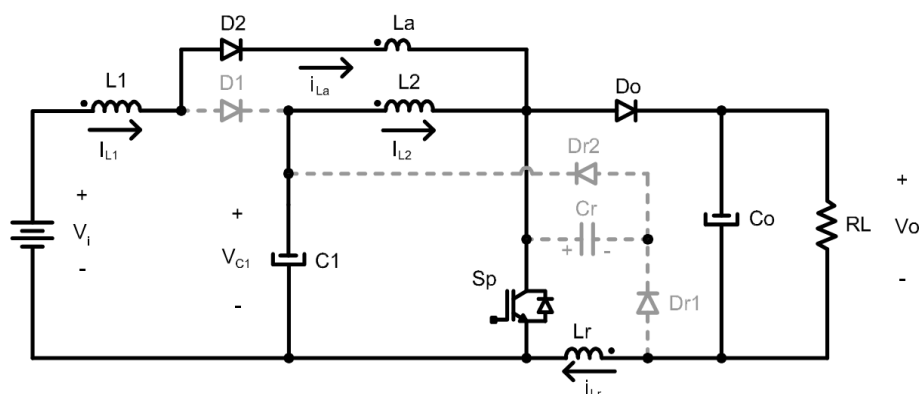


Figura 5.4 – Segundo estágio de operação.

5.2.3 - TERCEIRO ESTÁGIO $[\Delta t_3 = t_3 - t_2]$

Esta etapa tem início com o bloqueio de D_o e entrada de condução de D_{r1} . Com isso, inicia-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . Esta etapa termina quando a tensão no capacitor ressonante atinge o valor de $-V_{C1}$ em $t = t_3$. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.5.

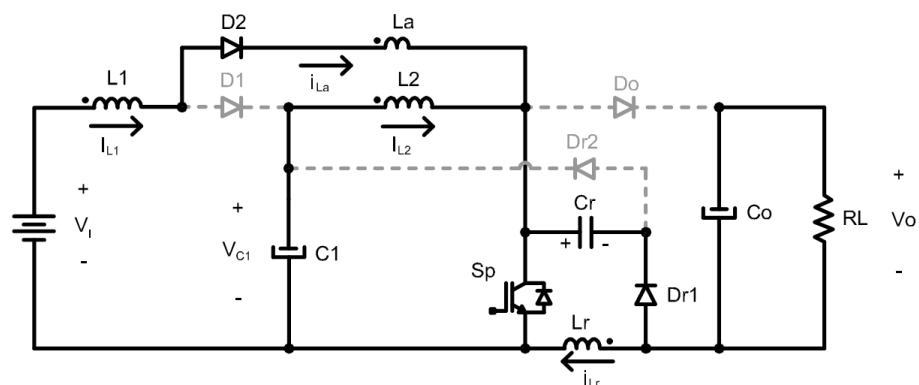


Figura 5.5 – Terceiro estágio de operação.

5.2.4 - QUARTO ESTÁGIO $[\Delta t_4 = t_4 - t_3]$

Esta etapa inicia-se com a entrada de condução do diodo D_{r2} . A energia armazenada no indutor L_r durante a ressonância é transferida para o capacitor C_1 na forma de descarga linear de corrente com tensão constante igual a V_{C1} . Esta etapa termina quando é cessada a corrente em L_r , bloqueando os diodos D_{r1} e D_{r2} . O circuito formado por esta etapa está ilustrado na Figura 5.6.

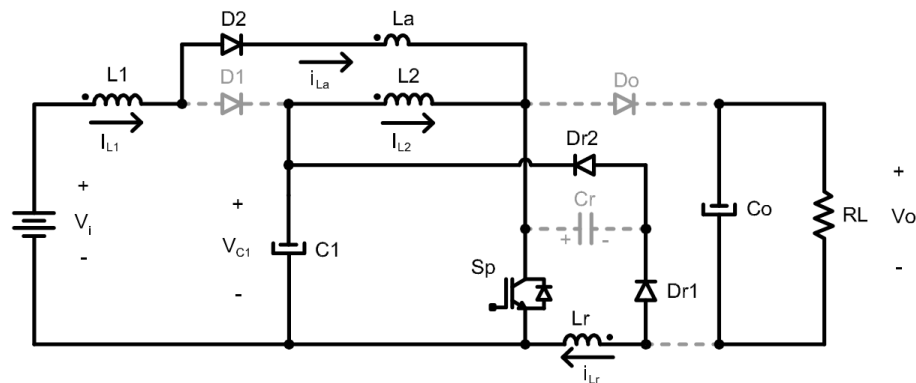


Figura 5.6 – Quarto estágio de operação.

5.2.5 - QUINTO ESTÁGIO $[\Delta t_5 = t_5 - t_4]$

Esta etapa inicia-se quando a corrente no indutor L_r torna-se nula. É a etapa característica PWM de armazenamento de energia, durante a qual L_1 e L_2 recebem energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente. A etapa termina quando o interruptor S_p é desligado. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.7.

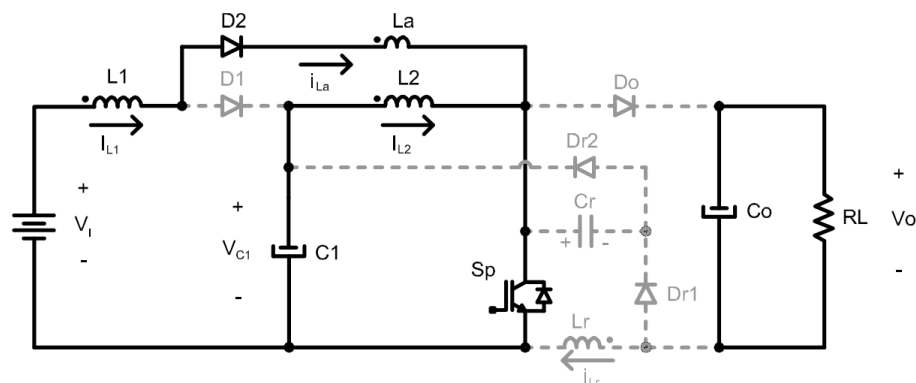


Figura 5.7 – Quinto estágio de operação.

5.2.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]

Inicia-se com a abertura do interruptor S_p e entrada em condução do diodo D_{r2} . O capacitor C_r assume a corrente que estava passando por S_p , fazendo com que sofra carga linear de tensão com corrente constante igual a $I_{L1} + I_{L2}$ até atingir tensão nula. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.8.

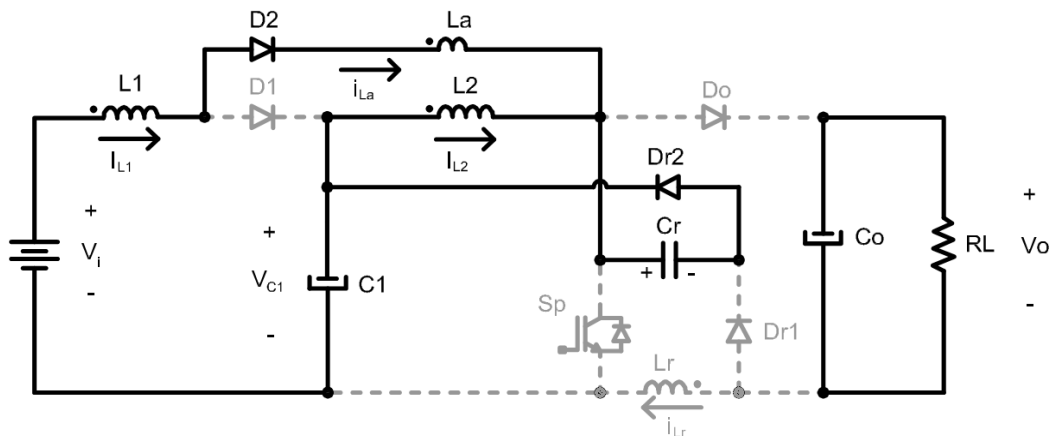


Figura 5.8 – Sexto estágio de operação.

5.2.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]

Nesta etapa ocorre ressonância entre L_a e C_r , fazendo com que o diodo D_1 assumira a corrente do diodo D_2 , bloqueando-o, ao término desta etapa. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.9.

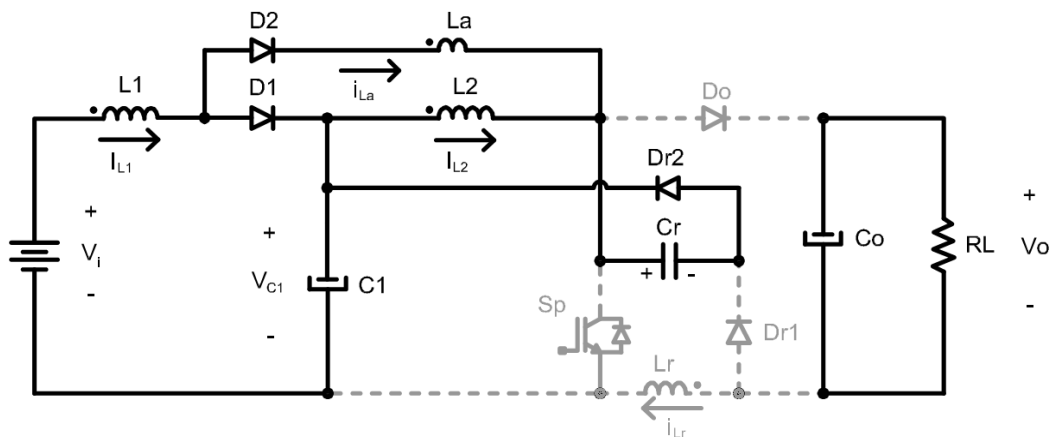


Figura 5.9 – Sétimo estágio de operação.

5.2.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]

Nesta etapa ocorre carga linear de tensão do capacitor C_r com corrente constante I_{L2} . Inicia-se com o bloqueio do diodo D_2 e termina quando a tensão em C_r atinge o valor de $(V_o - V_{C1})$. É importante salientar que este estágio somente existirá se a tensão em C_r , no instante t_7 , for inferior a $(V_o - V_{C1})$. O circuito formado por esta etapa está ilustrado na Figura 5.10.

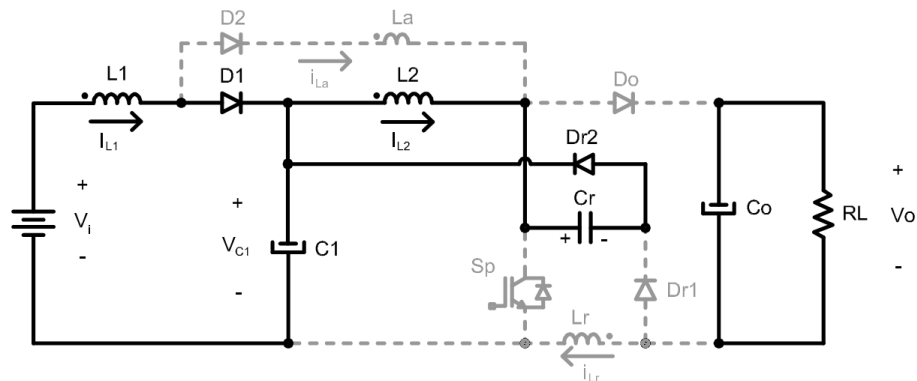


Figura 5.10 – Oitavo estágio de operação.

5.2.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$]

Nesta etapa ocorre ressonância entre C_r e L_r , fazendo com que a corrente em D_{r2} decresça cossenoidalmente até se extinguir. Conseqüentemente, a tensão no capacitor ressonante cresce senoidalmente até atingir um valor entre V_{C1} e V_o , denominado por V_x . O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.11.

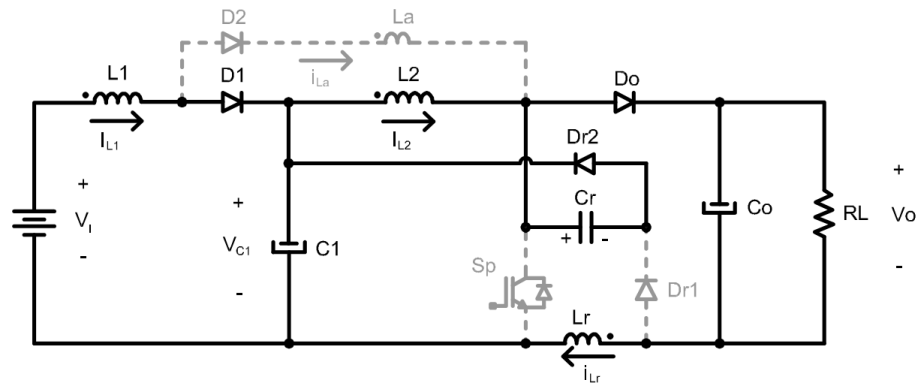


Figura 5.11 – Nono estágio de operação.

5.2.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_0 - t_9$]

Esta é a etapa característica PWM de transferência de energia, onde a energia armazenada no campo magnético dos indutores L_1 e L_2 é transferida aos capacitores C_1 e C_o , respectivamente. O circuito formado por esta etapa está ilustrado em negrito na Figura 5.12.

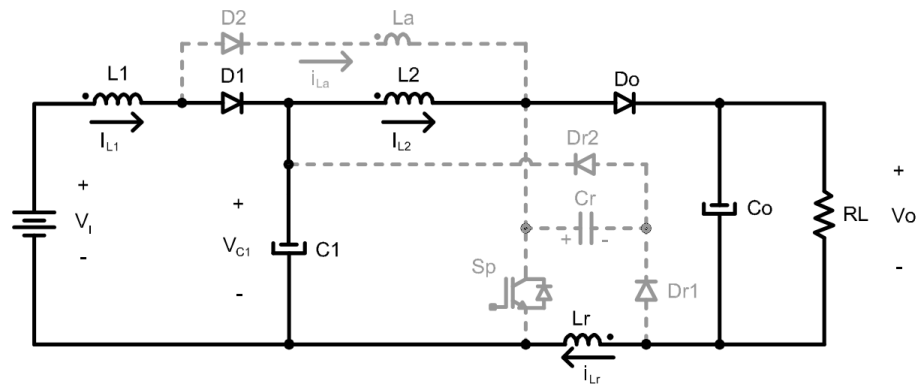


Figura 5.12 – Décimo estágio de operação.

5.2.11 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

Das etapas de operação, em regime permanente, obtêm-se as formas de onda ilustradas na Figura 5.13.

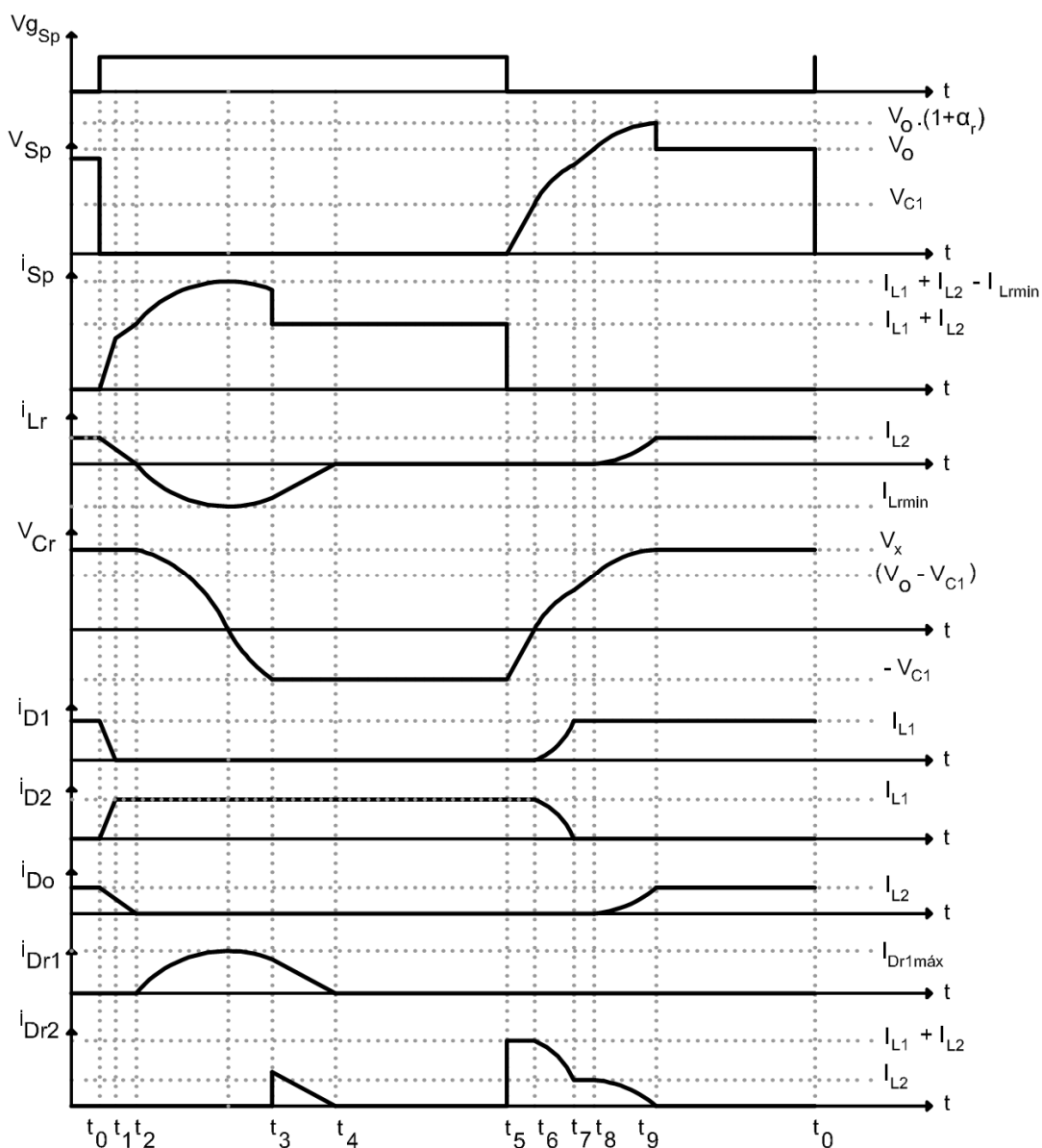


Figura 5.13 – Formas de onda teóricas em regime permanente.

5.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com base na análise qualitativa realizada anteriormente, pode-se desenvolver o equacionamento das etapas de funcionamento do conversor.

Na análise quantitativa são determinados os intervalos de tempo (Δt_n) referentes aos estágios de operação do conversor, os planos de fase dos elementos ressonantes, o ganho

estático, a quantificação dos esforços dos semicondutores e as curvas de operação do conversor. Por definição, tem-se:

$$T = 1 / f \quad (5.3)$$

$$\omega = 2\pi.f \quad (5.4)$$

$$\omega_r = 1 / \sqrt{L_r.C_r} \quad (5.5)$$

$$\omega_a = 1 / \sqrt{L_a.C_r} \quad (5.6)$$

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_r} \quad (5.7)$$

$$Z_a = \sqrt{L_a / C_r} \quad (5.8)$$

$$G_1 = V_{C1} / V_i \quad (5.9)$$

$$G_2 = V_o / V_{C1} \quad (5.10)$$

$$G = V_o / V_i \quad (5.11)$$

$$I_o = I_{L1} / G \quad (5.12)$$

$$\alpha_a = I_{L1}.Z_a / V_{C1} \quad (5.13)$$

$$\alpha_r = I_{L2}.Z_r / V_o \quad (5.14)$$

$$\alpha_3 = \frac{(I_{L1} + I_{L2}).Z_a}{V_{C1}} \quad (5.15)$$

$$V_x = V_o.(1 + \alpha_r) - V_{C1} < V_o \quad (5.16)$$

$$K = V_{C1} / V_x \quad (5.17)$$

A seguir, serão analisados matematicamente os dez estágios de operação do conversor.

5.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]

O circuito equivalente da primeira etapa de operação está ilustrado na Figura 5.3. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{D_o}(t_0) = I_{L2} \quad (5.18)$$

$$i_{L_r}(t_0) = I_{L2} \quad (5.19)$$

$$i_{D1}(t_0) = I_{L1} \quad (5.20)$$

$$i_{D2}(t_0) = 0 \quad (5.21)$$

$$i_{L_a}(t_0) = 0 \quad (5.22)$$

$$i_{S_p}(t_0) = 0 \quad (5.23)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (5.24)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 e S_p , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (5.25)$$

Analisando a malha formada por D_2 , L_a , L_2 e D_1 , têm-se:

$$v_{L_a}(t) = V_{C1} \quad (5.26)$$

Analisando a malha formada por S_p , D_o , C_o e L_r , têm-se:

$$v_{L_r}(t) = -V_o \quad (5.27)$$

A expressão (5.24) representa que o indutor L_1 está transferindo energia para C_1 . Por outro lado, as expressões (5.25) e (5.26) representam que os indutores L_2 e L_a estão acumulando energia proveniente de C_1 . Por fim, a expressão (5.27) representa que o indutor L_r está fornecendo energia ao capacitor C_o .

A equação de tensão no indutor L_a é dada por:

$$v_{L_a}(t) = L_a \cdot \frac{di_{L_a}(t)}{dt} \quad (5.28)$$

Substituindo (5.26) em (5.28) e resolvendo-a, resulta em:

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t \quad (5.29)$$

Quando $t = \Delta t_1$, a corrente no indutor L_a é:

$$i_{La}(t_1) = I_{L1} \quad (5.30)$$

Substituindo (5.30) em (5.29) e isolando Δt_1 , encontra-se:

$$\Delta t_1 = \frac{I_{L1} \cdot L_a}{V_{C1}} \quad (5.31)$$

Substituindo (5.6) e (5.13) em (5.31), resulta:

$$\Delta t_1 = \frac{\alpha_a}{\omega_a} \quad (5.32)$$

Analisando o nó formado por L_1 , D_1 e D_2 , tem-se:

$$I_{L1} = i_{D1}(t) + i_{D2}(t) \quad (5.33)$$

Substituindo (5.29) em (5.33), encontra-se:

$$i_{D1}(t) = I_{L1} - \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t \quad (5.34)$$

A equação de tensão no indutor L_r é dada por:

$$v_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (5.35)$$

Substituindo (5.27) em (5.35) e resolvendo-a, resulta em:

$$i_{Lr}(t) = i_{D_o}(t) = I_{L2} - \frac{V_o}{L_r} \cdot t \quad (5.36)$$

Quando $t = \Delta t_1$, a corrente no indutor L_r é:

$$i_{Lr}(t_1) = I_{L2} - I_{L1} \cdot G_2 \cdot \frac{L_a}{L_r} \quad (5.37)$$

Analisando o nó formado por L_a , L_2 , S_p e D_o , tem-se:

$$I_{L2} + i_{La}(t) = i_{Sp}(t) + i_{D_o}(t) \quad (5.38)$$

Substituindo (5.36) em (5.38) e isolando a corrente em S_p , resulta:

$$i_{Sp}(t) = \left(\frac{V_{C1}}{L_a} + \frac{V_o}{L_r} \right) \cdot t \quad (5.39)$$

Quando $t = t_1$ a corrente no interruptor S_p será:

$$i_{Sp}(t_1) = I_{L1} \cdot \left(1 + G_2 \cdot \frac{L_a}{L_r} \right) \quad (5.40)$$

5.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]

O circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento está representado na Figura

5.4. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{D1}(t_1) = 0 \quad (5.41)$$

$$i_{D2}(t_1) = i_{La}(t_1) = I_{L1} \quad (5.42)$$

$$i_{Lr}(t_1) = i_{Do}(t_1) = I_{L2} - I_{L1} \cdot G_2 \cdot \frac{L_a}{L_r} \quad (5.43)$$

$$i_{Sp}(t_1) = I_{L1} \cdot \left(1 + G_2 \cdot \frac{L_a}{L_r} \right) \quad (5.44)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (5.45)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 e S_p , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (5.46)$$

Como a corrente em L_a é constante, a tensão em seus terminais é nula.

$$v_{La}(t) = 0 \quad (5.47)$$

Analisando a malha formada por D_o , V_o , L_r e S_p , têm-se:

$$v_{Lr}(t) = -V_o \quad (5.48)$$

As expressões (5.45) e (5.46) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente. A expressão (5.47) representa que o indutor L_a está em roda livre, ou seja, não está acumulando nem fornecendo energia. Por fim, a expressão (5.48) representa que o indutor L_r está fornecendo energia ao capacitor C_o .

A equação de tensão no indutor L_r é dada por:

$$v_{L_r}(t) = L_r \cdot \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (5.49)$$

Substituindo (5.43) e (5.48) em (5.49) e resolvendo-a, encontra-se:

$$i_{L_r}(t) = i_{D_o}(t) = i_{L_r}(t_1) - \frac{V_o}{L_r} \cdot t \quad (5.50)$$

Quando $t = t_2$, a corrente em L_r é:

$$i_{L_r}(t_2) = i_{D_o}(t_2) = 0 \quad (5.51)$$

Fazendo $t = \Delta t_2$ e substituindo (5.51) e (5.43) em (5.50), resulta:

$$\Delta t_2 = \frac{I_{L_2} \cdot L_r}{V_o} - \frac{I_{L_1} \cdot L_a}{V_{C1}} \quad (5.52)$$

Substituindo (5.5), (5.6), (5.13) e (5.14) em (5.52), obtém-se:

$$\Delta t_2 = \frac{\alpha_r}{\omega_r} - \frac{\alpha_a}{\omega_a} \quad (5.53)$$

Analisando o nó formado por L_a , L_2 , S_p e D_o , tem-se:

$$I_{L_1} + I_{L_2} = i_{S_p}(t) + i_{D_o}(t) \quad (5.54)$$

Substituindo (5.43) e (5.50) em (5.54) e isolando a corrente em S_p , resulta:

$$i_{S_p}(t) = I_{L_1} \cdot \left(1 + G_2 \cdot \frac{L_a}{L_r} \right) + \frac{V_o}{L_r} \cdot t \quad (5.55)$$

Quando $t = \Delta t_2$, a corrente no interruptor S_p é:

$$i_{S_p}(t_2) = I_{L_1} + I_{L_2} \quad (5.56)$$

5.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$]

O circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento está representado na Figura

5.5. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{D1}(t_2) = 0 \quad (5.57)$$

$$i_{D2}(t_2) = i_{La}(t_2) = I_{L1} \quad (5.58)$$

$$i_{Do}(t_2) = i_{Lr}(t_2) = 0 \quad (5.59)$$

$$i_{Sp}(t_2) = I_{L1} + I_{L2} \quad (5.60)$$

$$v_{Cr}(t_2) = V_x \quad (5.61)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (5.62)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 e S_p , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (5.63)$$

As expressões (5.62) e (5.63) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

Analisando a malha ressonante formada por D_{r1} , L_r , C_r e S_p , no instante em que o diodo D_{r1} entra em condução, inicia-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . A equação da malha de tensão do circuito é dada por:

$$L_r \cdot \frac{di_{Dr1}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{Dr1}(t) \cdot dt - v_{Cr}(t_2) = 0 \quad (5.64)$$

Substituindo (5.61) em (5.64) e aplicando-se a transformada de Laplace, resulta em:

$$L_r \cdot s \cdot I_{Dr1}(s) + \frac{1}{C_r \cdot s} \cdot I_{Dr1}(s) = \frac{V_x}{s} \quad (5.65)$$

Isolando $I_{Dr1}(s)$ na expressão (5.65), tem-se:

$$I_{Dr1}(s) = \frac{V_x}{L_r} \cdot \left[\frac{1}{s^2 + \omega_r^2} \right] \quad (5.66)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (5.66) e substituindo (5.7), obtém:

$$i_{Dr1}(t) = -i_{Lr}(t) = \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (5.67)$$

A tensão no capacitor é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{Lr}(t) \cdot dt - v_{Cr}(t_2) \quad (5.68)$$

Substituindo (5.61) e (5.67) em (5.68) e resolvendo a integral, resulta em:

$$v_{Cr}(t) = V_x \cdot \cos(\omega_r \cdot t) \quad (5.69)$$

Analisando o nó formado por L_a , L_2 , S_p e C_r , tem-se:

$$i_{Sp}(t) = I_{L1} + I_{L2} - i_{Lr}(t) \quad (5.70)$$

Substituindo (5.67) em (5.70), tem-se:

$$i_{Sp}(t) = I_{L1} + I_{L2} + \frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (5.71)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_r atinge o valor de $-V_{C1}$ em $t = t_3$, fazendo com que o diodo D_{r2} entre em condução.

$$v_{Cr}(t_3) = -V_{C1} \quad (5.72)$$

Fazendo $t = \Delta t_3$ e substituindo (5.17) e (5.72) em (5.69) resulta:

$$v_{Cr}(t_3) = V_x \cdot \cos(\omega_r \cdot \Delta t_3) = -V_{C1}$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arccos\left(-\frac{V_{C1}}{V_x}\right)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arccos(-K) \quad (5.73)$$

Quando $t = t_3$, a corrente no indutor L_r será:

$$\begin{aligned}
 i_{Lr}(t_3) &= -\frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot \Delta t_3) \\
 i_{Lr}(t_3) &= -\frac{V_x}{Z_r} \cdot \sqrt{1 - (K)^2} \\
 i_{Lr}(t_3) &= -\frac{1}{Z_r} \cdot \sqrt{V_x^2 - V_{C1}^2} \tag{5.74}
 \end{aligned}$$

Fazendo $t = t_3$ e substituindo (5.78) em (5.71), encontra-se:

$$i_{Sp}(t_3) = I_{L1} + I_{L2} - i_{Lr}(t_3) \tag{5.75}$$

5.3.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]

O circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento está representado na Figura

5.6. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{Lr}(t_3) = -\frac{1}{Z_r} \cdot \sqrt{V_x^2 - V_{C1}^2} \tag{5.76}$$

$$i_{Sp}(t_{3-}) = I_{L1} + I_{L2} - i_{Lr}(t_3) \tag{5.77}$$

$$i_{Sp}(t_{3+}) = I_{L1} + I_{L2} \tag{5.78}$$

$$v_{Cr}(t_3) = -V_{C1} \tag{5.79}$$

$$i_{Dr1}(t_{3+}) = i_{Dr2}(t_{3+}) = -i_{Lr}(t_3) \tag{5.80}$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \tag{5.81}$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 e S_p , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \tag{5.82}$$

As expressões (5.81) e (5.82) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

Analisando a malha formada por L_r , D_{r1} , D_{r2} e C_1 , têm-se:

$$v_{Lr}(t) = V_{C1} \quad (5.83)$$

A equação de tensão no indutor L_r é dada por:

$$v_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (5.84)$$

Substituindo (5.83) em (5.84) e resolvendo-a, encontra-se:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{C1}}{L_r} \cdot t + i_{Lr}(t_3) \quad (5.85)$$

A corrente nos diodos D_{r1} e D_{r2} é dada por:

$$i_{Dr1}(t) = i_{Dr2}(t) = -i_{Lr}(t) \quad (5.86)$$

Quando $t = t_4$, a corrente em L_r é nula.

$$i_{Lr}(t_4) = i_{Dr1}(t_4) = i_{Dr2}(t_4) = 0 \quad (5.87)$$

Fazendo $t = \Delta t_4$ e substituindo (5.76) e (5.87) em (5.85), resulta:

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t_4) &= \frac{V_{C1}}{L_r} \cdot \Delta t_4 + i_{Lr}(t_3) \\ \Delta t_4 &= -\frac{i_{Lr}(t_3)}{V_{C1}} \cdot L_r \\ \Delta t_4 &= \frac{1}{\omega_r} \cdot \frac{\sqrt{1-K^2}}{K} \end{aligned} \quad (5.88)$$

5.3.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$]

O circuito equivalente da quinta etapa de operação está representado pela Figura 5.7.

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (5.89)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S_p , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (5.90)$$

As expressões (5.89) e (5.90) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente, caracterizando esta etapa como o estágio

PWM característico de acúmulo de energia.

O intervalo de tempo desta etapa de operação é dado por:

$$\Delta t_5 = D.T - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (5.91)$$

Substituindo (5.32), (5.44), (5.73) e (5.88) em (5.91), resulta:

$$\Delta t_5 = D.T - \frac{1}{\omega_r} \cdot \left[\alpha_r + \arccos(-K) + \frac{\sqrt{1-K^2}}{K} \right] \quad (5.92)$$

5.3.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]

O circuito equivalente da sexta etapa de operação está representado na Figura 5.8. Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{Dr2}(t_5) = I_{L1} + I_{L2} \quad (5.93)$$

$$i_{Sp}(t_5) = 0 \quad (5.94)$$

$$v_{Cr}(t_5) = -V_{C1} \quad (5.95)$$

Como a corrente no indutor L_a é constante, a tensão induzida em seus terminais é:

$$v_{La}(t) = 0 \quad (5.96)$$

Analisando a malha formada por L_2 , C_r e $Dr2$, têm-se:

$$v_{L2}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (5.97)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a , L_2 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} - v_{Cr}(t) \quad (5.98)$$

Analisando o nó formado por L_a , L_2 e C_r , tem-se:

$$i_{Cr}(t) = I_{L1} + I_{L2} \quad (5.99)$$

A equação de tensão no capacitor C_r é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{Cr}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_5) \quad (5.100)$$

Substituindo (5.95) e (5.99) em (5.100) e resolvendo-a, resulta em:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot (I_{L1} + I_{L2}) \cdot t - V_{C1} \quad (5.101)$$

Substituindo (5.101) em (5.97), tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_r} \cdot t \quad (5.102)$$

Substituindo (5.101) em (5.98), tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_r} \cdot t \quad (5.103)$$

Quando $t = t_6$, a tensão no capacitor C_r é nula.

$$v_{Cr}(t_6) = 0 \quad (5.104)$$

Fazendo $t = \Delta t_6$, substituindo (5.104) em (5.101) e isolando Δt_6 , encontra-se:

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot C_r}{I_{L1} + I_{L2}} \quad (5.105)$$

Substituindo (5.6) e (5.15) em (5.105), tem-se:

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\alpha_3 \cdot \omega_a} \quad (5.106)$$

A tensão no interruptor S_p é dada por:

$$v_{Sp}(t) = v_{Cr}(t) + V_{C1} \quad (5.107)$$

Substituindo (5.101) em (5.107), tem-se:

$$v_{Sp}(t) = \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_r} \cdot t \quad (5.108)$$

5.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]

O circuito equivalente da sétima etapa de operação está representado na Figura 5.9.

Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{Dr2}(t_6) = i_{Cr}(t_6) = I_{L1} + I_{L2} \quad (5.109)$$

$$i_{D1}(t_6) = 0 \quad (5.110)$$

$$i_{D2}(t_6) = i_{La}(t_6) = I_{L1} \quad (5.111)$$

$$v_{Cr}(t_6) = 0 \quad (5.112)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (5.113)$$

Analisando a malha formada por L_2 , C_r e D_{r2} , tem-se:

$$v_{L2}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (5.114)$$

Analisando a malha formada por D_2 , L_a , L_2 e D_1 , tem-se:

$$v_{La}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (5.115)$$

Analisando a malha formada por D_2 , L_a , C_r , D_{r2} e D_1 , resulta em:

$$L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt = 0 \quad (5.116)$$

Analisando o nó formado por L_1 , D_1 e D_2 , tem-se:

$$i_{La}(t) = I_{L1} - i_{D1}(t) \quad (5.117)$$

Analisando o nó formado por L_a , L_2 e C_r , tem-se:

$$i_{Cr}(t) = I_{L2} + i_{La}(t) \quad (5.118)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (5.116), tem-se:

$$I_{La}(s) = I_{L1} \cdot \left(\frac{s}{s^2 + \omega_a^2} \right) \quad (5.119)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (5.119), obtém-se:

$$i_{La}(t) = i_{D2}(t) = I_{L1} \cdot \cos(\omega_a t) \quad (5.120)$$

Substituindo (5.120) em (5.117) e isolando a corrente no diodo D_1 , resulta:

$$i_{D1}(t) = I_{L1} \cdot [1 - \cos(\omega_a t)] \quad (5.121)$$

Substituindo (5.120) em (5.118), resulta:

$$i_{C_r}(t) = i_{D_{r2}}(t) = I_{L1} \cdot \cos(\omega_a t) + I_{L2} \quad (5.122)$$

A equação de tensão no capacitor C_r é dada por:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{C_r}(t) \cdot dt + v_{C_r}(t_6) \quad (5.123)$$

Substituindo (5.112) e (5.122) em (5.123) e resolvendo-a, obtém-se:

$$v_{C_r}(t) = \frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t + I_{L1} \cdot Z_a \cdot \text{sen} \omega_a t \quad (5.124)$$

Quando $t = t_7$, a corrente no diodo D_2 é nula.

$$i_{D_2}(t_7) = i_{L_a}(t_7) = 0 \quad (5.125)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$ em (5.120), substituindo (5.125) e isolando Δt_7 , encontra-se:

$$\Delta t_7 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_a} \quad (5.126)$$

Fazendo $t = t_7$ e substituindo (5.126) em (5.124), encontra-se:

$$v_{C_r}(t_7) = Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.127)$$

Fazendo $t = t_7$ e substituindo (5.126) em (5.121), encontra-se:

$$i_{D_1}(t_7) = I_{L1} \quad (5.128)$$

Substituindo (5.124) em (5.114) e (5.115), resulta em:

$$v_{L_a}(t) = v_{L2}(t) = - \left[\frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t + I_{L1} \cdot Z_a \cdot \text{sen}(\omega_a t) \right] \quad (5.129)$$

Analisando a malha formada por C_1 , D_{r2} , C_r e S_p , tem-se:

$$v_{S_p}(t) = V_{C1} + v_{C_r}(t) \quad (5.130)$$

Substituindo (4.119) em (4.125), resulta:

$$v_{S_p}(t) = V_{C1} + \frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t + I_{L1} \cdot Z_a \cdot \text{sen} \omega_a t \quad (5.131)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$ e substituindo (4.122) em (4.126), encontra-se:

$$v_{Sp}(t_7) = V_{C1} + Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.132)$$

5.3.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]

O circuito equivalente da oitava etapa de operação está representado na Figura 5.10.

Esta etapa possui os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_7) = i_{D2}(t_7) = 0 \quad (5.133)$$

$$i_{D1}(t_7) = I_{L1} \quad (5.134)$$

$$i_{Dr2}(t_7) = I_{L2} \quad (5.135)$$

$$v_{Cr}(t_7) = Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) < V_o - V_{C1} \quad (5.136)$$

$$v_{Sp}(t_7) = V_{C1} + Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) < V_o \quad (5.137)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (5.138)$$

Analisando a malha formada por L_2 , C_r e D_{r2} , têm-se:

$$v_{L2}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (5.139)$$

A tensão no capacitor é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{Cr}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_7)$$

$$v_{Cr}(t) = Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) + \frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t \quad (5.140)$$

Analisando a malha formada por C_1 , D_{r2} , C_r e S_p , tem-se:

$$v_{Sp}(t) = v_{Cr}(t) + V_{C1} \quad (5.141)$$

Substituindo (5.140) em (5.141), resulta:

$$v_{sp}(t) = V_{C1} + Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) + \frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t \quad (5.142)$$

Esta etapa de operação tem fim quando a tensão no interruptor se iguala à tensão de saída.

$$v_{sp}(t_8) = V_o \quad (5.143)$$

Fazendo $t = \Delta t_8$ e substituindo (5.143) em (5.142), tem-se:

$$v_{Cr}(t_8) = V_o - V_{C1} \quad (5.144)$$

Substituindo (5.140) em (5.139), obtém-se:

$$v_{L2}(t) = - \left[\frac{I_{L2}}{C_r} \cdot t + Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (5.145)$$

Fazendo $t = \Delta t_8$ e substituindo (5.144) em (5.140), encontra-se:

$$\begin{aligned} \Delta t_8 &= \frac{C_r}{I_{L2}} \cdot [v_{Cr}(t_8) - v_{Cr}(t_7)] \\ \Delta t_8 &= \frac{C_r}{I_{L2}} \cdot \left[V_o - V_{C1} - Z_a \cdot \left(I_{L1} + I_{L2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right] \\ \Delta t_8 &= \frac{1}{\omega_r \cdot \alpha_r} - \frac{1}{\omega_a} \cdot \left[\frac{I_{L1}}{I_{L2}} \left(\frac{1}{\alpha_a} + 1 \right) + \frac{\pi}{2} \right] \end{aligned} \quad (5.146)$$

5.3.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$]

O circuito equivalente da nona etapa de operação está representado na Figura 5.11. Esta etapa possui os seguintes valores iniciais:

$$i_{Do}(t_8) = i_{Lr}(t_8) = 0 \quad (5.147)$$

$$v_{Cr}(t_8) = V_o - V_{C1} \quad (5.148)$$

$$v_{sp}(t_8) = V_o \quad (5.149)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_l , D_l e C_l , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (5.150)$$

A expressão (5.150) representa que o indutor L_l está fornecendo energia para C_l .

Analisando a malha formada por L_2 , C_r e D_{r2} , têm-se:

$$v_{L_2}(t) = -v_{C_r}(t) \quad (5.151)$$

Analisando a malha formada por C_1 , D_{r2} , C_r , D_o , C_o e L_r , a equação da malha de tensão resultante é dada por:

$$\frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t [I_{L_2} - i_{L_r}(t)] \cdot dt - L_r \cdot \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = 0 \quad (5.152)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (5.152), resulta em:

$$\frac{I_{L_r}(s)}{s \cdot C_r} + L_r \cdot s \cdot I_{L_r}(s) = \frac{I_{L_2}}{s^2 \cdot C_r} \quad (5.153)$$

Isolando $I_{L_r}(s)$ na expressão (5.153), tem-se:

$$I_{L_r}(s) = \frac{I_{L_2} \cdot \omega_r^2}{s} \left[\frac{1}{s^2 + \omega_r^2} \right] \quad (5.154)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace em (5.154), obtém-se:

$$i_{L_r}(t) = i_{D_o}(t) = I_{L_2} \cdot [1 - \cos(\omega_r t)] \quad (5.155)$$

Analisando o nó formado por L_2 , C_r e D_o , tem-se:

$$I_{L_2} = i_{L_r}(t) + i_{D_{r2}}(t) \quad (5.156)$$

Substituindo (5.155) em (5.156) e isolando $i_{D_{r2}}(t)$, encontra-se:

$$i_{D_{r2}}(t) = i_{C_r}(t) = I_{L_2} \cdot \cos \omega_r t \quad (5.157)$$

A equação de tensão no capacitor C_r é dada por:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t [I_{L_2} \cdot \cos(\omega_r t)] \cdot dt + v_{C_r}(t_0) \quad (5.158)$$

Substituindo (5.148) em (5.158) e resolvendo a integral, resulta:

$$v_{C_r}(t) = V_o - V_{C_1} + \frac{I_{L_2}}{\omega_r \cdot C_r} \text{sen} \omega_r t$$

$$v_{C_r}(t) = V_o (1 + \alpha_r \cdot \text{sen} \omega_r t) - V_{C_1} \quad (5.159)$$

Substituindo (5.159) em (5.151), resulta:

$$v_{L2}(t) = -V_o (1 + \alpha_r \cdot \text{sen} \omega_r t) + V_{C1} \quad (5.160)$$

Quando $t = t_9$, a corrente em D_{r2} é nula.

$$i_{D_{r2}}(t_9) = 0 \quad (5.161)$$

Substituindo (5.161) em (5.157) e fazendo $t = \Delta t_9$, tem-se:

$$0 = I_{L2} \cdot \cos(\omega_r \Delta t_9)$$

$$\arccos(0) = \omega_r \cdot \Delta t_9$$

$$\Delta t_9 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_r} \quad (5.162)$$

Substituindo (5.162) em (5.159), obtém-se:

$$v_{Cr}(t_9) = V_o - V_{C1} + \frac{I_{L2}}{\omega_r \cdot C_r}$$

$$v_{Cr}(t_9) = V_o (1 + \alpha_r) - V_{C1} = V_x \quad (5.163)$$

A tensão no interruptor S_p é dada por:

$$v_{Sp}(t) = v_{Cr}(t) + V_{C1} \quad (5.164)$$

Substituindo (5.159) em (5.164), obtém-se:

$$v_{Sp}(t) = V_o (1 + \alpha_r \cdot \text{sen} \omega_r t) \quad (5.165)$$

Quando $t = t_9$, a tensão no interruptor S_p é:

$$v_{Sp}(t_{9-}) = V_o (1 + \alpha_r) \quad (5.166)$$

5.3.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_0 - t_9$]

O circuito equivalente da décima etapa de operação está representado na Figura 5.12.

Nesta etapa, as variáveis possuem os seguintes valores iniciais:

$$i_{D2}(t_9) = i_{La}(t_9) = 0 \quad (5.167)$$

$$i_{Do}(t_9) = i_{Lr}(t_9) = I_{L2} \quad (5.168)$$

$$v_{Cr}(t_9) = V_x \quad (5.169)$$

$$v_{Sp}(t_{9-}) = V_o(1 + \alpha_r) \quad (5.170)$$

Esta etapa inicia-se com o bloqueio do diodo D_{r2} . Em $t = t_{9+}$, a tensão no interruptor S_p passa a ser:

$$v_{Sp}(t_{9+}) = V_o \quad (5.171)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - V_{C1} \quad (5.172)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , D_o , C_o e L_r , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - V_o \quad (5.173)$$

As expressões (5.172) e (5.173) representam que os indutores L_1 e L_2 estão fornecendo energia para C_1 e C_o , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de transferência de energia.

O intervalo de tempo da décima etapa é dado por:

$$\Delta t_{10} = (1 - D) \cdot T - (\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \quad (5.174)$$

Substituindo (5.106), (5.126), (5.146) e (5.162) em (5.174) resulta em:

$$\Delta t_{10} = (1 - D) \cdot T - \frac{1}{\omega_r} \cdot \left(\frac{1}{\alpha_r} + \frac{\pi}{2} \right) - \frac{1}{\omega_a} \cdot \left[\frac{1}{\alpha_3} - \frac{I_{L1}}{I_{L2}} \cdot \left(\frac{1}{\alpha_a} + 1 \right) \right] \quad (5.175)$$

5.3.11 - PLANOS DE FASES

A Figura 5.14 e a Figura 5.15 ilustram os planos de fases dos elementos ressonantes L_a , L_r e C_r .

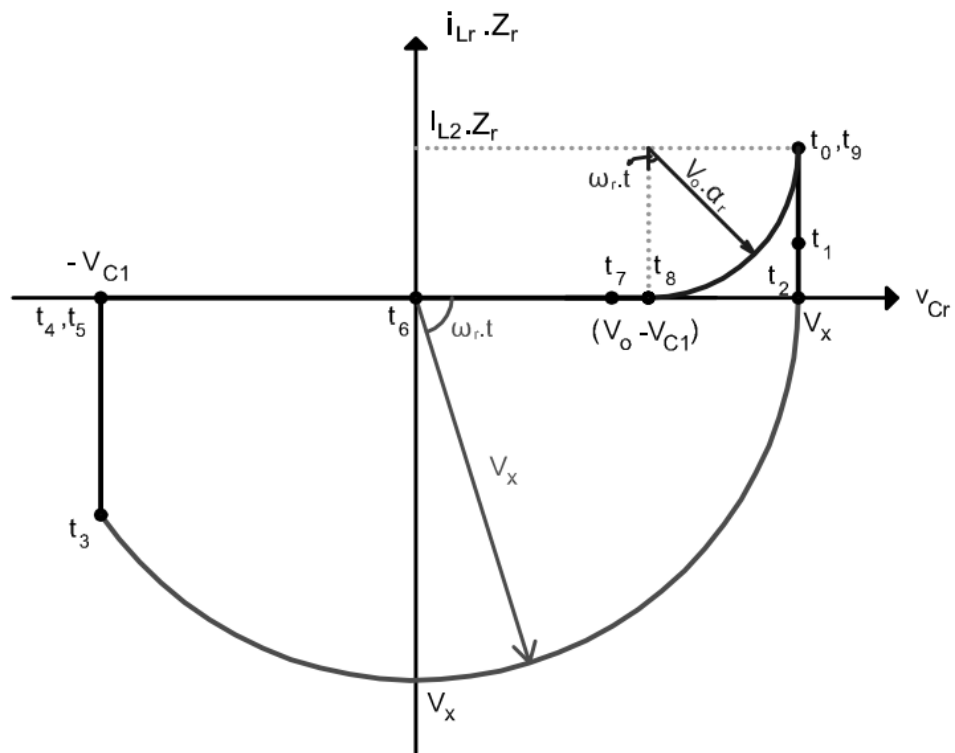


Figura 5.14 – Plano de fases de C_r e L_r .

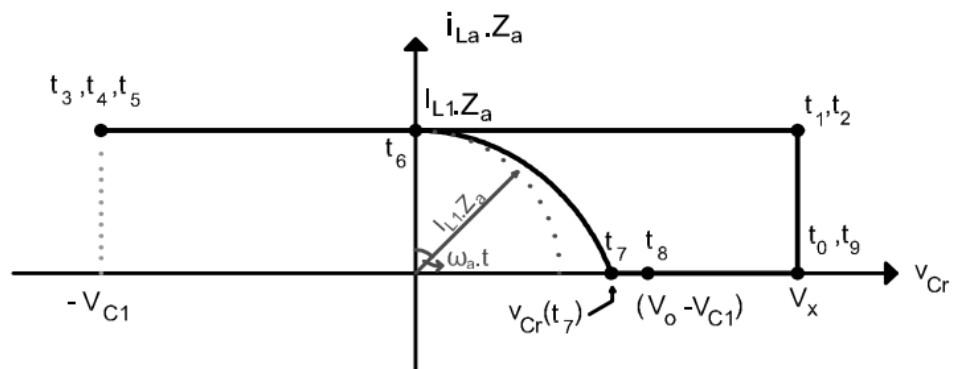


Figura 5.15 – Plano de fases de C_r e L_a .

Através dos planos de fases, destacam-se etapas características PWM, de ressonância e de carga ou descarga linear de tensão ou de corrente em um ciclo completo de chaveamento.

Analisando a Figura 5.14, nota-se que ocorre ressonância entre L_r e C_r na 3ª e 9ª etapas. Na 1ª e 2ª etapas, ocorre descarga linear de corrente com tensão constante igual a V_x .

Já na Figura 5.15, ocorre ressonância entre L_a e C_r somente na 7ª etapa. Na 1ª etapa

ocorre carga linear de corrente com tensão constante igual a V_x . Na 6ª etapa ocorre carga linear de tensão com corrente constante igual a I_{L1} . Por fim, na 8ª etapa ocorre carga linear de tensão com corrente constante igual a I_{L2} .

Analisando os planos de fases, nota-se que para ocorrer comutação suave, a tensão final em C_r deve ser maior que V_{C1} . Além disso, dependendo do ganho de tensão e da potência de carga, a oitava etapa de operação pode não existir e, a nona etapa poderá iniciar-se antes do término da sétima etapa, porém essa situação somente ocorre na região 1 de operação, conforme a Figura 5.2.

5.3.12 - GANHO ESTÁTICO

O ganho estático (G) do conversor será calculado considerando-se que, em regime permanente, as tensões médias nos indutores L_1 e L_2 são nulas em um período completo de chaveamento. A Figura 5.16 ilustra as formas de onda de tensão nesses indutores.

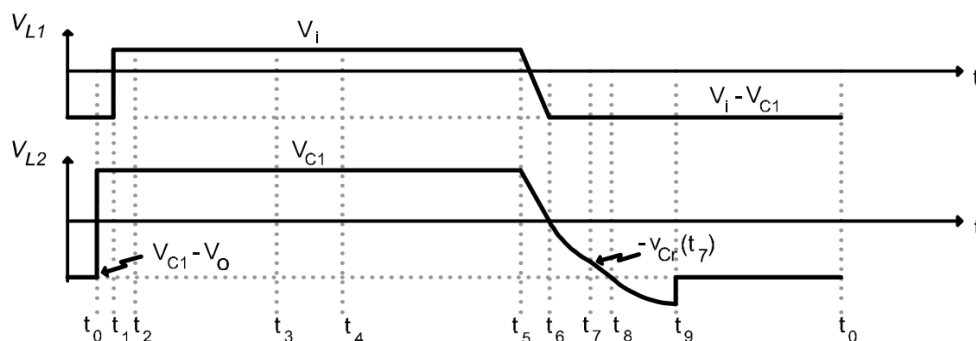


Figura 5.16 – Formas de onda para o cálculo do ganho estático.

5.3.12.1 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA NO INDUTOR L_1

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_1 pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_1 . A tensão média no indutor L_1 é dada por:

$$V_{L1_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{(\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5)} V_i \cdot dt + \int_0^{\Delta t_6} \left(V_i - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} t \right) dt + \int_0^{(\Delta t_1 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10})} (V_i - V_{C1}) \cdot dt \right] = 0 \quad (5.176)$$

Resolvendo (5.176) e isolando V_{C1} , resulta:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{\left[(1-D) + \frac{1}{T} \cdot \left(\Delta t_1 - \frac{\Delta t_6}{2} \right) \right]} \quad (5.177)$$

Para encontrar o valor de V_{C1} , deve-se substituir os valores de Δt_2 e Δt_6 e isolar a variável V_{C1} . Dessa forma, encontra-se um polinômio de segunda ordem cuja solução é obtida aplicando-se a fórmula de Bhaskara a seguir:

$$V_{C1} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4.a.c}}{2.a} \quad (5.178)$$

Onde:

$$\begin{aligned} a &= \frac{f \cdot C_r}{2 \cdot (I_{L1} + I_{L2})} \\ b &= D - 1 \\ c &= V_i - f \cdot I_{L1} \cdot L_a \end{aligned} \quad (5.179)$$

Dividindo a expressão (5.177) por V_i e substituindo (5.32) e (5.106), encontra-se o ganho estático de tensão G_1 .

$$G_1 = \frac{V_{C1}}{V_i} = \frac{1}{(1-D) + \frac{1}{T \cdot \omega_a} \cdot \left(\alpha_a - \frac{1}{2 \cdot \alpha_3} \right)} \quad (5.180)$$

5.3.12.2 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA DO INDUTOR L_2

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_2 obtém-se a expressão da tensão da saída V_o . A tensão média no indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{D.T} V_{C1}.dt + \int_0^{\Delta t_6} \left(V_{C1} - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_7} \left(-\frac{I_{L2}}{C_r} t - I_{L1}.Z_a.\text{sen}(\omega_a t) \right) dt \right. \\ \left. \int_0^{\Delta t_8} \left[-V_{C1}(t_7) - \frac{I_{L2}}{C_r} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_9} \left[-V_o.(1 + \alpha_r.\text{sen}(\omega_r t)) + V_{C1} \right] dt + \int_0^{\Delta t_{10}} (V_{C1} - V_o).dt \right\} = 0 \quad (5.181)$$

Resolvendo (5.181), substituindo (5.136) e isolando V_o , resulta:

$$V_o = V_{C1} \frac{\left\{ 1 - \frac{1}{T} \left[\frac{\Delta t_6}{2} + \Delta t_7 \left(1 - \frac{\xi}{2} \right) + \frac{\Delta t_8}{2} [1 + \alpha_a (1 + \xi)] \right] \right\}}{\left[(1-D) - \frac{1}{T} \left(\Delta t_6 + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_2 \right) \right]} \quad (5.182)$$

Onde:

$$\xi = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_{L2}}{I_{L1}} \cdot \alpha_a \quad (5.183)$$

5.3.12.3 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO DE TENSÃO

A partir das expressões (5.177) e (5.182) obtém-se o ganho estático de tensão em função dos intervalos de tempo.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{\left\{ 1 - \frac{1}{T} \left[\frac{\Delta t_6}{2} + \Delta t_7 \left(1 - \frac{\xi}{2} \right) + \frac{\Delta t_8}{2} [1 + \alpha_a (1 + \xi)] \right] \right\}}{\left[1 + \frac{1}{(1-D)T} \left(\Delta t_1 - \frac{\Delta t_6}{2} \right) \right] \cdot \left[1 - \frac{1}{(1-D)T} \left(\Delta t_6 + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_2 \right) \right]} \quad (5.184)$$

5.3.12.4 - CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR L_2

Dada uma determinada potência de saída P_o e tensão de saída V_o , a corrente de saída I_o é dada por:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (5.185)$$

Utilizando o princípio de conservação de energia, encontra-se a corrente de entrada I_{L1} :

$$\begin{aligned} P_i &= P_o \\ V_i I_{L1} &= V_o I_o \\ I_{L1} &= I_o \cdot G \end{aligned} \quad (5.186)$$

Para encontrar o valor de I_{L2} , calcula-se a corrente média no diodo D_o , que corresponde

à corrente de saída, e isola-se I_{L2} , resultando em:

$$I_{L2} = \frac{I_o \cdot T}{\left(\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{2} + \Delta t_9 + \Delta t_{10} - \frac{1}{\omega_r} \right)} \quad (5.187)$$

5.4 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Nesta seção serão apresentadas as análises de corrente média, corrente eficaz, corrente máxima e tensão máxima para cada componente semicondutor do conversor.

Para calcular os valores médios e eficazes, serão utilizadas as seguintes definições:

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^t i(t) dt \quad (5.188)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^t i^2(t) dt} \quad (5.189)$$

A Figura 5.17 ilustra as formas de onda de tensão e de corrente nos semicondutores em um período completo de chaveamento.

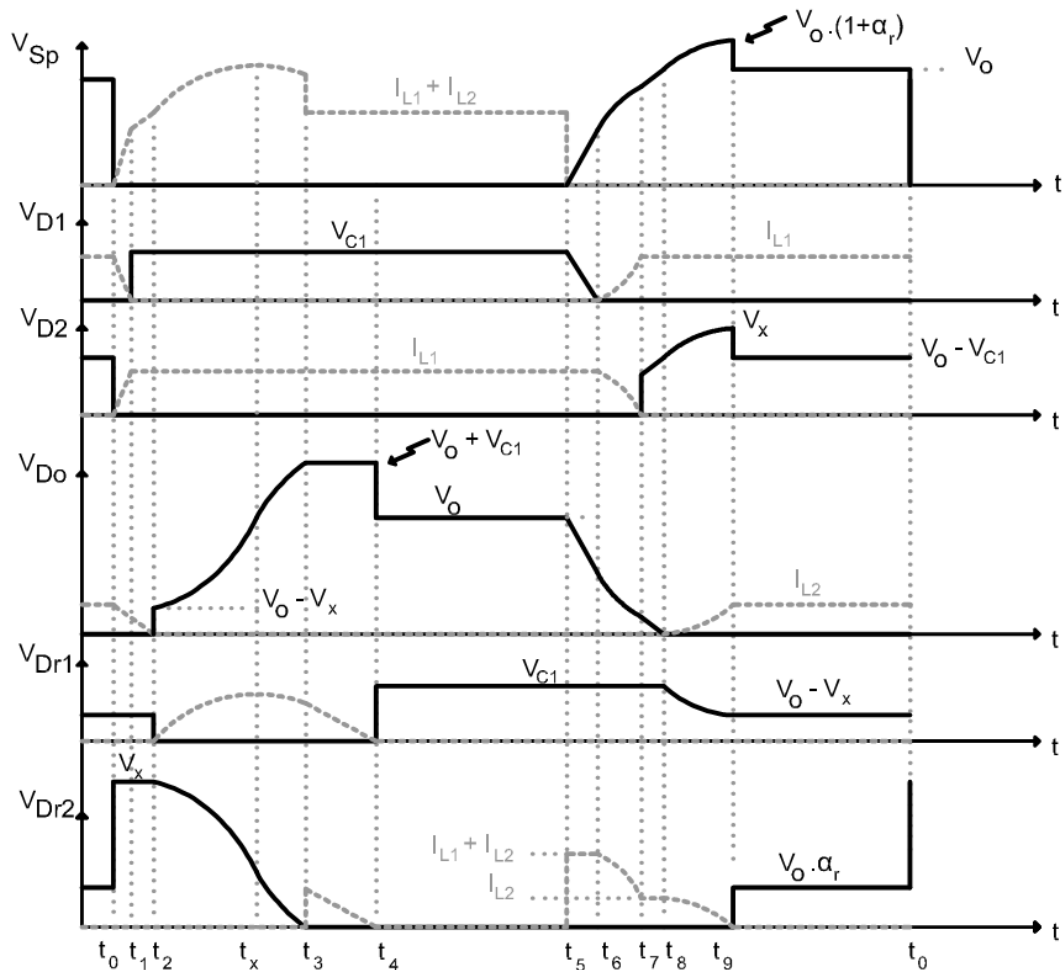


Figura 5.17 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.

5.4.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_1

5.4.1.1 - Corrente média em D_1 :

O valor médio da corrente em D_1 é dado por:

$$I_{D1_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(I_{L1} - \frac{I_{L1}}{\Delta t_1} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} \cdot (1 - \cos \omega_a t)] dt + \int_0^{\Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10}} I_{L1} dt \right] \quad (5.190)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D1_{med}} = I_{L1}(1-D) + \frac{I_{L1}}{T} \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{2} - \Delta t_6 + \frac{1}{\omega_a} \right) \quad (5.191)$$

5.4.1.2 - Corrente eficaz em D₁:

O valor eficaz da corrente em D₁ é dado por:

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left[I_{L1} - \frac{I_{L1}}{\Delta t_1} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} \left[I_{L1} (1 - \cos \omega_a t) \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10}} I_{L1}^2 dt \right]} \quad (5.192)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D1_{ef}} = I_{L1} \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ (\Delta t_8 + \Delta t_9 + \Delta t_{10}) + \frac{\Delta t_1}{3} + \frac{1}{4\omega_a} \left[\text{sen}(2\omega_a \Delta t_7) - 8\text{sen}(\omega_a \Delta t_7) + 6\omega_a \Delta t_7 \right] \right\}} \quad (5.193)$$

5.4.1.3 - Corrente máxima em D₁:

A corrente máxima no diodo D₁ é dada por:

$$I_{D1_{máx}} = I_{L1} \quad (5.194)$$

5.4.1.4 - Tensão máxima em D₁:

A tensão máxima em D₁ é expressa por:

$$V_{D1_{máx}} = V_{C1} \quad (5.195)$$

5.4.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D₂

5.4.2.1 - Corrente média em D₂:

O valor médio da corrente em D₂ é dado por:

$$I_{D2_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{L1}}{\Delta t_1} t dt + \int_0^{\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_7} I_{L1} \cdot \cos(\omega_a t) dt \right] \quad (5.196)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D2_{med}} = I_{L1} \cdot D - \frac{I_{L1}}{T} \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{2} - \Delta t_6 + \frac{1}{\omega_a} \right) \quad (5.197)$$

5.4.2.2 - Corrente eficaz em D₂:

O valor eficaz da corrente em D₂ é dado por:

$$I_{D2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_{L1}}{\Delta t_1} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6} I_{L1}^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} \cos \omega_a t]^2 dt \right\}} \quad (5.198)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D2_{ef}} = I_{L1} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ D \cdot T - \frac{2}{3} \Delta t_2 + \Delta t_6 + \frac{1}{4\omega_a} [sen(2\omega_a \Delta t_7) + 2\omega_a \Delta t_7] \right\}} \quad (5.199)$$

5.4.2.3 - Corrente máxima em D₂:

A corrente máxima no diodo D₂ é dada por:

$$I_{D2_{máx}} = I_{L1} \quad (5.200)$$

5.4.2.4 - Tensão máxima em D₂:

A tensão máxima em D₂ é expressa por:

$$V_{D2_{máx}} = V_x \quad (5.201)$$

5.4.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D₀

5.4.3.1 - Corrente média em D₀:

O valor médio da corrente em D₀ é dado por:

$$I_{D0_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2} \left(I_{L2} - \frac{I_{L2}}{\Delta t_1 + \Delta t_2} t \right) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} \cdot (1 - \cos \omega_a t)] \cdot dt + \int_0^{\Delta t_{10}} I_{L2} \cdot dt \right] \quad (5.202)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D_{omed}} = I_{L2} \cdot (1-D) - \frac{I_{L2}}{T} \cdot \left(\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \frac{1}{\omega_r} - \frac{\Delta t_1}{2} - \frac{\Delta t_2}{2} \right) \quad (5.203)$$

5.4.3.2 - Corrente eficaz em D_o:

O valor eficaz da corrente em D_o é dado por:

$$I_{D_{of}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2} \left(I_{L2} - \frac{I_{L2}}{\Delta t_1 + \Delta t_2} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} (1 - \cos \omega_r t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} I_{L2}^2 dt \right]} \quad (5.204)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{D_{of}} = I_{L2} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{3} + \Delta t_{10} + \frac{1}{4\omega_r} [sen(2\omega_r \Delta t_9) - 8sen(\omega_r \Delta t_9) + 6\omega_r \Delta t_9] \right\}} \quad (5.205)$$

5.4.3.3 - Corrente máxima em D_o:

A corrente máxima no diodo D_o é dada por:

$$I_{D_{omax}} = I_{L2} \quad (5.206)$$

5.4.3.4 - Tensão máxima em D_o:

A tensão máxima em D_o é expressa por:

$$V_{D_{omax}} = V_o + V_{C1} \quad (5.207)$$

5.4.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr₁

5.4.4.1 - Corrente média em Dr₁:

O valor médio da corrente em Dr₁ é dado por:

$$I_{Dr_{1med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_3} \frac{V_x}{Z_r} sen(\omega_r t) dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right) dt \right] \quad (5.208)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr1_{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \frac{2V_x}{Z_r \cdot \omega_r} \cdot \text{sen} \left(\frac{\omega_r \Delta t_3}{2} \right) + i_{Lr}(t_3) \cdot \frac{\Delta t_4}{2} \right\} \quad (5.209)$$

5.4.4.2 - Corrente eficaz em Dr₁:

O valor eficaz da corrente em Dr₁ é dado por:

$$I_{Dr1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)} \left(\frac{V_x}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right)^2 dt \right]} \quad (5.210)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ i_{Lr}(t_3)^2 \cdot \frac{\Delta t_4}{3} - \frac{V_x^2}{4Z_r^2 \omega_r} \cdot [\text{sen}(2\omega_r \Delta t_3) - 2\omega_r \Delta t_3] \right\}} \quad (5.211)$$

5.4.4.3 - Corrente máxima em Dr₁:

A corrente máxima ocorre em $t = t_x$ e é dada por:

$$I_{Dr1_{máx}} = \frac{V_x}{Z_r} \quad (5.212)$$

5.4.4.4 - Tensão máxima em Dr₁:

A tensão máxima em Dr₁ é expressa por:

$$V_{Dr1_{máx}} = V_{C1} \quad (5.213)$$

5.4.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO Dr₂

5.4.5.1 - Corrente média em Dr₂:

O valor médio da corrente em Dr₂ é dado por:

$$I_{Dr2_{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_4} \left[i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{L1} + I_{L2}) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} \cos(\omega_a t) + I_{L2}] dt + \int_0^{\Delta t_8} I_{L2} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_9} I_{L2} \cdot \cos(\omega_r t) \cdot dt \right\} \quad (5.214)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr2_{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \begin{array}{l} i_{Lr}(t_3) \cdot \frac{\Delta t_4}{2} + I_{L1} \cdot \left[\Delta t_6 + \frac{1}{\omega_a} \cdot \text{sen}(\omega_a \Delta t_7) \right] \\ + I_{L2} \cdot \left[\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \frac{1}{\omega_r} \cdot \text{sen}(\omega_r \Delta t_9) \right] \end{array} \right\} \quad (5.215)$$

5.4.5.2 - Corrente eficaz em Dr₂:

O valor eficaz da corrente em Dr₂ é dado por:

$$I_{Dr2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{\Delta t_4} \left[i_{Lr}(t_3) - \frac{i_{Lr}(t_3)}{\Delta t_4} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{L1} + I_{L2})^2 dt + \\ \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} \cdot \cos(\omega_a t) + I_{L2}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} I_{L2}^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} \cdot \cos(\omega_r t)]^2 dt \end{array} \right\}} \quad (5.216)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Dr2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left\{ \begin{array}{l} (I_{L1} + I_{L2})^2 \cdot \Delta t_6 + I_{L2}^2 \cdot (\Delta t_7 + \Delta t_8) + \frac{I_{L1}^2}{4 \cdot \omega_a} [\text{sen}(2 \cdot \omega_a \cdot \Delta t_7) + 2 \cdot \omega_a \cdot \Delta t_7] \\ \frac{I_{L2}^2}{4 \cdot \omega_r} [\text{sen}(2 \cdot \omega_r \cdot \Delta t_9) + 2 \cdot \omega_r \cdot \Delta t_9] + \frac{2 \cdot I_{L1} \cdot I_{L2}}{\omega_a} \text{sen}(\omega_a \cdot \Delta t_7) + i_{Lr}(t_3)^2 \cdot \frac{\Delta t_4}{2} \end{array} \right\}} \quad (5.217)$$

5.4.5.3 - Corrente máxima em Dr₂:

A corrente máxima no diodo Dr₂ é dada por:

$$I_{Dr2_{máx}} = I_{L1} + I_{L2} \quad (5.218)$$

5.4.5.4 - Tensão máxima em Dr₂:

A tensão máxima em Dr₂ é expressa por:

$$V_{Dr2_{máx}} = V_x \quad (5.219)$$

5.4.6 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S_p

5.4.6.1 - Corrente média em S_p:

O valor médio da corrente em S_p é dado por:

$$I_{Sp_{med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{I_{L1}}{\Delta t_1} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2} \left[\frac{I_{L2}}{V_{C1} \cdot L_r} t \right] dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[\frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r t) \right] dt \right. \\ \left. + \int_0^{D.T - \Delta t_1} (I_{L1}) dt + \int_0^{D.T - \Delta t_1 - \Delta t_2} (I_{L2}) dt \right] \quad (5.220)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Sp_{med}} = (I_{L1} + I_{L2}) \cdot D + \frac{1}{T} \left\{ \frac{2 \cdot V_x}{Z_r \cdot \omega_r} \cdot \text{sen}^2 \left(\frac{\omega_r \cdot \Delta t_3}{2} \right) - I_{L1} \cdot \frac{\Delta t_1}{2} - I_{L2} \cdot \left(\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{2} \right) \right\} \quad (5.221)$$

5.4.6.2 - Corrente eficaz em S_p :

O valor eficaz da corrente em S_p é dado por:

$$I_{Sp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left[\frac{I_{L1}}{\Delta t_1} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2} \left[\frac{I_{L2}}{V_{C1} \cdot L_r} t \right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} \left[\frac{V_x}{Z_r} \cdot \text{sen}(\omega_r t) \right]^2 dt \right. \\ \left. + \int_0^{D.T - \Delta t_1} (I_{L1})^2 dt + \int_0^{D.T - \Delta t_1 - \Delta t_2} (I_{L2})^2 dt \right]} \quad (5.222)$$

Resolvendo a expressão acima resulta em:

$$I_{Sp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ I_{L1}^2 \cdot \left[D.T - \frac{2}{3}(\Delta t_1) \right] - I_{L2}^2 \cdot \left[D.T - \frac{2}{3}(\Delta t_1 + \Delta t_2) \right] \right. \\ \left. - \frac{V_x}{4 \cdot Z_r^2 \cdot \omega_r} \cdot [\text{sen}(2\omega_r \cdot \Delta t_3) - 2 \cdot \omega_r \cdot \Delta t_3] \right\}} \quad (5.223)$$

5.4.6.3 - Corrente máxima em S_p :

A corrente máxima no interruptor S_p é dada por (4.220) quando $t = t_x$.

$$I_{Sp_{máx}} = \frac{V_x}{Z_r} + I_{L1} + I_{L2} \quad (5.224)$$

$$\Delta t_x = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \frac{\pi}{2 \cdot \omega_r} \quad (5.225)$$

5.4.6.4 - Tensão máxima em S_p :

A tensão máxima em S_p é expressa por (4.222) quando $t = t_9$.

$$V_{Sp_{m\acute{a}x}} = V_o (1 + \alpha_r) \quad (5.226)$$

5.5 - CURVAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

Com o intuito de verificar o comportamento teórico em regime permanente dos parâmetros do conversor proposto mediante variações de carga e de ganho de tensão, foi feito um programa de cálculo no Matlab[®] que traça as curvas de operação do conversor. Os parâmetros de entrada estabelecidos para o cálculo são: V_i , V_o , P_o , f_s , C_r , L_a e L_r . A Tabela 5.1 ilustra esses valores de entrada utilizados no cálculo do programa.

Tabela 5.1 – Parâmetros de entrada utilizados no programa Matlab[®]

Parâmetros	Valores
V_i	87,5 V e 100 V
V_o	350 V
f_s	100 kHz
C_r	18,3 ηF
L_r	15 μH
L_a	2,3 μH

Para realizar os cálculos da razão cíclica D , da corrente I_{L2} e da tensão V_{CI} , foi necessário utilizar cálculo por aproximação numérica, já que essas variáveis são interdependentes. Desta forma, utilizou-se o método Newton-Raphson para determinar um valor de razão cíclica que resulte em um determinado erro mínimo em V_o , estipulado no início do programa. Após o cálculo iterativo, armazenam-se as variáveis calculadas e incrementa-se o valor da potência de saída e o processo se repete. Uma vez armazenadas as variáveis do sistema para cada ponto de operação, é possível traçar gráficos das mesmas. As Figura 5.18 a Figura 5.29 ilustram o comportamento das principais variáveis do sistema.

Analisando a Figura 5.18, nota-se que a razão cíclica (D) varia pouco com a potência de saída (P_o). Além disso, quanto maior for a carga, mais próxima da operação PWM o conversor se torna. Por outro lado, quanto menor a carga, mais próxima da operação QRC-PWM o conversor se tornará. Outrossim, D é menor no conversor *Soft* que no *Hard*. Por fim, obteve-se uma boa aproximação entre os valores obtidos por cálculo em relação aos obtidos em simulação no PSIM[®].

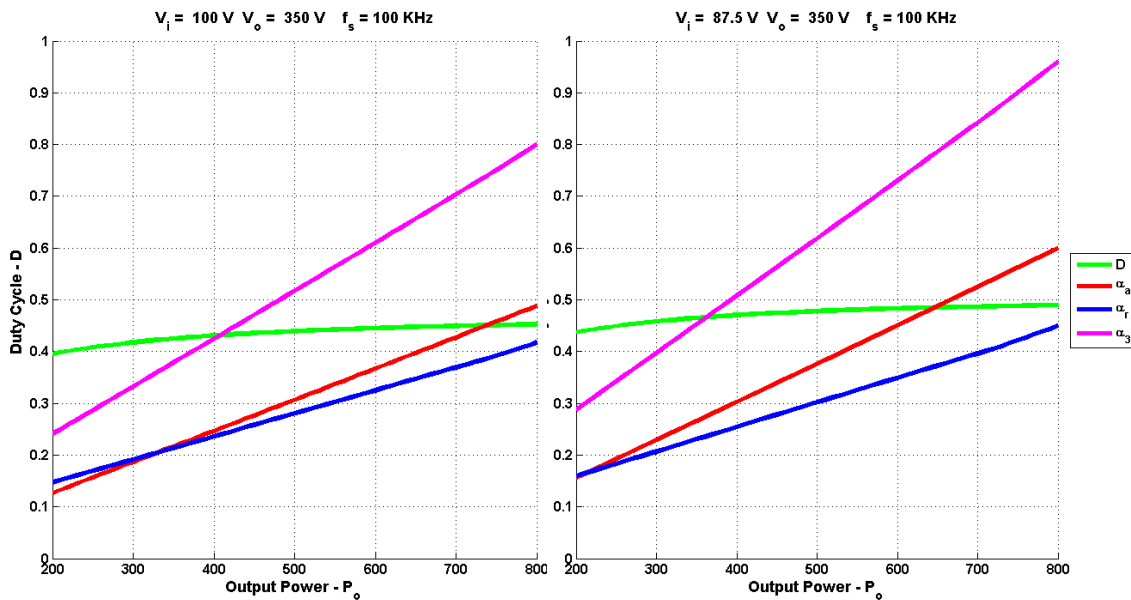


Figura 5.18 – D , α_1 , α_2 e α_3 .

Na Figura 5.19, observa-se que a tensão máxima no interruptor S_p e o valor inicial de tensão do capacitor C_r (V_x) são diretamente proporcionais à variação da potência de saída. Ademais, para pequenas cargas, o valor de V_{Cl} é um pouco menor que no conversor *Hard*.

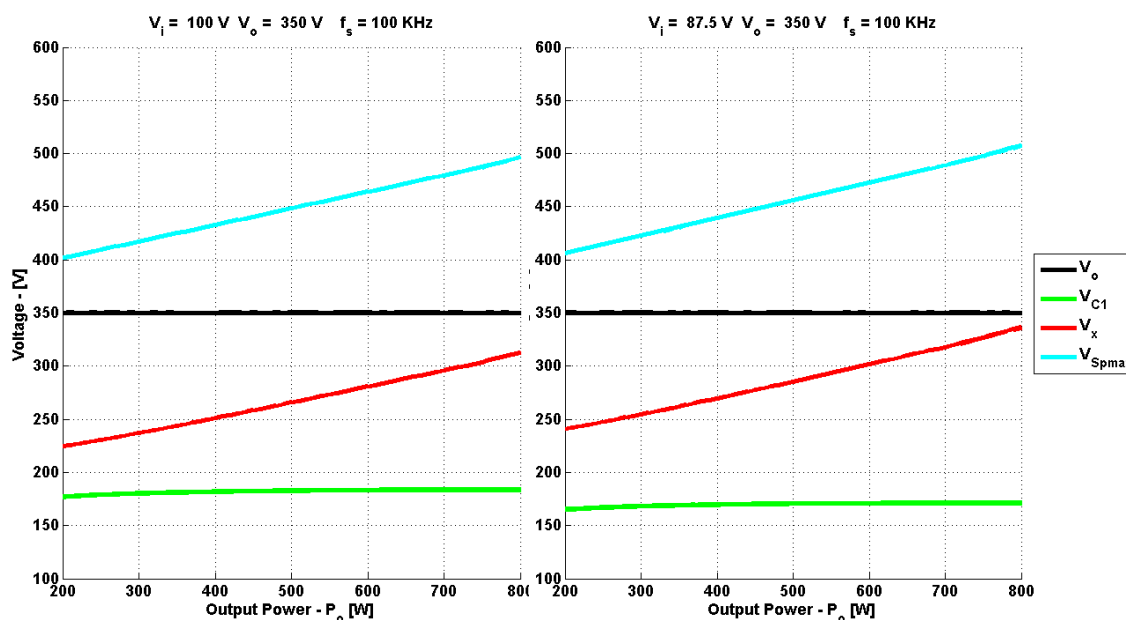


Figura 5.19 – V_o , V_{C1} , V_x , $V_{Spmáx}$.

A Figura 5.20 representa o erro percentual de V_o resultante do cálculo iterativo. Foi estipulado para o cálculo iterativo o número máximo de 100 iterações para cada valor de P_o ou um erro máximo de 0,05 % para V_o . As curvas obtidas de V_o podem ser verificadas na Figura 5.19.

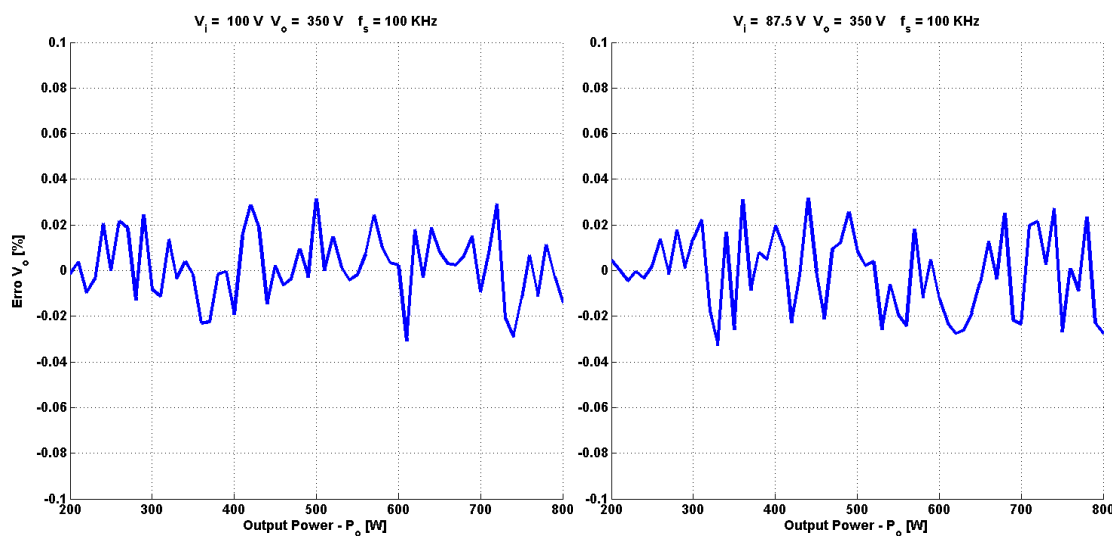


Figura 5.20 – Erro percentual de V_o resultante do cálculo iterativo de D.

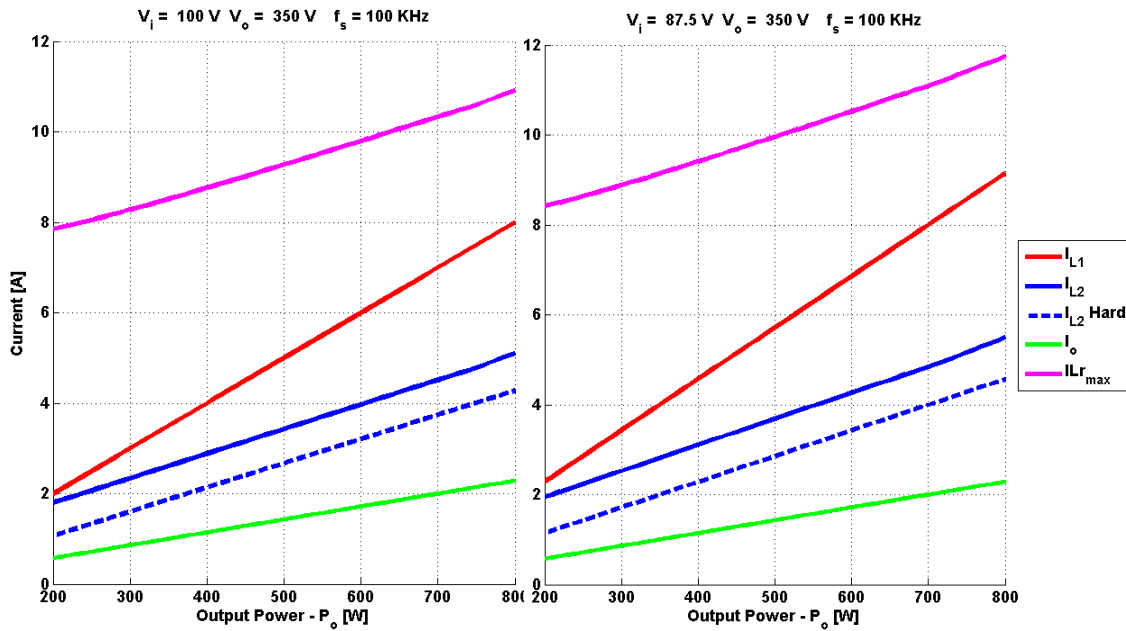


Figura 5.21 – Correntes I_{L1} , I_{L2} , I_{L2_Hard} , I_o e $I_{Lr_m\acute{a}x}$.

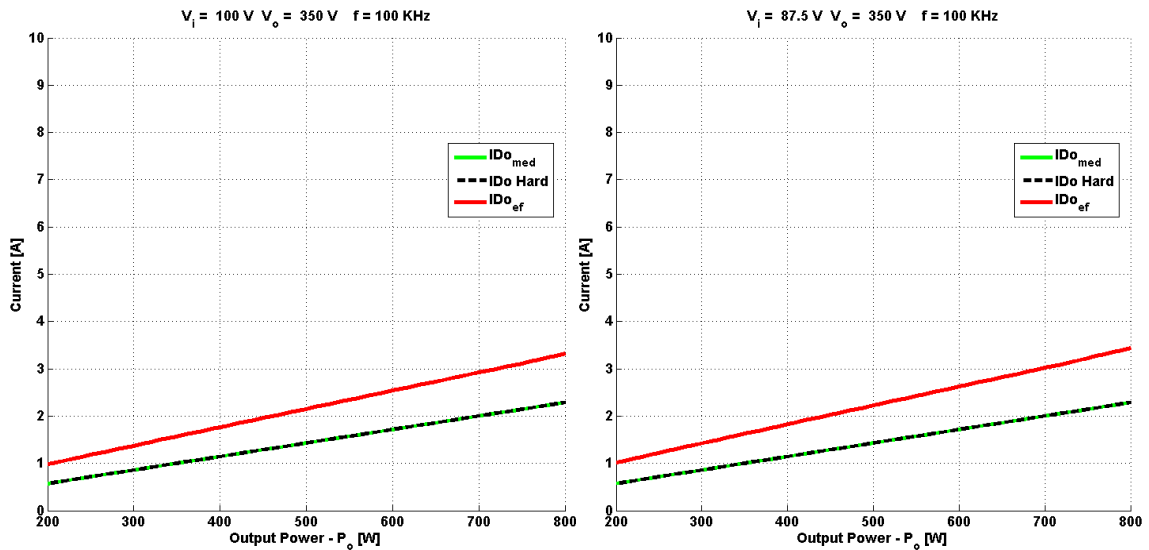


Figura 5.22 – Correntes média e eficaz no diodo D_o no conversor com comutação *Hard* e *Soft*.

Analisando a Figura 5.21, tem-se que pelo princípio de conservação de energia ($P_i = P_o$) as correntes I_{L1} e I_o são idênticas às obtidas no conversor *Hard*. Em contrapartida, a corrente I_{L2} no conversor *Soft* é maior que no conversor *Hard* devido às etapas adicionais de acúmulo

de energia nesse indutor. Como consequência disso, espera-se uma ligeira elevação nas perdas de condução em L_2 e em S_p . Além disso, os valores obtidos no cálculo de I_{L2} são muito próximos aos obtidos em simulação, validando o modelo de cálculo. Por fim, a corrente máxima no indutor L_r cresce com o aumento de carga. Isso ocorre devido ao comportamento de V_x conforme pode ser visto na Figura 4.18.

Analisando a Figura 5.22, nota-se que as correntes médias no diodo D_o tanto no conversor *Soft* quanto no *Hard*, em regime permanente, são idênticas, portanto são iguais a I_o .

Na Figura 5.23, a corrente média no diodo D_1 é menor no conversor proposto que no conversor *Hard*, resultando em menor solicitação térmica do dissipador e menores perdas de condução. Já na Figura 5.24, nota-se que a corrente média em D_2 é maior que no conversor *Hard*, resultando em maiores perdas de condução e maior solicitação térmica para dissipação do calor.

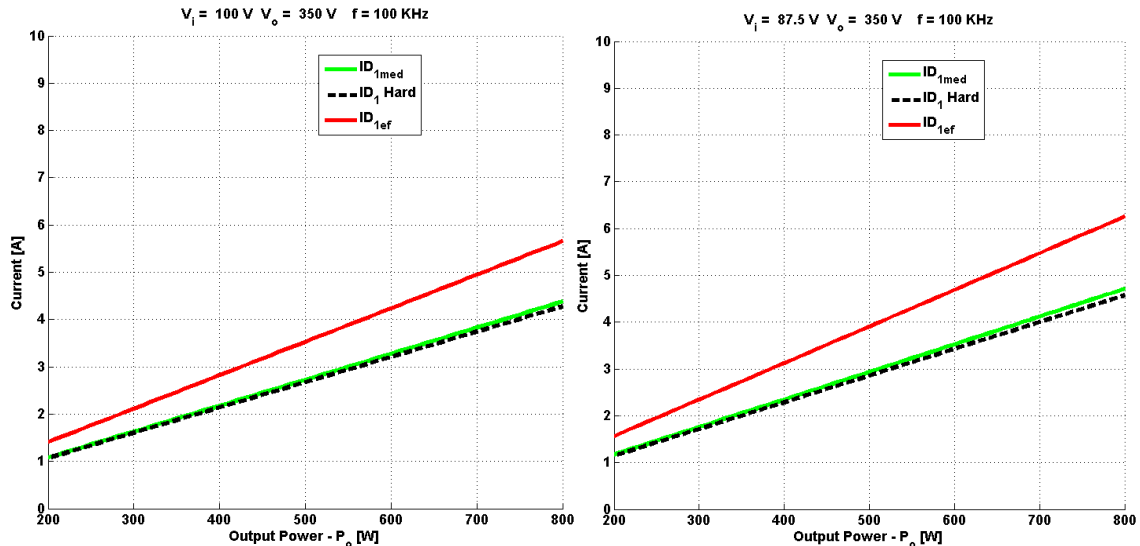


Figura 5.23 – I_{D1med} , I_{D1Hard} , I_{D1ef} .

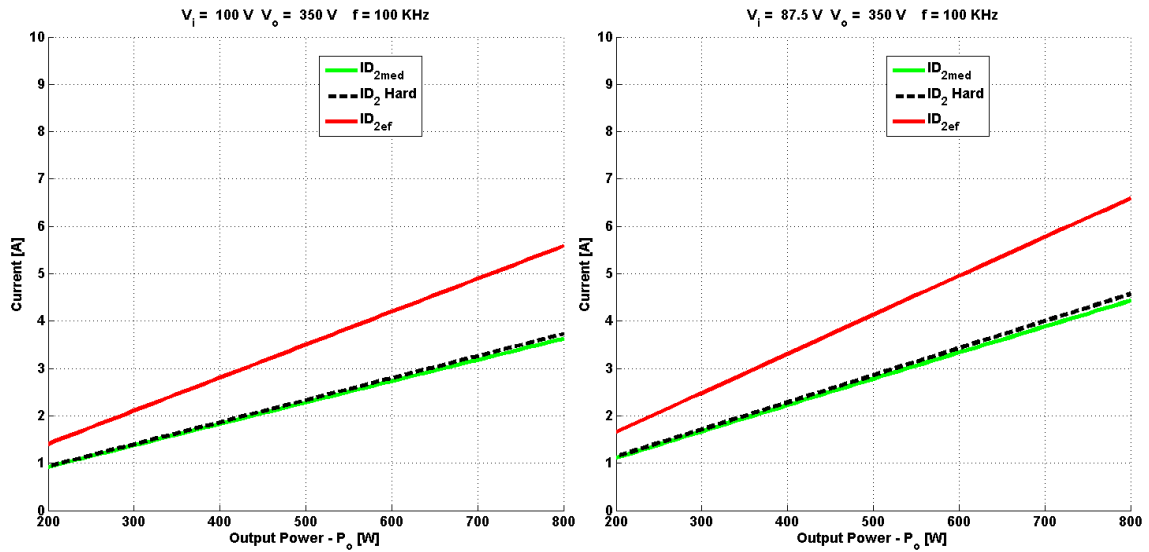


Figura 5.24 - I_{D2med} , $I_{D2 Hard}$, I_{D2ef} .

Analisando as Figura 5.25 e Figura 5.26, nota-se que as correntes médias nos diodos Dr_1 e Dr_2 são idênticas, comprovando que a energia utilizada na célula de auxílio à comutação é totalmente regenerada por meio de Dr_2 ao capacitor C_1 . Além disso, elas apresentam o comportamento proporcional à variação de V_x .

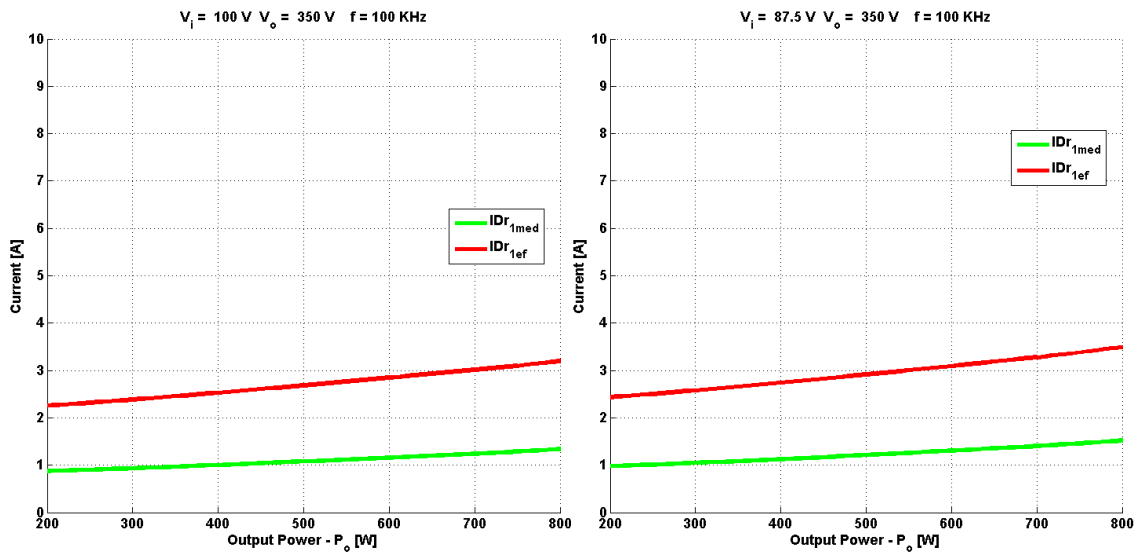


Figura 5.25 - I_{Dr1med} e I_{Dr1ef} .

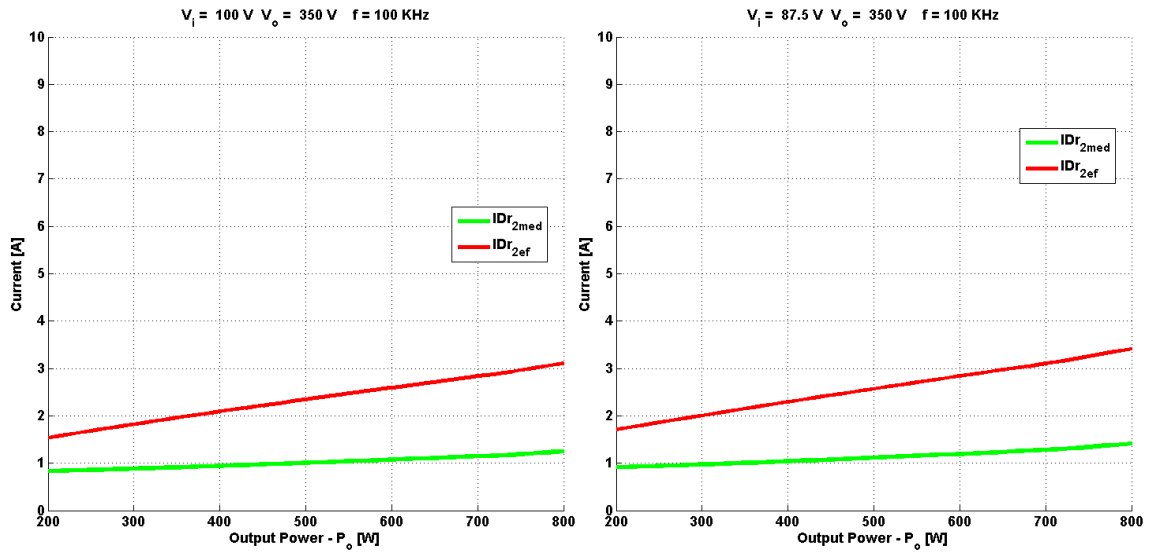


Figura 5.26 - I_{Dr2med} e I_{Dr2ef} .

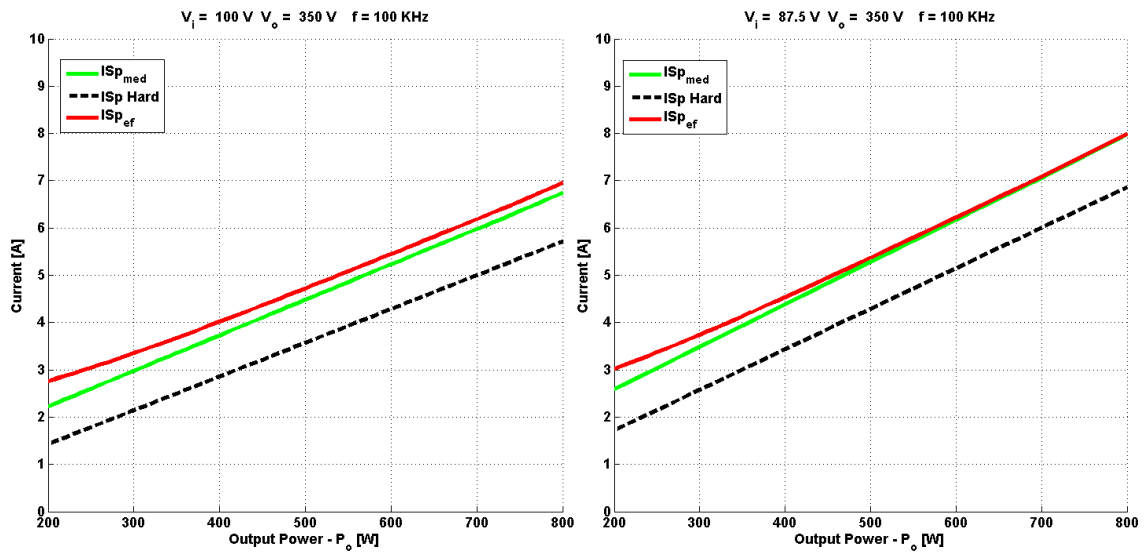


Figura 5.27 - $I_{Sp_{med}}$, $I_{Sp_{Hard}}$ e $I_{Sp_{ef}}$.

A Figura 5.27 ilustra as curvas das correntes no interruptor S_p . Nota-se que a corrente média no interruptor S_p é maior que no conversor *Hard* devido ao aumento no ganho de corrente em L_2 . Observa-se também que, para cargas muito baixas, a energia reativa da célula de comutação torna-se predominante na corrente do interruptor S_p , demonstrando através de $I_{Sp_{ef}}$ que o conversor apresentará uma queda no rendimento para cargas menores, devido ao

consumo de energia da célula de auxílio à comutação.

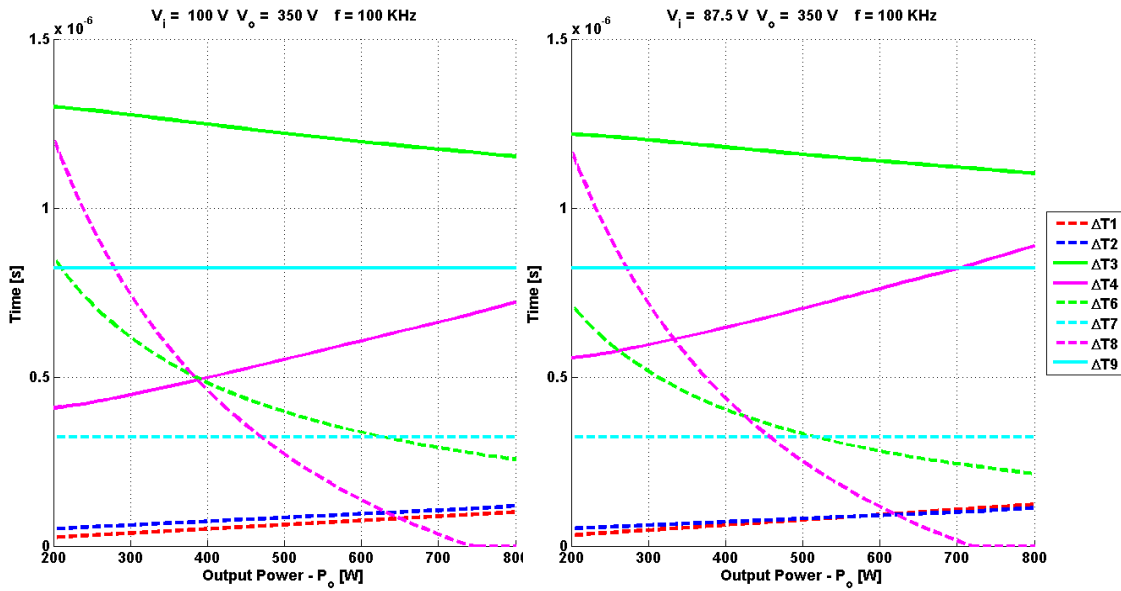


Figura 5.28 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.

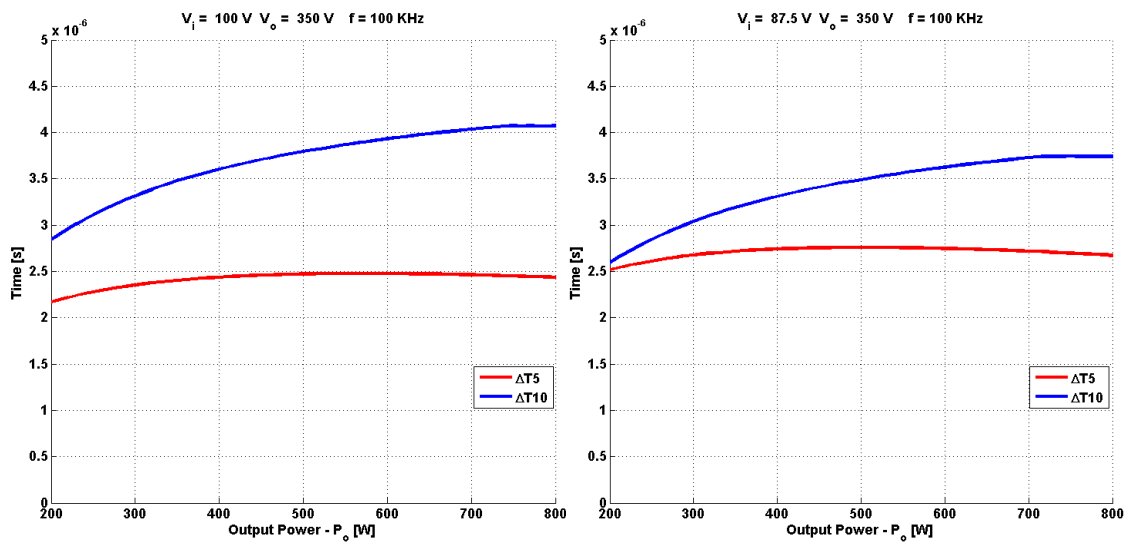


Figura 5.29 – Intervalos de tempo em função da potência de saída.

A Figura 5.28 ilustra o comportamento dos intervalos de tempo das etapas de operação mediante a variação da potência de saída. Nota-se que quanto maior a potência de saída, maior serão os valores de Δt_1 e Δt_2 , representando menores perdas na entrada em condução de S_p . Em contrapartida, quanto maior a carga, menor será Δt_6 . Outro detalhe importante é o

comportamento de Δt_8 , ou seja, quanto menor a carga, maior será esse intervalo, representando menor tempo para transferência de energia para a carga através do diodo D_o .

Finalizando, a Figura 5.29 ilustra o comportamento dos intervalos de tempo Δt_5 e Δt_{10} , os quais são as etapas características PWM de acúmulo e de transferência de energia, respectivamente. Essas curvas comprovam que o conversor se aproxima do modo de operação PWM com o aumento da carga e, para cargas pequenas, acentua-se o comportamento QRC.

5.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

A análise qualitativa demonstra o princípio de funcionamento do conversor proposto através do estudo de cada etapa de operação. A partir desse ponto, pode-se traçar as principais formas de onda para esse conversor. As etapas de funcionamento apresentadas neste capítulo mostram os semicondutores operando com comutação suave. Desta maneira, as perdas por comutação tornam-se bastante reduzidas, possibilitando elevação do rendimento do conversor e uma sensível redução no nível de EMI introduzido no sistema. Por outro lado, são acrescentados os elementos do “snubber” não dissipativo ao circuito, resultando em aumento das perdas de condução e magnéticas nesses elementos. Por isso, deve-se dar atenção especial ao projeto dos indutores para que não resultem em perdas elevadas.

Nesse capítulo, foi desenvolvida também a análise quantitativa do conversor proposto. Foram calculados os intervalos de duração de cada etapa de funcionamento, a corrente média, eficaz e máxima para os componentes semicondutores, assim como a tensão máxima para estes componentes. A partir desses cálculos, foi possível traçar curvas do comportamento dos diversos parâmetros do conversor mediante variação da potência de saída.

Os planos de fases foram apresentados para possibilitar a análise da região de funcionamento com comutação não dissipativa do conversor.

Por fim, foi comprovada a operação do conversor em regime permanente, verificando que o conversor apresenta características não acentuadas de conversores quase ressonantes (QRCs) para cargas leves e característica de conversores PWM para cargas próximas à nominal de projeto.

CAPÍTULO 6: METODOLOGIA DE PROJETO

6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A metodologia de projeto consiste em delimitar as faixas de operação dos conversores a fim de dimensionar os elementos de circuito de potência e de controle.

No Capítulo 2 foram feitas modelagens do conversor Boost Quadrático para controle tanto da tensão de entrada quanto da tensão da saída. No primeiro caso, foram obtidas as expressões de cálculo dos valores médios dos elementos armazenadores de energia e, no segundo caso, foram obtidas as funções de transferência da planta. Em seguida, foi descrita a técnica P&O de rastreamento de máxima potência e, por fim, foram definidas as características de um arranjo fotovoltaico. Com base nesses dados, serão apresentados roteiro de projeto dos elementos de circuito de potência e de controle do conversor Boost Quadrático para essa aplicação.

Nos Capítulos 4 e 5 foram feitas as análises qualitativa e quantitativa do conversor Boost Quadrático associado a duas células de auxílio à comutação, denominadas SSS1 e SSS2. Baseando-se nessas análises, será elaborado um roteiro de projeto comum a ambos os conversores com o intuito de estabelecer critérios de dimensionamento e parâmetros de comparação entre os conversores propostos.

6.2 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA APLICAÇÃO DE MPPT EM UM SISTEMA FOTOVOLTAICO

O roteiro de projeto será composto pelas especificações de projeto, pelo dimensionamento dos componentes do conversor e pelo sistema de controle adotado. A

seguir, será apresentada cada uma dessas três etapas. No Capítulo 7, serão apresentados os resultados experimentais e de simulação.

6.2.1 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Será necessária a especificação dos seguintes parâmetros:

- Máxima potência do arranjo (P_{mp}):

$$P_{mp} = 8.135 = 1080 W \quad (6.1)$$

- Potência do arranjo na condição de insolação mínima (P_{mpmin}):

$$P_{mpmin} = 0,2.P_{mp} = 0,2.1080 = 216 W \quad (6.2)$$

- Máxima tensão de entrada (V_{imax}):

$$V_{imax} = V_{oc} = 8.22,1 = 176,8 V \quad (6.3)$$

- Tensão de máxima potência (V_{mp}):

$$V_{mp} = 8.17,7 = 141,6 V \quad (6.4)$$

- Valor aproximado da tensão de máxima potência com condição mínima de insolação (V_{mpmin}):

$$V_{mpmin} = 0,9.V_{mp} = 0,9.141,6 = 127,44 V \quad (6.5)$$

- Máxima corrente na entrada do conversor (I_{sc}):

$$I_{sc} = 8,37 A \quad (6.6)$$

- Estimativa de Rendimento do conversor (η):

$$\eta = 0,97 \quad (6.7)$$

- Tensão de saída do conversor (V_o):

$$V_o = 400 V \quad (6.8)$$

- Frequência de chaveamento (f_s):

$$f_s = 50 \text{ kHz} \quad (6.9)$$

- Valor percentual do *ripple* de corrente nos indutores L_1 e L_2 :

$$\% \Delta I_{L_b} = 20 \% \quad (6.10)$$

- Valor percentual do *ripple* de tensão nos capacitores:

$$\% \Delta V_C = 1 \% \quad (6.11)$$

6.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

- Potência máxima de saída ($P_{om\acute{a}x}$):

$$P_{om\acute{a}x} = P_{mp} \cdot \eta_b = 1080 \cdot 0,97 = 1047,6 \text{ W} \quad (6.12)$$

- Resistência de carga na saída do conversor para insolação máxima (R_L):

$$R_L = \frac{V_o^2}{P_{om\acute{a}x}} = \frac{400^2}{1047,6} = 152,73 \Omega \quad (6.13)$$

- Impedância de saída do painel para insolação máxima ($R_{PV\min}$):

$$R_{PV\min} = \frac{V_{mp}^2}{P_{mp}} = \frac{141,6^2}{1080} = 18,57 \Omega \quad (6.14)$$

- Impedância de saída do painel para insolação mínima ($R_{PV\macute{a}x}$):

$$R_{PV\macute{a}x} = \frac{V_{mp\min}^2}{P_{mp\min}} = \frac{127,44^2}{216} = 75,19 \Omega \quad (6.15)$$

- Corrente na carga para insolação máxima (I_o):

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{400}{152,73} = 2,62 \text{ A} \quad (6.16)$$

- Corrente de máxima potência para a condição de insolação máxima (I_{mp}):

$$I_{mp} = \frac{P_{mp}}{V_{mp}} = \frac{1080}{141,6} = 7,63 \text{ A} \quad (6.17)$$

- Corrente de entrada com insolação mínima ($I_{PV\min}$):

$$I_{PV\min} = 0,2 \cdot I_{mp} = 0,2 \cdot 7,63 = 1,53A \quad (6.18)$$

- Razão Cíclica na condição de máxima insolação (D):

$$D = 1 - \sqrt{\frac{V_{mp}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{141,6}{400}} = 40,50\% \quad (6.19)$$

- Razão Cíclica máxima para a condição de insolação mínima (D_{\max}):

$$D_{\max} = 1 - \sqrt{\frac{V_{mp\min}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{127,44}{400}} = 43,56\% \quad (6.20)$$

- Razão Cíclica mínima, para a condição de circuito aberto (D_{\min}):

$$D_{\min} = 1 - \sqrt{\frac{V_{oc}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{176,8}{400}} = 33,52\% \quad (6.21)$$

- Valor médio de corrente no indutor L_1 para a insolação mínima:

$$I_{L1\min} = I_{PV\min} = 1,53A \quad (6.22)$$

- Valor médio de corrente no indutor L_2 para a insolação mínima:

$$I_{L2\min} = I_{L1\min} \cdot (1 - D_{\max}) = 1,53 \cdot (1 - 0,4356) = 0,8635A \quad (6.23)$$

- Ondulação máxima de corrente no indutor L_1 para a insolação mínima ($\Delta I_{L1\max}$):

$$\Delta I_{L1\max} = 2 \cdot I_{L1\min} = 2 \cdot 1,53 = 3,06A \quad (6.24)$$

- Ondulação máxima de corrente no indutor L_2 para a insolação mínima ($\Delta I_{L2\max}$):

$$\Delta I_{L2\max} = 2 \cdot I_{L2\min} = 2 \cdot 0,8635 = 1,73A \quad (6.25)$$

- Tensão no capacitor C_2 na condição de insolação mínima:

$$V_{C2} = \frac{V_{mp\min}}{(1 - D_{\max})} = \frac{127,44}{(1 - 0,4356)} = 225,80V \quad (6.26)$$

- Ondulação de tensão no capacitor de entrada C_1 :

$$\Delta V_{C1} = 0,01 \cdot V_{mp} = 0,01 \cdot 141,6 = 1,42V \quad (6.27)$$

- Ondulação de tensão no capacitor C_2 :

$$\Delta V_{C2} = 0,01.V_{C2} = 0,01.225,80 = 2,26V \quad (6.28)$$

- Cálculo do indutor L_1 para o modo de condução crítica (MCCr):

$$L_{1\min} = \frac{V_{mp\min} \cdot D_{\max}}{\Delta I_{L1\max} \cdot f_s} = \frac{127,44 \cdot 0,4356}{3,06 \cdot 50000} = 363\mu H \quad (6.29)$$

- Cálculo do indutor L_2 para MCC:

$$L_{2\min} = \frac{V_{C2} \cdot D_{\max}}{\Delta I_{L2\max} \cdot f_s} = \frac{225,80 \cdot 0,4356}{1,73 \cdot 50000} = 1,137mH \quad (6.30)$$

- Dimensionamento do indutor L_1 para insolação máxima:

$$L_1 = \frac{V_{mp} \cdot D}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} = \frac{V_{mp} \cdot D}{0,2 \cdot I_{mp} \cdot f_s} = \frac{141,6 \cdot 0,4050}{0,2 \cdot 2,7 \cdot 63 \cdot 50000} = 751,6\mu H \quad (6.31)$$

- Dimensionamento do indutor L_2 para insolação máxima:

$$L_2 = \frac{V_{C2} \cdot D}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} = \frac{V_{mp} \cdot D}{0,2 \cdot I_{mp} \cdot (1-D)^2 \cdot f_s} = \frac{141,6 \cdot 0,4050}{0,2 \cdot 2,7 \cdot 63 \cdot (1-0,4050)^2 \cdot 50000} = 2,123mH \quad (6.32)$$

- Cálculo do valor mínimo para o capacitor de entrada C_1 :

$$C_{1\min} = \frac{I_{mp}}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cin}} = \frac{7,63}{4 \cdot \pi \cdot 50000 \cdot 1,42} = 8,55\mu F \quad RSE < \frac{\Delta V_{Cin} \cdot V_{mp}}{P_{mp}} = 186m\Omega \quad (6.33)$$

- Cálculo do valor mínimo para o capacitor intermediário C_2 :

$$C_{2\min} = \frac{I_{mp} \cdot (1-D)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_{C2}} = \frac{7,63 \cdot (1-0,4050)}{4 \cdot \pi \cdot 50000 \cdot 2,26} = 3,20\mu F \quad RSE < \frac{\Delta V_{C2} \cdot V_{C2}}{P_{mp}} = 525m\Omega \quad (6.34)$$

6.2.3 - PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

Com o intuito de reduzir custos e complexidade de implementação, adotou-se a utilização do controle somente da tensão de entrada do conversor. Dessa forma, elimina-se a necessidade de mais um sensor de corrente na estrutura. Além disso, o algoritmo P&O responde mais rápido controlando tensão que controlando corrente, já que a tensão varia em menor proporção que a corrente quando ocorre variação brusca no índice de insolação,

resultando em um MPPT mais rápido e com menores perdas.

A estratégia de controle adotada é mostrada na Figura 6.1.

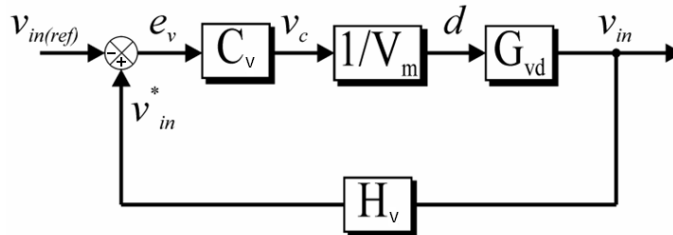


Figura 6.1 – Estrutura de controle.

A Tabela 6.1 contém os valores dos componentes utilizados no conversor para o projeto dos compensadores. A pequena divergência nos parâmetros dos componentes se deve à disponibilidade dos mesmos no almoxarifado do laboratório e da melhoria de dinâmica do conversor.

Tabela 6.1 – Parâmetros do protótipo Boost Quadrático

L_1	2 x 450 μ H @ 20 A (Tecnotrafo)
L_2	2 x 1 mH @ 10 A (Tecnotrafo)
$C_1 = C_2$	2 x 4,7 μ F 400 V Polipropileno Metalizado
C_o	1 x 4,7 μ F 400 V Polipropileno Metalizado
f_s	50 kHz

Serão projetados os compensadores PI (Proporcional Integral), PID (Proporcional Integral Derivativo) e PID+Notch (Proporcional Integral Derivativo com supressor de ruído) que serão avaliados por simulação computacional no Capítulo 7.

Como pode ser visto na Figura 6.1, a função de transferência da planta é a G_{vd} , representada pela expressão (2.16). V_m é a amplitude da onda triangular, H_v e C_v são as funções de transferência do sensor de tensão e do controlador, respectivamente.

Ao projetar os compensadores, deve-se considerar que G_{vd} varia com o índice de insolação (S), tendo como consequência a variação dos parâmetros V_{pv} , D e R_{pv} . Para avaliar o

efeito da variação desses parâmetros, serão estimados os seguintes valores apresentados na Tabela 6.2. Os valores de V_{pv} foram obtidos através da interpolação de V_{mp} e V_{mpmin} .

Tabela 6.2 – Parâmetros estimados de G_{vd} com a variação da insolação.

S [W/m ²]	P _{pv} [W]	V _{pv} [V]	D [%]	R _{pv} [Ω]
1000	1080	141,5	40,50	18,50
800	869,7	138,0	41,26	21,90
600	653,84	134,5	42,01	27,50
400	466,65	131,0	42,77	36,87
200	211,68	127,5	43,54	76,80

O diagrama de Bode de G_{vd} para diferentes índices de insolação é ilustrado na Figura 6.2.

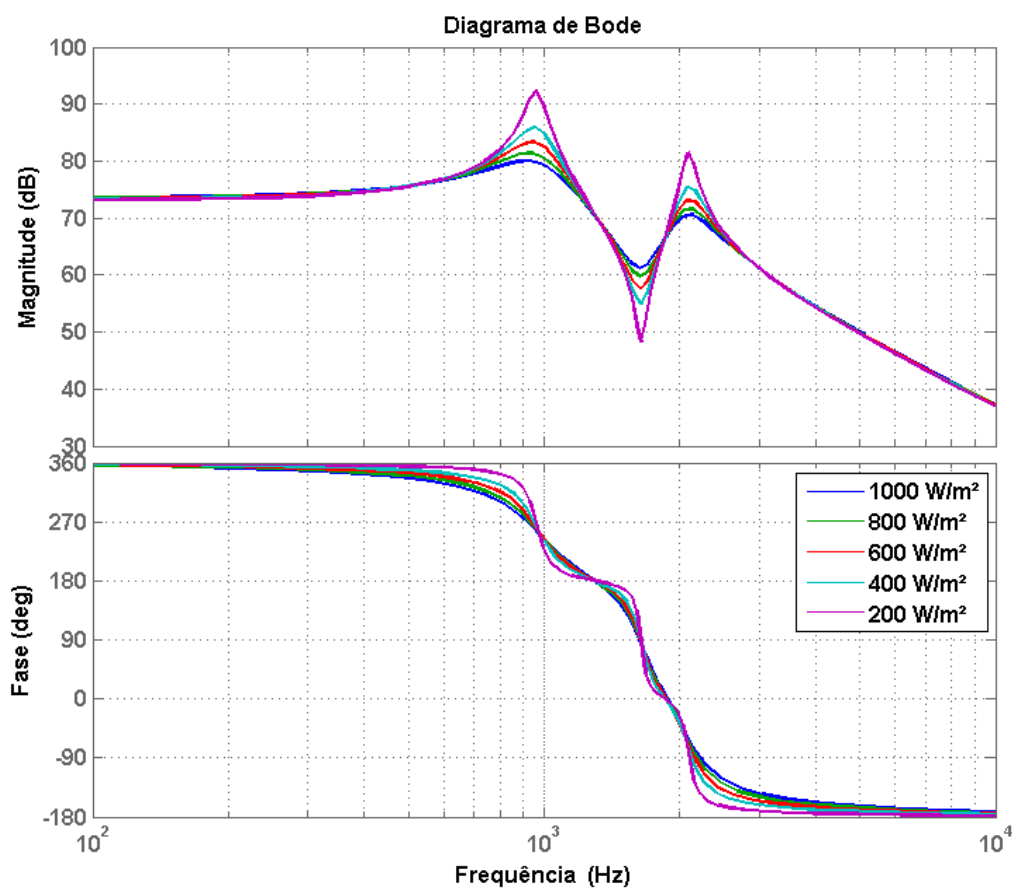


Figura 6.2 – Efeito da variação do índice de insolação em G_{vd} .

Analisando a Figura 6.2, conclui-se que quanto menor for o índice de insolação, menor será o fator de amortecimento (ζ) dos pólos e zeros da planta em malha aberta. Por outro lado, analisando o comportamento da fase do sistema mediante a variação da insolação, nota-se um efeito benéfico para projeto dos compensadores, já que criam-se patamares de fase praticamente constantes próximo à frequência de corte da planta, resultando em variações minimizadas na margem de fase (MF) do sistema compensado, otimizando o controlador.

Objetivando avaliar o comportamento das raízes do sistema mediante a variação da irradiação solar, foi fechada a malha de controle utilizando um controlador com ganho proporcional “ k ” e realimentação unitária. Criou-se um loop variando-se o valor de “ k ” até e utilizou-se as funções *feedback()*, *pole()* e *zero()* do Matlab. O resultado obtido está ilustrado na Figura 6.3.

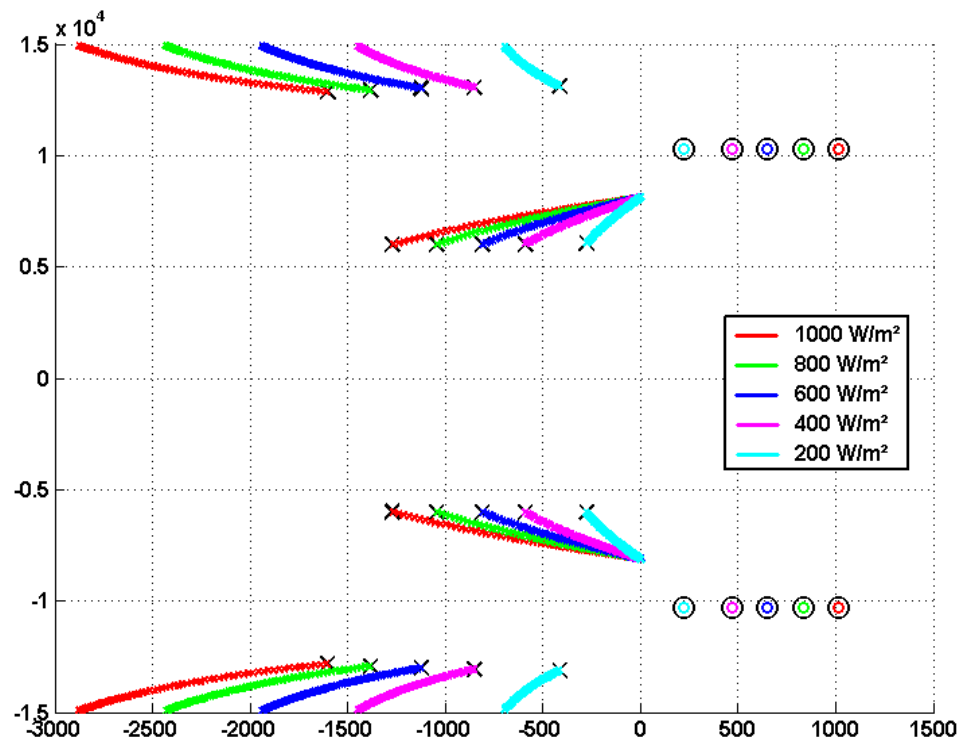


Figura 6.3 – Lugar Geométrico das Raízes da planta em malha fechada com controlador Proporcional sob diferentes índices de insolação.

Analisando a Figura 6.3, os pólos e zeros da planta, destacados na cor preta, são as

raízes do sistema para ganho proporcional $k = 0$ para diferentes índices de insolação. À medida que se reduz a irradiação solar, esses pólos e zeros aproximam-se do eixo $j\omega$, mantendo o valor da parte imaginária ($j\omega_d$) praticamente fixo e reduzindo-se os valores da componente no eixo real, o que torna a resposta do sistema mais oscilatória e lenta. Além disso, para um valor fixo de insolação, com o aumento de k , os pólos de menor frequência caminham em direção aos zeros que se encontram no semiplano direito formando os lugares geométricos que levam o sistema à instabilidade, quando $k \geq 0,003$. Esses LGRs interceptam o eixo $j\omega$ na frequência aproximada de $\pm j8112 \text{ rad/s}$. Portanto, devido ao par de zeros complexos no semiplano direito, o sistema sempre apresentará uma faixa limitada de ganho para garantir a estabilidade, independentemente do método de controle em malha fechada adotado.

A seguir serão propostos três compensadores para o controle MPPT com o conversor Boost Quadrático.

6.2.3.1 - Compensador Proporcional Integral (PI)

O compensador PI será projetado para atender o requisito de estabilidade e de tempo de acomodação ($T_{a2\%}$) para os diferentes índices de insolação variando de 200 W/m^2 a 1000 W/m^2 considerando a frequência de atualização do algoritmo MPPT (f_{mppi}) de 100 Hz .

Partindo desse princípio, adotou-se a frequência do zero do compensador como a média geométrica entre a frequência de corte do filtro L_2C_2 e a frequência de atualização do MPPT. O ganho foi ajustado de tal forma que garanta a estabilidade e obtenha-se um tempo de acomodação da resposta ao degrau otimizado para todos os índices de insolação predefinidos.

A função de transferência do compensador PI é dada por:

$$G_{PI} = \frac{K \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s} \quad (6.35)$$

A planta compensada apresentará três zeros e cinco pólos, resultando em um decaimento de -40 dB/década e estabilização de fase em -180°.

Foi implementado o seguinte programa no Matlab®, utilizando o *Sisotool*® para verificar a margem de fase e o tempo de acomodação do sistema compensado:

Tabela 6.3 – Código implementado para o projeto do controlador PI.

```
s=tf('s');
%% VALORES ADOTADOS PARA A PLANTA
fs = 50000;
C1 = 9.4e-6;
C2 = 9.4e-6;
L1 = 900e-6;
L2 = 2e-3;
Vo = 400;
Vm = 10;           %Amplitude da dente de serra
Kpwm = 1/Vm;
Hv = 1           %Ganho do Sensor de tensão
%% PROJETO DO CONTROLADOR PI
fo1 = 1/sqrt(L1*C1);
fo2 = 1/sqrt(L2*C2);
fmppt = 100;
fi = sqrt(fmppt*fo2);
Ti = 1/fi;
Ki = 3;
Gpi=Ki*(1+s*Ti)/s;
%% FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA DIFERENTES NÍVEIS DE INSOLAÇÃO
S=[1000    800    600    400    200    ];
R=[18.50  21.90  27.50  36.87  76.80 ];
D=[0.4050 0.4126 0.4201 0.4277 0.4354];
for i=1:5
    Gvcld = Vo*(1-D(i))*(2*R(i)-L2*(1-D(i))^2*s+(R(i)*C2*L2)*s^2)/
    (R(i)+(L1+L2*(1-D(i))^2)*s+(R(i)*(C1*L1+C2*L2+C1*L2*(1-
    D(i))^2))*s^2+
    (C2*L1*L2)*s^3+(R(i)*C1*C2*L1*L2)*s^4)
    sisotool(Gvcld*Kpwm, Gpi)
    bode(Gvcld*Kpwm*Gpi)
end
legend('1000 W/m²', '800 W/m²', '600 W/m²', '400 W/m²', '200 W/m²')
grid on
```

A função de transferência resultante do compensador PI é dada por:

$$G_{PI} = \frac{3 \cdot \left(1 + \frac{s}{854}\right)}{s} \quad (6.36)$$

O diagrama de Bode da planta compensada para os diferentes índices de insolação é mostrado na Figura 6.4.

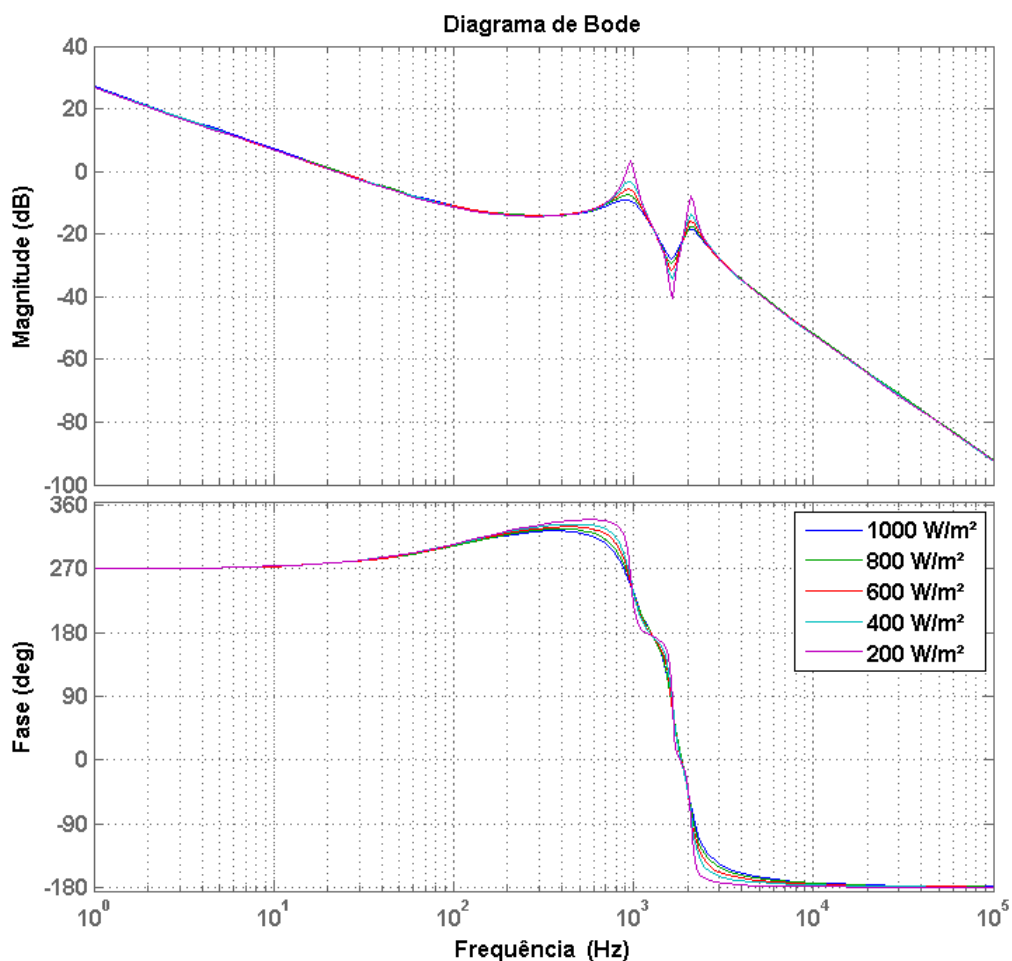


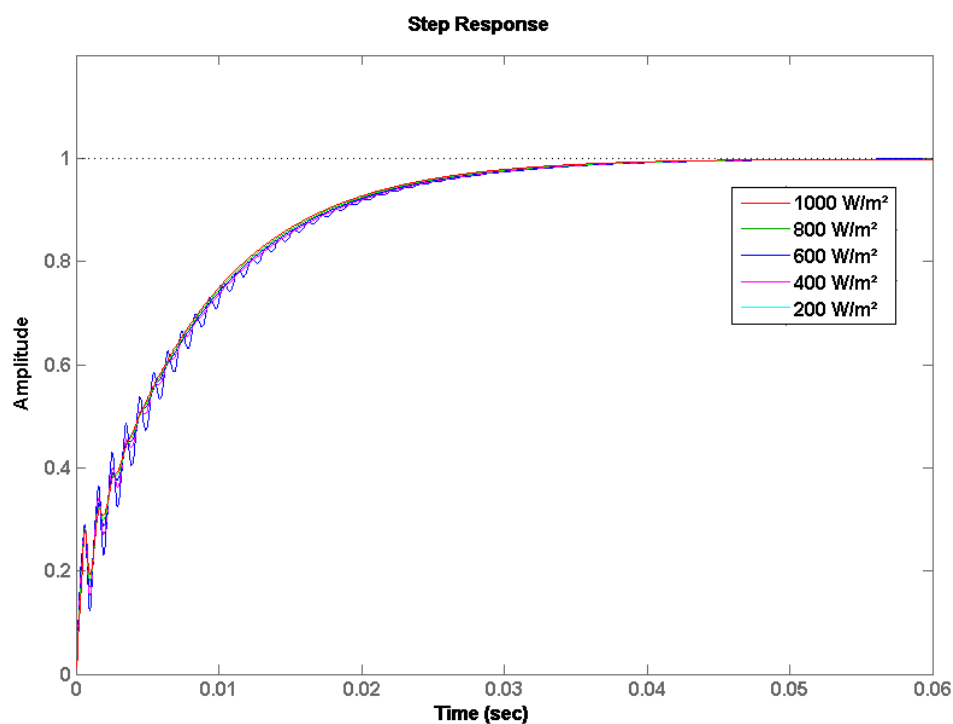
Figura 6.4 – Diagrama de Bode da planta com compensador PI para vários índices de insolação.

A Tabela 6.4 ilustra os valores obtidos de Margem de Ganho (MG), de Margem de Fase (MF), do ganho máximo do compensador que leva o circuito ao ponto de oscilação (K_{osc}) e de Tempo de Acomodação ($T_{a2\%}$) para diferentes índices de insolação com o controlador PI.

Tabela 6.4 – Valores obtidos na resposta ao degrau com controlador PI.

S [W/m ²]	MG [dB]	MF [°]	K _{osc}	Ta _{2%} [ms]
1000	17,2	98,7	21,846	30,4
800	16,9	98,8	21,093	30,8
600	16,5	98,8	19,957	31,3
400	15,7	98,9	18,255	31,7
200	12,7	34,9	12,866	32,1

A Figura 6.5 ilustra o comportamento das respostas ao degrau do controlador PI proposto para os diferentes índices de insolação. Nota-se que o controlador PI apresentou resposta ao degrau bem comportada, com pequena variação nos tempos de acomodação, boa margem de ganho, porém com presença de ruído de alta frequência para os baixos índices de insolação. Contudo, observa-se que não atendeu ao requisito estabelecido à aplicação de MPPT, pois $1/Ta_{2\%}$ médio obtido foi de 32 Hz, ou seja, aproximadamente três vezes menor que o valor da frequência de atualização mínima desejada para o MPPT ($f_{mppt} = 100$ Hz).

**Figura 6.5 – Resposta ao degrau do controlador PI para vários índices de insolação.**

Na tentativa de acelerar as respostas do sistema e ajustar as margens de ganho e de fase, projetar-se-á um compensador PID.

6.2.3.2 - Compensador Proporcional Integral Derivativo (PID)

O compensador PID adotado possui um par de zeros reais idênticos e um pólo na origem. A planta compensada apresentará quatro zeros e cinco pólos, resultando em um decaimento de -20 dB/década e estabilização de fase em -90°. Vale lembrar que, na prática, deve-se adicionar um pólo próximo à frequência de chaveamento.

A função de transferência do compensador PID é dada por:

$$G_{PID}(s) = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)^2}{s} \quad (6.37)$$

Para verificar a estabilidade do sistema compensado, deve-se considerar que a margem de fase deve estar entre 0° e 180°. Além disso, para que o sistema apresente um tempo de acomodação reduzido e com um *overshoot* pequeno, é desejável que se obtenha margem de fase entre 45° e 76°. A frequência dos zeros do compensador deve ser muito menor que a frequência de chaveamento, maior que a frequência de atualização do algoritmo MPPT e menor que a frequência de corte do filtro formado por L_2 e C_2 . Portanto, foi adotado o seguinte critério de dimensionamento:

$$f_z = 5 \cdot f_{mppt} = 500 \text{ Hz} \quad (6.38)$$

O ganho do compensador foi ajustado manualmente no Sisotool de tal forma que atenda os critérios de estabilidade e de tempo de acomodação satisfatórios para todos os índices de insolação. A Tabela 6.5 apresenta o código implementado para o projeto do controlador PID.

Tabela 6.5 - Código implementado para o projeto do controlador PID.

```

s=tf('s');

%% VALORES CALCULADOS PARA A PLANTA
fs = 50e3 % Freqüência de Chaveamento
C1 = 9.4e-6
C2 = 9.4e-6
L1 = 900e-6
L2 = 2e-3
Vo = 400
Vm = 10 %Amplitude da dente de serra
Kpwm = 1/Vm
Hv = 1 %Ganho do Sensor de tensão

%% PROJETO DO CONTROLADOR PID
fmppt = 100
fz = 5*fmppt
Wz = 2*pi*fz
K = 25 %Ganho do compensador PID

%Função de transferência do controlador PID
Gpid = (K/s)*(1 + s/Wz)^2;

%% FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA DIFERENTES NÍVEIS DE INSOLAÇÃO
S = [1000 800 600 400 200 ]
Ppv = [1080 869.7 653.84 466.65 211.68]
Vpv = [141.5 138.0 134.5 131.0 127.5 ]
R = [18.50 21.90 27.50 36.87 76.80 ]
D = [0.4050 0.4126 0.4201 0.4277 0.4354]

for i=1:5
    Gvcld = Vo*(1-D(i))*(2*R(i)-L2*(1-D(i))^2*s+(R(i)*C2*L2)*s^2)/
        (R(i)+(L1+L2*(1-D(i))^2)*s+(R(i)*(C1*L1+C2*L2+C1*L2*(1-
            D(i))^2))*s^2+(C2*L1*L2)*s^3+(R(i)*C1*C2*L1*L2)*s^4)
    bode(Gvcld*Kpwm*Gpid)
    sisotool(Gvcld*Kpwm, Gpid)
end

legend('1000 W/m²','800 W/m²','600 W/m²','400 W/m²','200 W/m²')
grid on

```

A função de transferência resultante do compensador PID é dada por:

$$G_{PID}(s) = 25 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{3141,6}\right)^2}{s} \quad (6.39)$$

O diagrama de Bode da planta compensada para diferentes índices de insolação é mostrado na Figura 6.6.

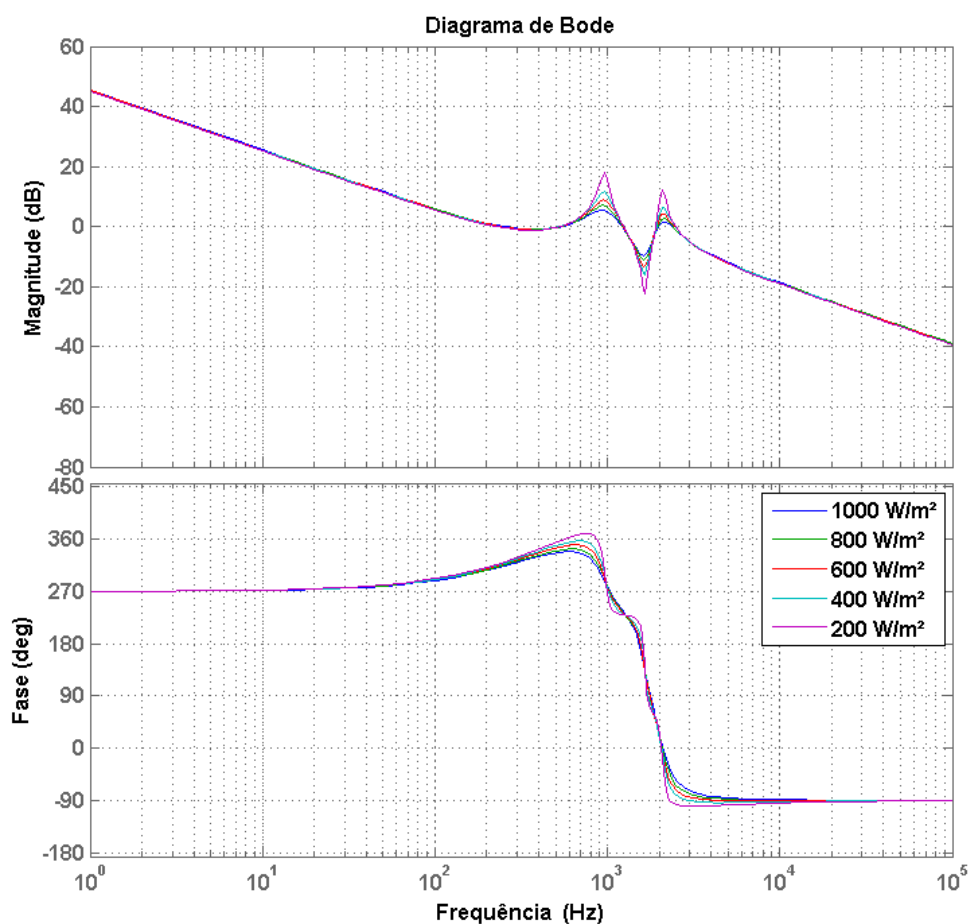


Figura 6.6 – Diagrama de Bode da planta compensada com compensador PID variando-se o índice de insolação

A Tabela 6.6 ilustra os valores obtidos de Margem de Ganho (MG), de Margem de Fase (MF), do ganho máximo do compensador que leva o circuito ao ponto de oscilação (K_{osc}) e de Tempo de Acomodação ($Ta_{2\%}$) para diferentes índices de insolação com o controlador PID.

Tabela 6.6 – Valores obtidos na resposta ao degrau com controlador PID.

S [W/m ²]	MG [dB]	MF [°]	K_{osc}	$Ta_{2\%}$ [ms]
1000	8,63	57,4	67,46	4,65
800	10	55,1	79,29	4,74
600	12	52,9	98,96	4,83
400	14,5	51,1	132,08	4,92
200	20,9	48,5	274,03	5,04

A Figura 6.7 ilustra o comportamento das respostas ao degrau do controlador PID proposto para os diferentes índices de insolação.

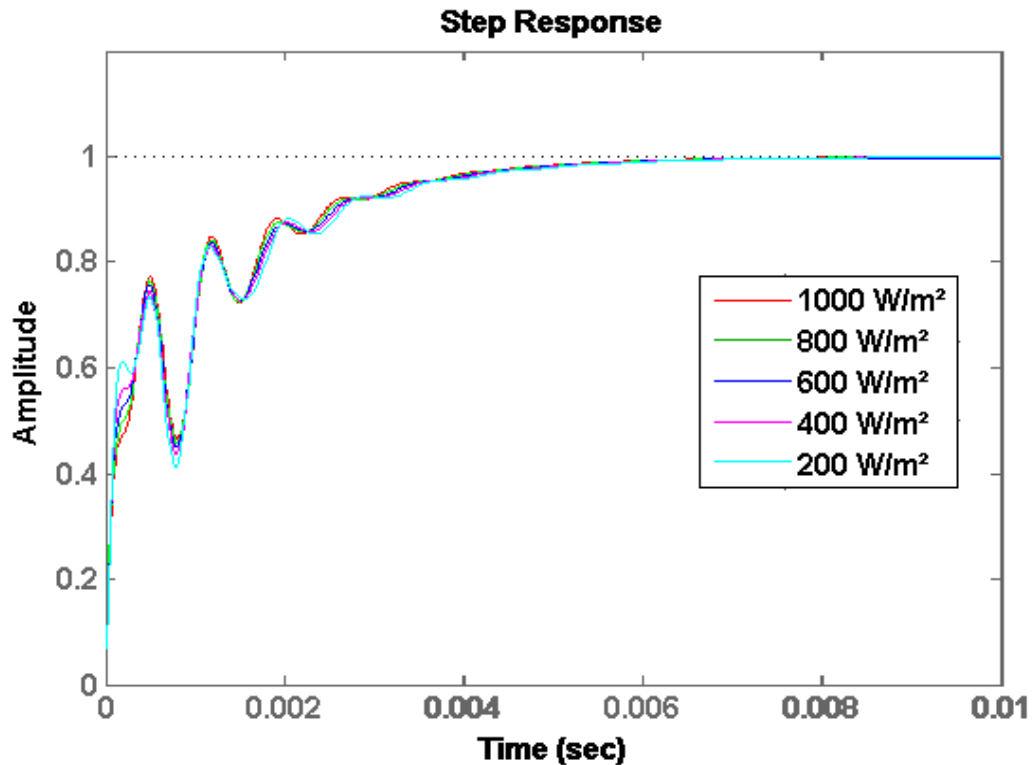


Figura 6.7 – Resposta ao degrau do controlador PID para vários índices de insolação.

Analisando a Figura 6.7 e a Tabela 6.6, nota-se que o controlador PID apresentou resposta ao degrau bem comportada, com pequena variação nos tempos de acomodação, atendendo aos requisitos de Margem de Fase ($46^\circ < MF < 76^\circ$) e apresentando boa Margem de Ganho. Diferentemente do controlador PI, esse PID atendeu ao requisito estabelecido à aplicação de MPPT, pois $1/T_{a2\%}$ médio obtido foi de 207 Hz, ou seja, aproximadamente duas vezes maior que o valor da frequência de atualização mínima desejada para o MPPT ($f_{mppt} = 100$ Hz).

Na tentativa de melhoria das oscilações na resposta ao degrau provocadas pelos pólos complexos conjugados mais próximos ao eixo $j\omega$, além da melhoria da MF e do $T_{a2\%}$, projetar-se-á um compensador PID modificado com os zeros complexos. Portanto, os zeros do

compensador atuarão como um filtro supressor de ruído (*Notch*), alterando o lugar geométrico das raízes do sistema, confinando-o e permitindo a aceleração da resposta do sistema.

6.2.3.3 - Compensador Proporcional Integral Derivativo com Filtro Supressor de Ruído (PID+*Notch*)

Conforme visto na Figura 5.3, os pólos e zeros do sistema em malha fechada com ganho tendendo a zero se deslocam em direção ao eixo $j\omega$ à medida que se reduz o índice de insolação. Desta forma, para a otimização do projeto do compensador, analisar-se-á o comportamento do o lugar das raízes da planta em malha fechada não compensada para o índice de insolação $S = 600 \text{ W/m}^2$ representado pela Figura 6.8.

Nota-se que a planta apresenta modos de vibração de alta frequência provocados pelos pólos complexos conjugados mais próximos ao eixo $j\omega$ [62]. A resposta ao degrau (Figura 6.9) ilustra a oscilação provocada por esses pólos de alta frequência e também o erro de regime permanente.

Na Figura 6.8, o par de pólos conjugados mais distantes da origem é chamado de pólos do processo. O outro par de pólos, mais próximo da origem, forma um lugar geométrico com o par de zeros complexos posicionados no semiplano direito, determinando a frequência de corte do sistema. Esses pólos são responsáveis pelas oscilações de alta frequência presentes na Figura 6.9.

Uma forma de se eliminar essas oscilações é fazer o cancelamento desses pólos ou confinar o lugar geométrico das raízes em torno dele, inserindo um par de zeros complexos conjugados próximos a esses pólos [63]. Desse modo, o LGR é alterado, criando-se um novo caminho que parte dos pólos do processo rumo aos zeros do semiplano direito, elevando-se então a Margem de Ganho e acelerando a resposta do sistema.

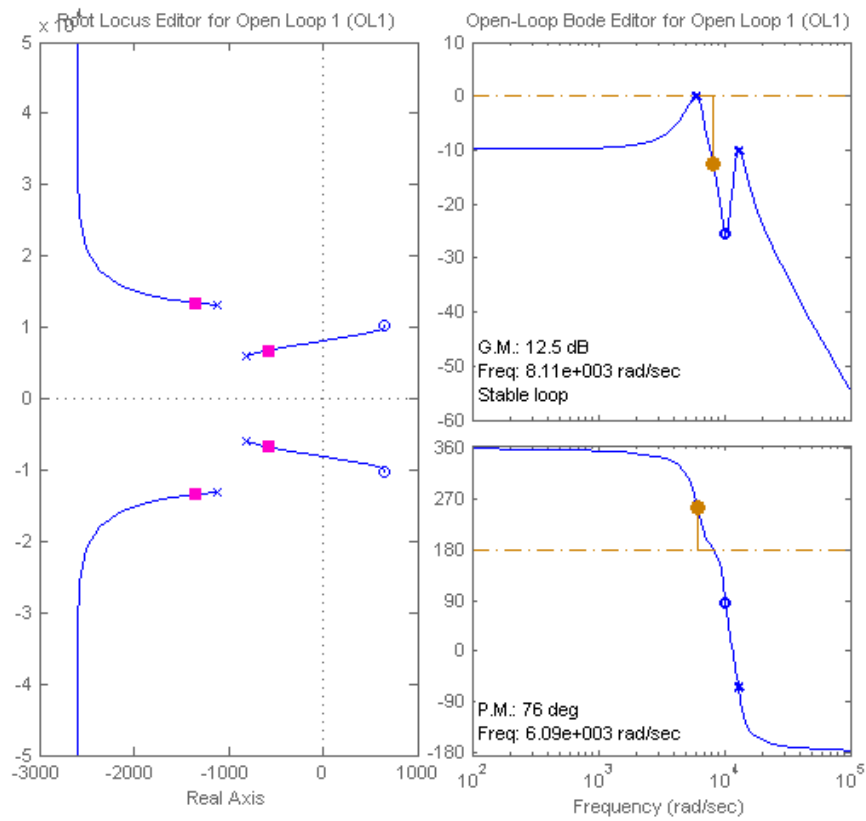


Figura 6.8 – Lugar das Raízes de G_{vd} para $S = 1000 \text{ W/m}^2$.

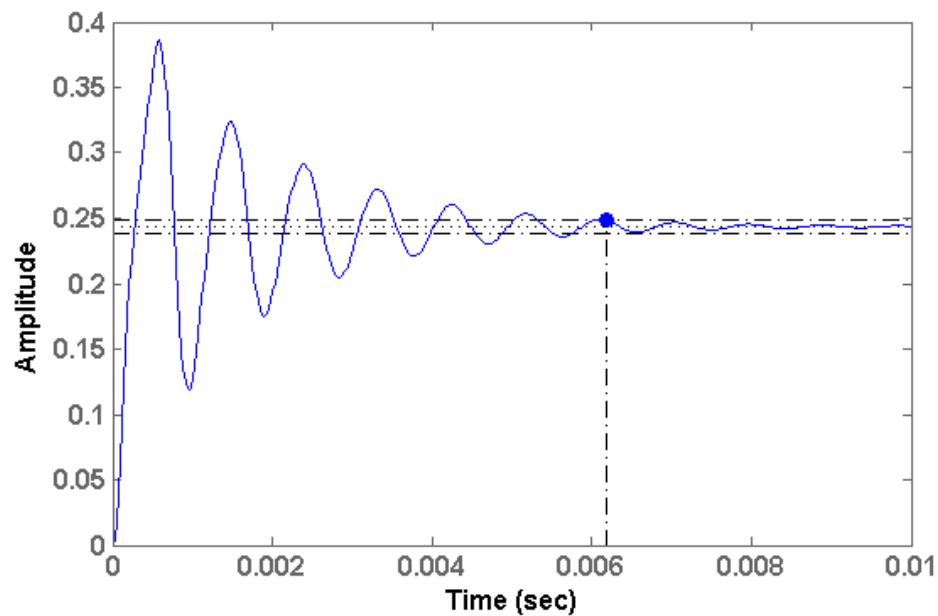


Figura 6.9 – Resposta ao degrau do sistema não compensado ($k = 0.006942$).

Da Figura 5.8, obtém-se a posição dos pólos de baixa frequência e, conseqüentemente, o coeficiente de amortecimento (ζ_z) e a frequência natural (ω_z) dos zeros do compensador. Em seguida, adiciona-se um pólo na origem para anular o erro de regime permanente. Por fim, ajusta-se o ganho do compensador para que seja obtida a resposta mais rápida possível, sem que ocorra *overshoot* acima de 20%. Aconselha-se ajustar o ganho para obter valores de MF entre 46° a 76° para todos os índices de insolação.

O compensador em questão será aqui denominado de *PID+Notch*, já que possui um par de zeros e um pólo, tal qual no compensador PID. A diferença entre os dois compensadores é que no PID os zeros estão situados no eixo real e no *PID+Notch* são um par de zeros complexos conjugados posicionados próximo ao par de pólos complexos de menor frequência. A planta compensada apresentará quatro zeros e cinco pólos, resultando em um decaimento de -20 dB/década e estabilização de fase em -90°. Vale lembrar que, na prática, deve-se adicionar um pólo próximo à frequência de chaveamento.

Assim, o compensador *PID+Notch* terá a seguinte função de transferência:

$$G_{PID+Notch} = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{2\zeta_z}{\omega_z} \cdot s + \frac{s^2}{\omega_z^2}\right)}{s} \quad (6.40)$$

A função de transferência resultante do compensador é dada por:

$$G_{PID+Notch}(s) = 173 \cdot \frac{\left(1 + \frac{2.0,134}{6070} \cdot s + \frac{s^2}{6070^2}\right)}{s} \quad (6.41)$$

O programa implementado no Matlab, para o projeto do compensador *PID+Notch*, considerando variações do índice de insolação de 200 a 1000 W/m² é mostrado na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 – Código implementado para o projeto do controlador PID+Notch

```

s=tf('s');
%% VALORES CALCULADOS PARA A PLANTA
fs = 50e3 % Freqüência de Chaveamento
C1 = 9.4e-6
C2 = 9.4e-6
L1 = 900e-6
L2 = 2e-3
Vo = 400
Vm = 10 %Amplitude da dente de serra
Kpwm = 1/Vm
Hv = 1 %Ganho do Sensor de tensão
%% PROJETO DO CONTROLADOR PID+NOTCH
Wz = 6070
zeta = 0.134
K = 173 %Ganho do compensador PID
%Função de transferência do controlador
Gpidnotch = (K/s)*( 1 + (2*zeta*s/Wz) + (s/Wz)^2)

%% FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA DIFERENTES NÍVEIS DE INSOLAÇÃO
S = [1000 800 600 400 200 ]
Ppv = [1080 869.7 653.84 466.65 211.68]
Vpv = [141.5 138.0 134.5 131.0 127.5 ]
R = [18.50 21.90 27.50 36.87 76.80 ]
D = [0.4050 0.4126 0.4201 0.4277 0.4354]

for i=1:5
Gvcld = Vo*(1-D(i))*(2*R(i)-L2*(1-
D(i))^2*s+(R(i)*C2*L2)*s^2)/(R(i)+(L1+L2*(1-
D(i))^2)*s+(R(i)*(C1*L1+C2*L2+C1*L2*(1-
D(i))^2))*s^2+(C2*L1*L2)*s^3+(R(i)*C1*C2*L1*L2)*s^4)
bode(Gvcld*Kpwm*Gpidnotch)
sisotool(Gvcld*Kpwm, Gpidnotch)
end

legend('1000 W/m²', '800 W/m²', '600 W/m²', '400 W/m²', '200 W/m²')
grid on

```

O diagrama de Bode da planta compensada para os diferentes índices de insolação é mostrado na Figura 6.10. Nota-se que o compensador projetado exerce a função de filtrar o efeito da vibração de alta freqüência provocada pelos pólos conjugados mais próximos ao eixo $j\omega$, os quais são provenientes da freqüência de corte do filtro formado por L_2 e C_2 . Já o pólo na origem, tem a função de amplificar as baixas freqüências, resultando na retirada do erro de regime permanente. Por fim, o outro pólo serve para acelerar a resposta do sistema, restabelecendo a ordem originária da planta e ajudando a filtrar as harmônicas provenientes da freqüência de chaveamento.

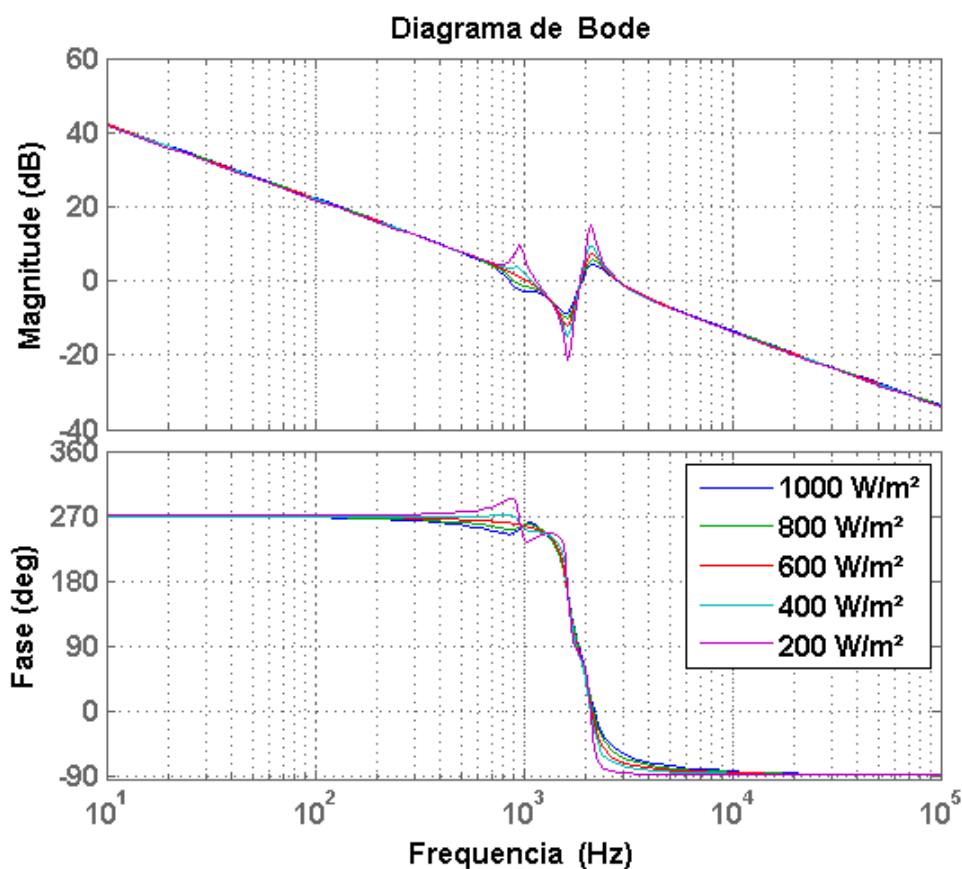


Figura 6.10 – Diagrama de Bode da planta compensada com o controlador PID+Notch.

A Tabela 6.8 ilustra os valores obtidos de Margem de Ganho (MG), de Margem de Fase (MF), do ganho máximo do compensador que leva o circuito ao ponto de oscilação (K_{osc}) e de Tempo de Acomodação ($Ta_{2\%}$) para diferentes índices de insolação com o controlador PID+Notch.

Tabela 6.8 – Valores obtidos na resposta ao degrau com controlador PID+Notch

S [W/m ²]	MG [dB]	MF [°]	K_{osc}	$Ta_{2\%}$ [ms]
1000	8,77	64,9	474,7	1,9
800	10,3	72,1	557,7	1,86
600	12,2	76	702,5	1,75
400	14,8	68,8	942,3	1,27
200	21,2	59,5	1984,8	2,8

A Figura 6.11 ilustra as respostas ao degrau para os diferentes índices de insolação.

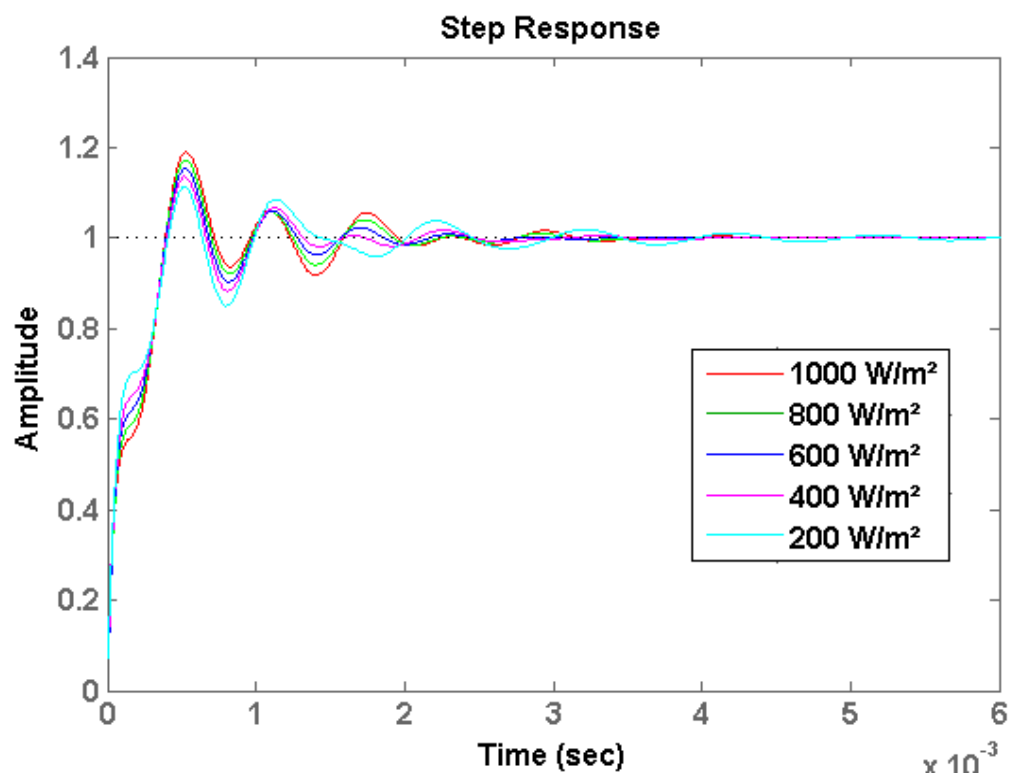


Figura 6.11 – Resposta ao degrau da planta compensada para diferentes índices de insolação utilizando o controlador PID+Notch.

Analisando a Tabela 6.8 e a Figura 6.11, pode-se concluir que o controlador PID+Notch é o mais adequado à aplicação do MPPT com o conversor Boost Quadrático, pois além de ser mais rápido que o PID, sua resposta ao degrau apresenta variação pequena da MF, boa margem de ganho e o $1/Ta_{2\%}$ médio obtido foi de 522 Hz, ou seja, aproximadamente cinco vezes maior que o valor da frequência de atualização mínima desejada para o MPPT ($f_{mppt} = 100$ Hz). Neste caso, pode-se utilizar uma frequência de atualização do MPPT acima do valor estipulado em projeto, com o intuito de reduzir as perdas no rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico.

6.3 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO COM COMUTAÇÃO SUAVE

Para o roteiro de cálculo dos elementos ressonantes das células de auxílio à comutação SSS1 e SSS2, serão considerados os equacionamentos do conversor Boost Quadrático *Hard* para realizar os cálculos de razão cíclica, corrente e tensões médias nos indutores e capacitores de filtro. Além disso, o projeto das células de auxílio à comutação considerará os pontos de operação fornecidos nas análises gráficas dos capítulos 4 e 5. Assim sendo, serão extraídos resultados experimentais para ganhos de tensão $G_{\min} = 3,5$ e $G_{\max} = 4,0$, variando-se a potência de carga de $P_{\min} = 200$ W a $P_{\max} = 800$ W, considerando-se a tensão de saída $V_o = 350$ V e rendimento esperado de $\eta = 95$ %.

6.3.1 - PASSO 1: CRITÉRIO DA TAXA DE VARIAÇÃO DE TENSÃO (dV/dt)

Em [64] recomenda-se que a máxima taxa de variação de tensão nos terminais de um semiconductor seja menor ou igual a 2000 V/ μ s, garantindo baixos níveis de EMI. Sabe-se que o pior caso de variação instantânea de tensão no capacitor ressonante ocorre na sexta etapa de operação, quando o interruptor S_p é aberto. Nesta etapa, C_r assume a corrente que estava passando em S_p , carregando-se linearmente até atingir a tensão nula. Assim sendo, o valor mínimo de C_r é dado por:

$$\begin{aligned}
 C_r &\geq \frac{I_{L1} + I_{L2}}{2000} \cdot 10^{-6} \\
 C_r &\geq \left[\left(\frac{P_{o\max} \cdot G_{\max}}{V_o \cdot \eta} \right) + \left(\frac{P_{o\max} \cdot \sqrt{G_{\max}}}{V_o \cdot \eta} \right) \right] \cdot \frac{10^{-6}}{2000} \\
 C_r &\geq \left[\left(\frac{800 \cdot 4}{350 \cdot 0,95} \right) + \left(\frac{800 \cdot \sqrt{4}}{350 \cdot 0,95} \right) \right] \cdot \frac{10^{-6}}{2000} \\
 C_r &\geq 7,22 \eta F
 \end{aligned} \tag{6.42}$$

6.3.2 - PASSO 2: CRITÉRIO DA COMUTAÇÃO SUAVE NA ABERTURA DO INTERRUPTOR

Consultando os dados do catálogo do interruptor SiC CMF20120D, o tempo de crescimento da tensão fornecido é de $t_{rv} = 38 \text{ ns}$. Portanto, adotar-se-á o tempo de comutação mínimo na abertura do interruptor de 60 ns . A etapa de operação que envolve esse cálculo é a sexta etapa. Portanto, o valor mínimo de C_r para obter comutação suave na saída de condução deverá ser:

$$\begin{aligned}
 \Delta t_6 &\geq 60 \text{ ns} \\
 \Delta t_6 &= \frac{V_{C1} \cdot C_r}{I_{L1} + I_{L2}} \\
 \Delta t_6 &= \frac{V_o^2 \cdot C_r}{P_{o\max} \cdot G_{\max} \cdot (1 + \sqrt{G_{\max}})} \\
 \Delta t_6 &= \frac{V_o^2 \cdot C_r}{P_{o\max} \cdot G_{\max} \cdot (1 + \sqrt{G_{\max}})} \geq 60 \text{ ns} \tag{6.43} \\
 C_r &\geq 60 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{P_{o\max} \cdot G_{\max} \cdot (1 + \sqrt{G_{\max}})}{V_o^2} \\
 C_r &\geq 60 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{800 \cdot 4 \cdot (1 + \sqrt{4})}{350^2} \\
 C_r &\geq 4,7 \text{ nF}
 \end{aligned}$$

6.3.3 - PASSO 3: CRITÉRIO DA COMUTAÇÃO SUAVE NO FECHAMENTO DO INTERRUPTOR

A pior situação para ocorrer comutação suave na entrada de condução ocorre para a condição de P_{omin} e G_{min} . Consultando o catálogo do interruptor SiC CMF20120D, o tempo de decaimento da tensão fornecido é de $t_{rv} = 24 \text{ ns}$. Portanto, adotar-se-á o tempo de comutação mínimo no fechamento do interruptor de 32 ns . As etapas de operação que envolvem esse cálculo são a primeira e a segunda. Portanto o valor mínimo de L_a para obter a comutação

suave na entrada de condução deverá ser:

$$\begin{aligned}\Delta t_{1\min} &= \frac{I_{L2\min} \cdot L_a}{V_o} = \frac{P_{o\min} \cdot \sqrt{G_{\min}}}{V_o^2} \cdot L_a \\ \Delta t_{2\min} &= \frac{I_{L1\min} \cdot L_a}{V_{C1}} = \frac{P_{o\min} \cdot G_{\min} \cdot \sqrt{G_{\min}}}{V_o^2} \cdot L_a \\ \Delta t_{1\min} + \Delta t_{2\min} &\geq 32\eta s \\ \frac{P_{o\min} \cdot \sqrt{G_{\min}}}{V_o^2} \cdot (1 + G_{\min}) \cdot L_a &\geq 32\eta s \quad (6.44) \\ L_a &\geq 32 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{V_o^2}{P_{o\min} \cdot \sqrt{G_{\min}} \cdot (1 + G_{\min})} \\ L_a &\geq 32 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{350^2}{200 \cdot \sqrt{3,5} \cdot (1 + 3,5)} \\ L_a &\geq 2,3 \mu H\end{aligned}$$

6.3.4 - PASSO 4: CRITÉRIO DA RELAÇÃO ENTRE FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO E FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

Para que a célula de auxílio à comutação não afete significativamente as etapas PWM de acúmulo e transferência de energia (Δt_5 e Δt_{10}), é desejável que a frequência de ressonância seja pelo menos dez vezes maior que a frequência de chaveamento.

$$\begin{aligned}f_s &= 50 \text{ kHz} \\ \frac{f_a}{f_s} &\geq 10 \\ f_a &\geq 500 \text{ kHz}\end{aligned} \quad (6.45)$$

6.3.5 - PASSO 5: DETERMINAÇÃO DE L_a E C_r

Adotando-se $C_r = 18,3 \text{ nF}$ e $L_a = 2,3 \text{ }\mu\text{H}$, a frequência de ressonância obtida será de $f_a = 777,9 \text{ kHz}$, atendendo aos critérios de dimensionamento.

6.3.6 - PASSO 6: DIMENSIONAMENTO DE L_r

O dimensionamento de L_r é crítico na célula SSS2. Assim, estabeleceu-se dois critérios

para seu dimensionamento.

6.3.6.1 - CRITÉRIO DE COMUTAÇÃO SUAVE NA ENTRADA DE CONDUÇÃO

A somatória de tempo das duas primeiras etapas deve ser maior que o tempo de decaimento da tensão do interruptor. Conforme estabelecido no PASSO 3, tem-se:

$$\begin{aligned}\Delta t_{1\min} + \Delta t_{2\min} &= \frac{I_{L2\min} \cdot L_r}{V_o} \geq 32 \eta s \\ L_r &\geq 32 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{V_o^2}{P_{o\min} \cdot \sqrt{G_{\min}}} \\ L_r &\geq 32 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{350^2}{200 \cdot \sqrt{3,5}} \\ L_r &\geq 10,48 \mu H\end{aligned}\tag{6.46}$$

6.3.6.2 - CRITÉRIO DA CORRENTE MÁXIMA NO INTERRUPTOR

No conversor SSS2 o pior caso de corrente de pico no interruptor será quando $V_x = V_o$, sob condições de potência e ganho de tensão máximos. Estabelecendo como critério que o valor máximo da corrente no interruptor seja duas vezes o valor máximo da soma das correntes nos indutores do conversor, tem-se:

$$\begin{aligned}I_{Sp\max} &= I_{L1\max} + I_{L2\max} + \frac{V_o}{Z_r} = 2 \cdot (I_{L1\max} + I_{L2\max}) \\ \frac{V_o}{Z_r} &= I_{L1\max} + I_{L2\max} = \frac{P_{o\max} \cdot (G_{\max} + \sqrt{G_{\max}})}{V_o \cdot \eta} \\ L_r &\geq C_r \cdot \left[\frac{V_o^2 \cdot \eta}{P_{o\max} \cdot (G_{\max} + \sqrt{G_{\max}})} \right]^2 \\ L_r &\geq 18,2 \cdot 10^{-9} \cdot \left[\frac{350^2 \cdot 0,95}{800 \cdot (4 + \sqrt{4})} \right]^2 \\ L_r &\geq 10,7 \mu H\end{aligned}\tag{6.47}$$

Conforme disponibilidade de indutor no almoxarifado do laboratório, escolheu-se

utilizar um indutor $L_r = 15 \mu\text{H}$.

6.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Na primeira parte desse capítulo foram elaborados três roteiros de projeto dos seguintes compensadores: PI, PID e PID+Notch. O compensador PI apresentou resposta muito lenta em relação à especificação de projeto. O compensador PID apresentou resposta duas vezes mais rápida que a especificação de projeto e o compensador PID+*Notch* apresentou resposta cinco vezes mais rápida, além do benefício da redução de ruídos inerentes à planta do conversor.

Na segunda parte do capítulo foram apresentados os roteiros de dimensionamento dos elementos ressonantes das células de auxílio à comutação.

No capítulo seguinte serão apresentados os resultados de simulação e experimentais referentes aos conversores apresentados até então.

CAPÍTULO 7: RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

7.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresentará resultados experimentais e de simulação dos conversores propostos nos Capítulos 2 a 5.

Os resultados de simulação são importantes: para o estudo qualitativo do funcionamento dos circuitos de controle e de potência dos conversores; para a comparação dos resultados apresentados pelo modelo matemático na análise quantitativa; para a verificação e estudo de viabilidade das topologias propostas e, por fim, para a conferência com os resultados experimentais, tornando possível a identificação de falhas de funcionamento dos elementos de circuito e melhorias no roteamento de placas de circuito impresso.

Após a validação através de simulação computacional, realiza-se a montagem e ensaios dos protótipos com o intuito de validar o trabalho apresentado.

O conteúdo deste capítulo será disposto na seguinte ordem:

- Resultados de simulação do conversor Boost Quadrático MPPT com os compensadores PI, PID e PID+*Notch* com fonte ideal na saída do conversor;
 - Resultados de simulação do sistema fotovoltaico completo conectado à rede trifásica;
 - Resultados de simulação e experimentais dos conversores Boost Quadrático SSS1 e SSS2;
 - Resultados experimentais do conversor Boost Quadrático *Hard* e SSS1 realizando rastreamento de máxima potência com o uso do algoritmo P&O e controlador PID+*Notch* discretizado pelo método *Tustin* com frequência de
-

amostragem de 300 kHz, embarcado na plataforma DSP TMS320F28335 da Texas Instruments®.

7.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO COM CONTROLE MPPT P&O COM FONTE IDEAL NA SAÍDA

Para a obtenção dos resultados de simulação, foi utilizado o conversor Boost Quadrático ideal com fonte de tensão constante no estágio de saída, associado a 8 painéis em série conforme Tabela 2.2 e Tabela 6.1, utilizando os compensadores PI, PID e PID+*Notch* dimensionados no Capítulo 6.

As Figura 7.1, Figura 7.2 e Figura 7.3 representam, respectivamente, o circuito de potência ideal, circuito de controle, perfil de insolação e de temperatura simulados no PSIM.

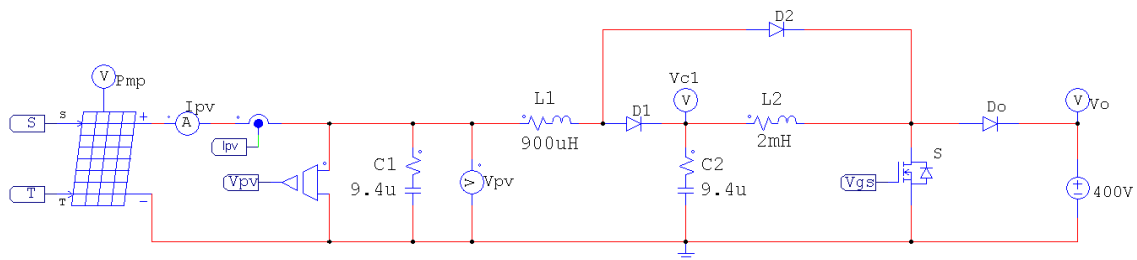


Figura 7.1 – Circuito de potência ideal simulado.

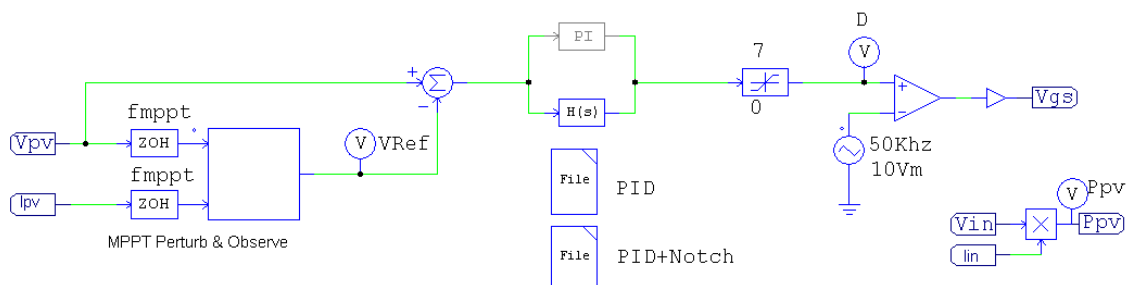


Figura 7.2 – Circuito de controle simulado.

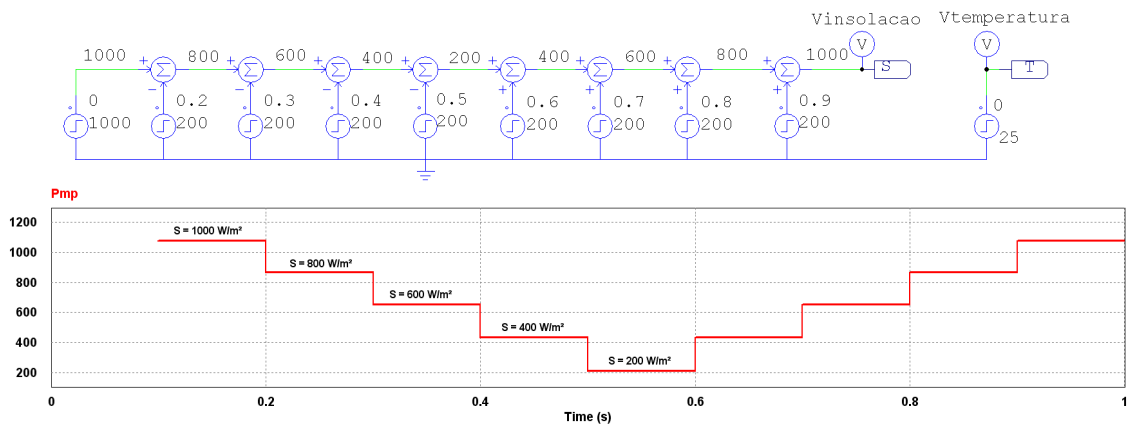


Figura 7.3 – Perfil de insolação e temperatura simulado.

7.2.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CIRCUITO COM O CONTROLADOR PI

Com o intuito de confrontar a resposta ao degrau obtida no projeto do controlador PI apresentada na Figura 6.5 foi realizada a simulação para o índice de insolação $S = 1000 \text{ W/m}^2$, com degrau de perturbação $\Delta V = 0,5 \text{ V}$ e frequência de atualização $f_{mppt} = 20 \text{ Hz}$, conforme ilustrado nas Figura 7.4 e Figura 7.5.

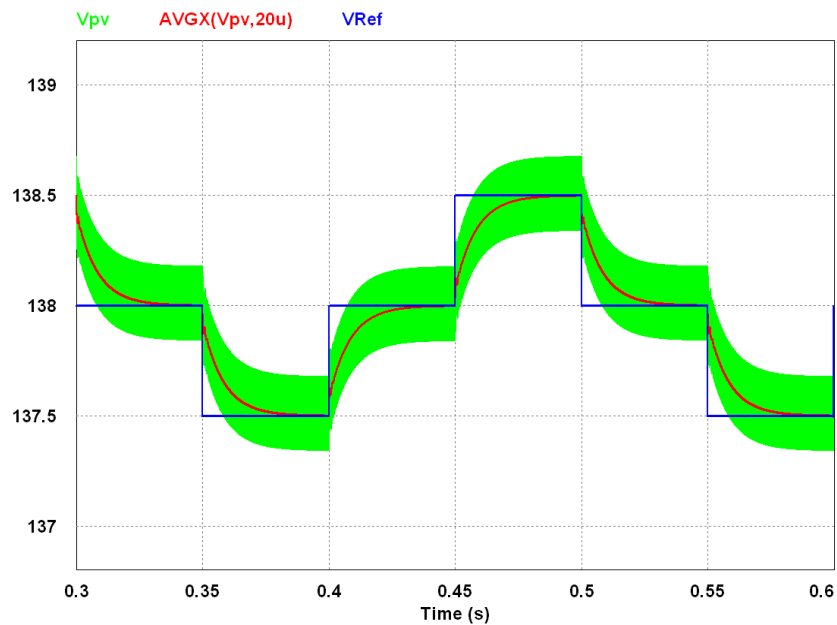


Figura 7.4 – Tensão de referência (V_{Ref}) e tensão no painel (V_{pv}) com o controlador PI para $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $f_{mppt} = 20 \text{ Hz}$ e $\Delta V = 0,5 \text{ V}$.

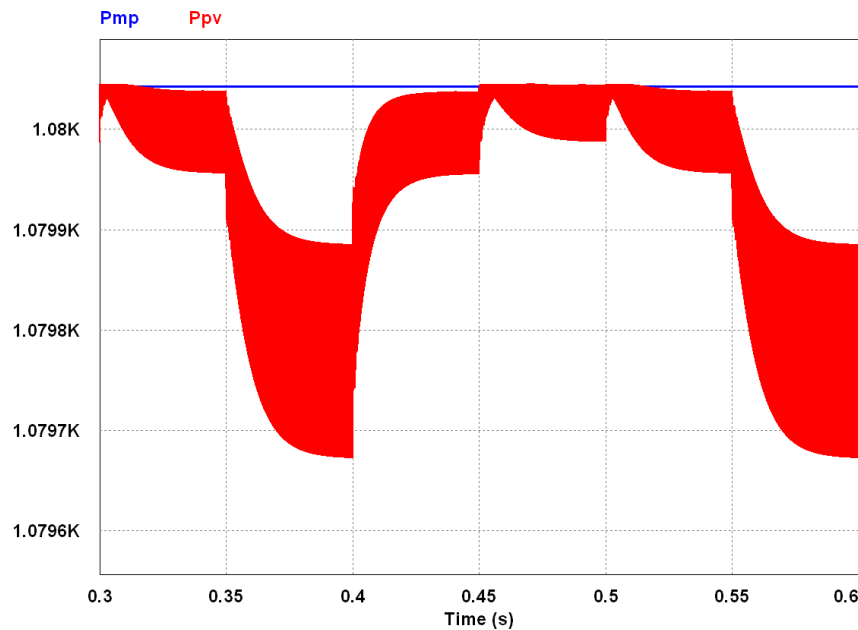


Figura 7.5 – Potência máxima do painel (P_{mp}) e potência extraída do painel (P_{pv}) com o controlador PI para $S = 1000 \text{ W/m}^2$.

Conforme o esperado, apesar de apresentar resposta criticamente amortecida, o conversor com o controlador PI é muito lento, o que torna o MPPT pouco eficiente mediante variações bruscas de insolação, tornando-o inadequado às especificações mínimas do projeto.

7.2.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR PID

Diferentemente do controlador PI, o controlador PID já apresenta uma resposta muito mais rápida, atendendo ao requisito de projeto de $1/Ta_{2\%} > 100 \text{ Hz}$. Dessa forma, foram feitas duas simulações distintas: a primeira delas com $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$ e a segunda com $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$. Como $1/Ta_{2\%}$ médio obtido para esse controlador foi de 207 Hz , as frequências de atualização do algoritmo MPPT escolhidas tem o intuito de avaliar as perdas e o comportamento dinâmico do MPPT mediante uma frequência de perturbação maior que o tempo de acomodação da resposta do sistema.

A Figura 7.6 ilustra a resposta do sistema para $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $\Delta V = 0,5 \text{ V}$ e $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$. Note que o tempo de acomodação e a envoltória são semelhantes ao encontrado na

Figura 6.7, validando mais uma vez a modelagem do conversor.

A Figura 7.7 e a Figura 7.8 ilustram a resposta do sistema para $f_{mppt} = 100$ Hz, mediante variação no perfil de insolação, conforme apresentado na Figura 7.3. Já a Figura 7.9 e a Figura 7.10 ilustram a resposta do sistema para $f_{mppt} = 400$ Hz. Note que, apesar da frequência de atualização de 400 Hz estar mais rápida que o tempo de acomodação, o sistema apresenta menores perdas de rastreamento que com 100 Hz. Isso acontece devido à redução de tempo para o sistema encontrar o ponto de máxima potência quando ocorrem variações na insolação. Essa situação é evidenciada na transição de $S = 400$ W/m² para 200 W/m² e vice-versa. Uma alternativa para melhoria do algoritmo MPPT P&O seria adicionar uma sub-rotina ao algoritmo para que o valor de ΔV seja adaptativo quando ocorre uma variação brusca de insolação. Além disso, como a variação de V_{mp} mediante variações de insolação não é muito grande, recomenda-se que o ΔV seja, no máximo, de 2 V. Após diversas simulações, o melhor valor encontrado em simulação para ΔV foi de 0,5 V.

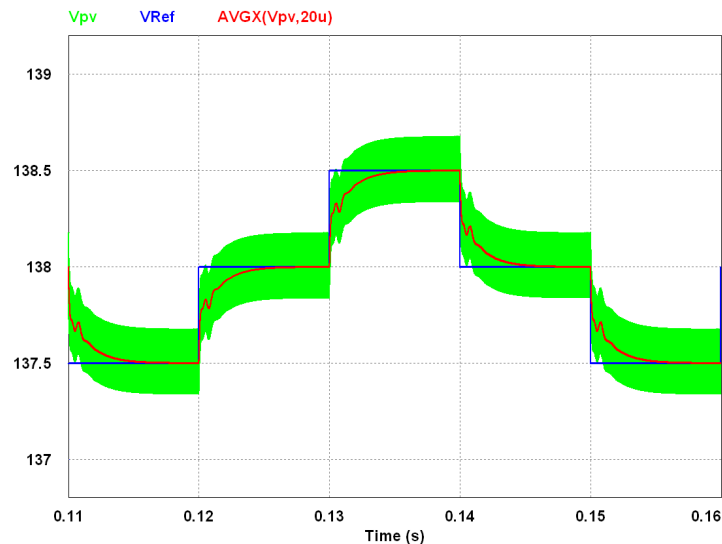


Figura 7.6 – Tensão de referência (V_{Ref}) e tensão no painel (V_{pv}) com o controlador PID para $S = 1000$ W/m², $f_{mppt} = 100$ Hz e $\Delta V = 0,5$ V.

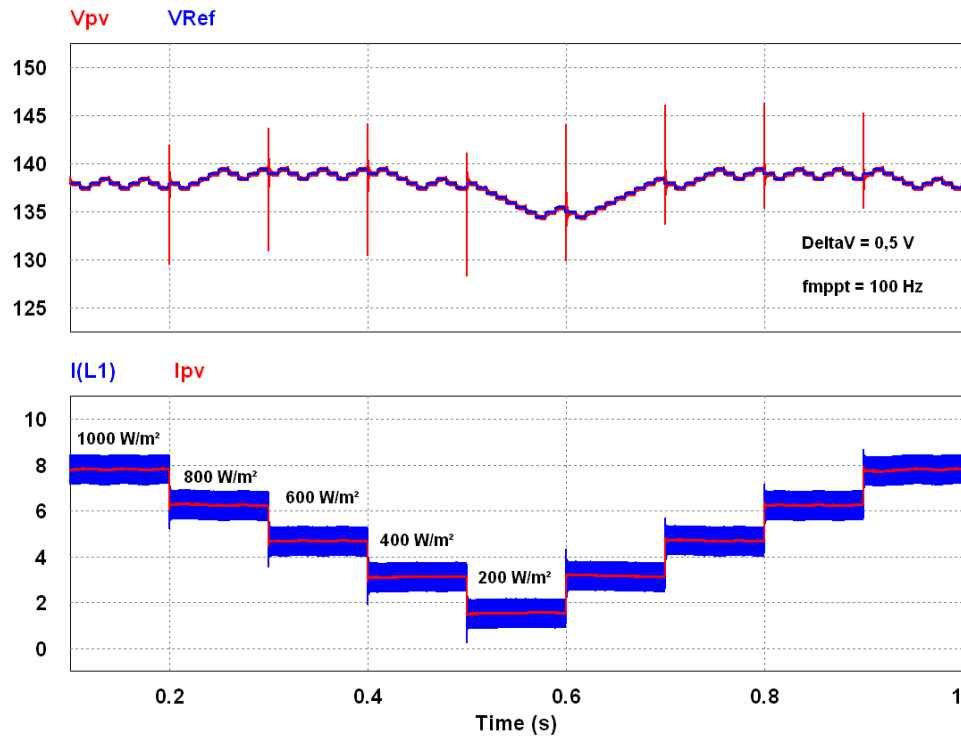


Figura 7.7 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID com $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$.

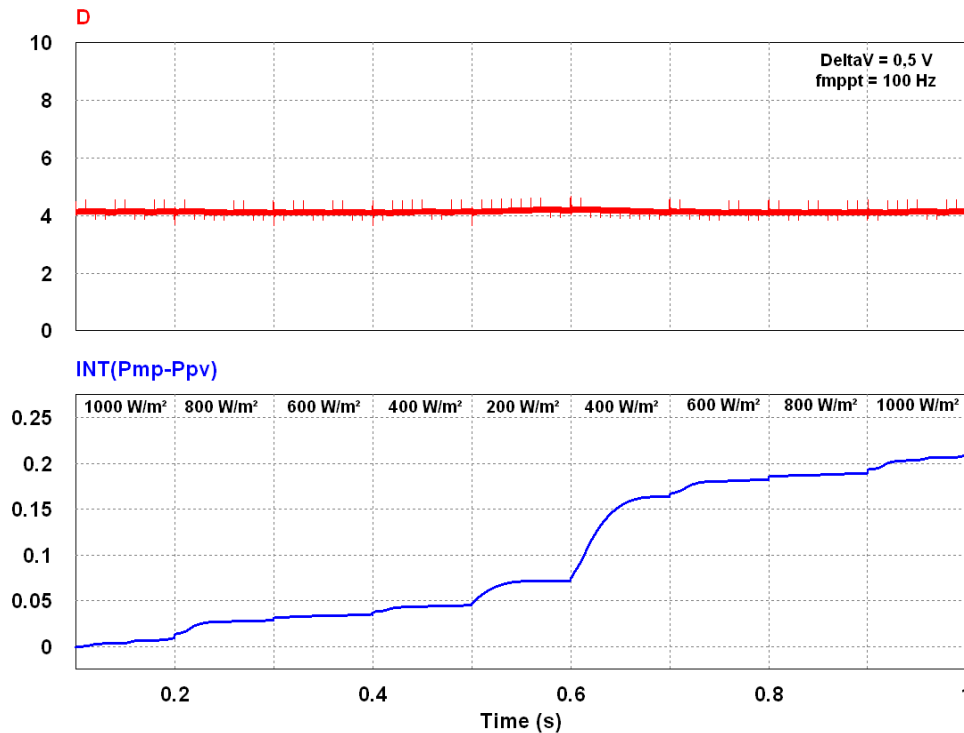


Figura 7.8 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID com $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$.

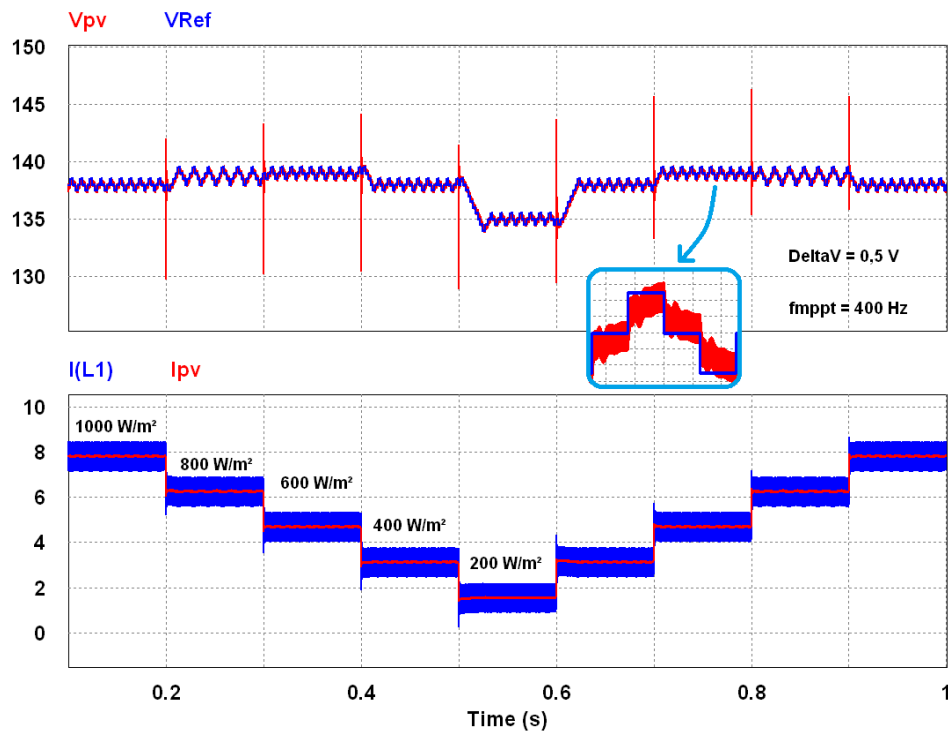


Figura 7.9 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID com $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$.

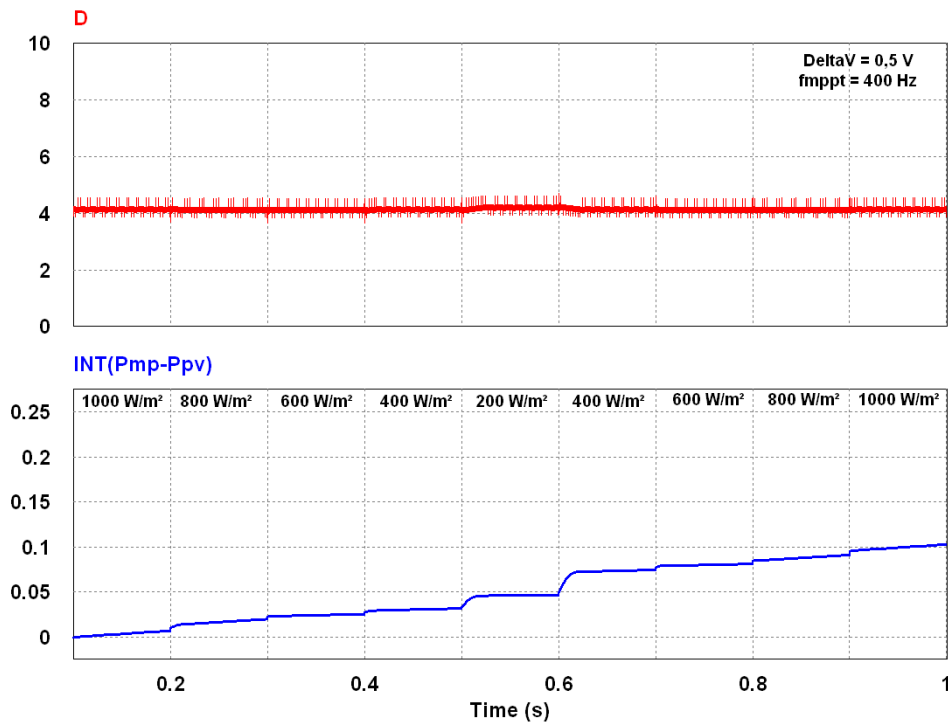


Figura 7.10 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID com $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$.

7.2.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM O CONTROLADOR PID+*NOTCH*

Conforme visto no roteiro de projeto, o controlador PID foi adaptado para alterar o lugar geométrico das raízes, acelerando a resposta do sistema e atenuando os modos de vibração inerentes dos pólos de menor frequência da planta. Para que isso ocorra, o par de zeros do controlador deve atuar também como filtro supressor de ruído (*Notch*), ou seja, deve ser um par de zeros complexos conjugados. A Figura 7.11 comprova que a resposta obtida do sistema está em conformidade com a obtida no roteiro de projeto apresentado na Figura 6.11.

Comparando as Figura 7.6 e Figura 7.11, é notória a redução da ondulação de tensão no capacitor de entrada do conversor (V_{pv}) com o controlador PID+*Notch*.

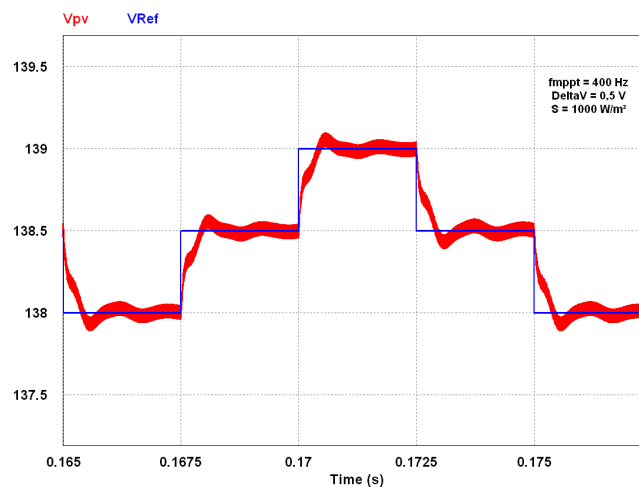


Figura 7.11 - Tensão de referência (V_{Ref}) e tensão no painel (V_{pv}) com o controlador PID+*Notch* para $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$ e $\Delta V = 0,5 \text{ V}$.

As Figura 7.12 e Figura 7.13 ilustram a resposta do sistema com o controlador PID+*Notch* para $f_{mppt} = 400 \text{ Hz}$ e $\Delta V = 0,5 \text{ V}$. Esse controlador apresentou uma pequena redução nas perdas do MPPT, comparadas à resposta do controlador PID. Através da Figura 6.11 ficou provado que a resposta à perturbação do sistema é muito semelhante para todos os índices de insolação. Observando a Figura 7.11, nota-se que V_{pv} atinge o valor de referência em aproximadamente $625 \mu\text{s}$, portanto, seria interessante averiguar o funcionamento com $f_{mppt} = 1,6 \text{ kHz}$.

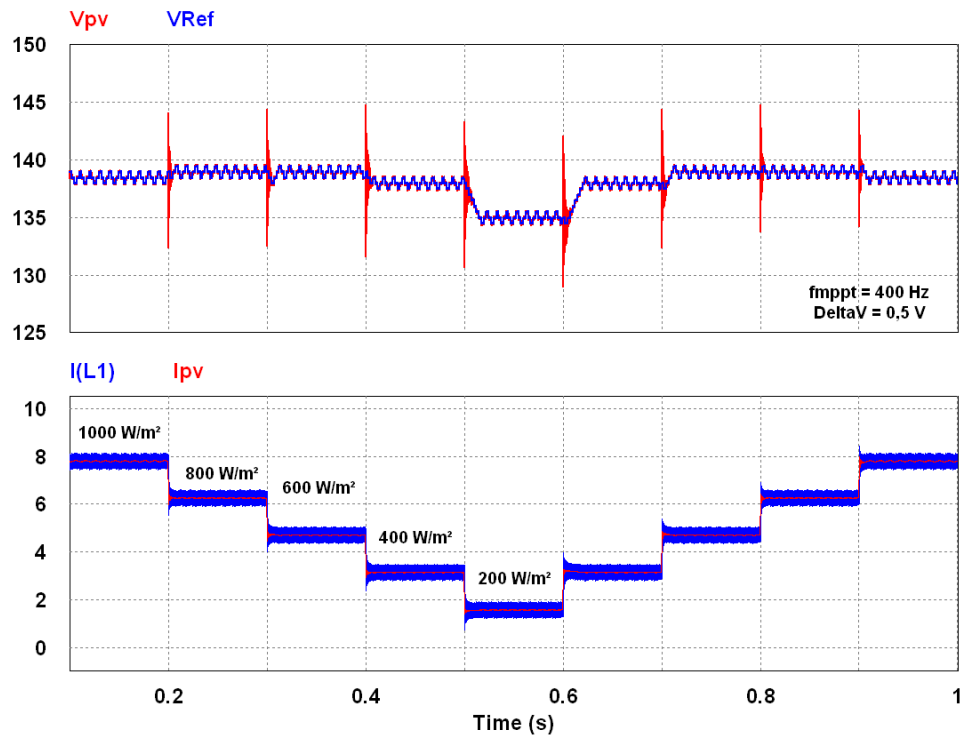


Figura 7.12 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID+Notch com $f_{mppt} = 400$ Hz.

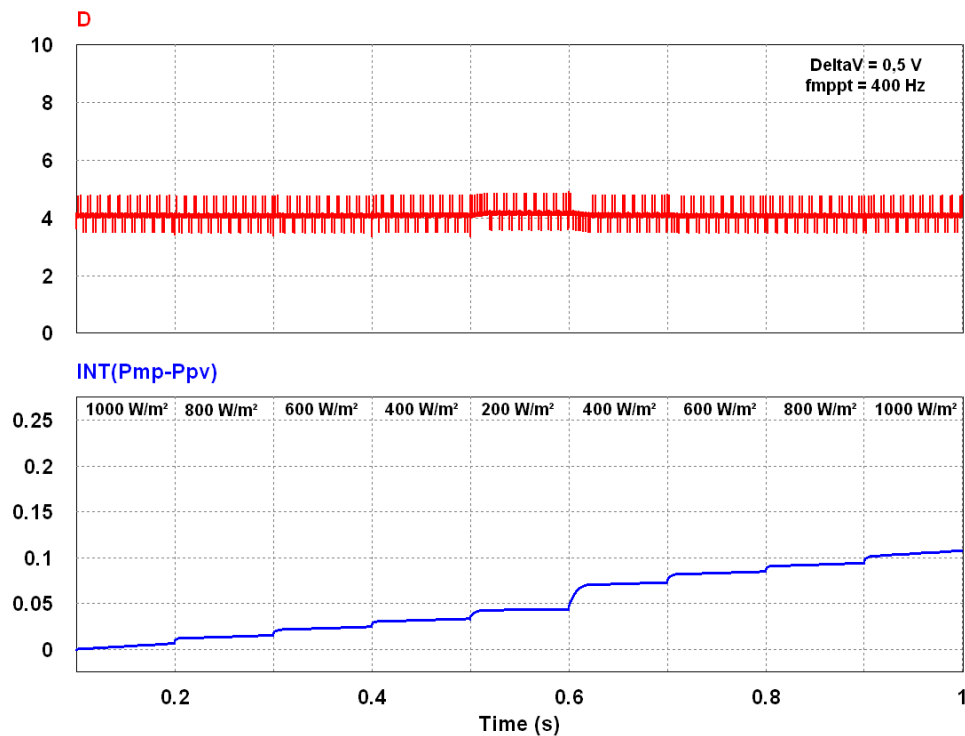


Figura 7.13 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID+Notch com $f_{mppt} = 400$ Hz.

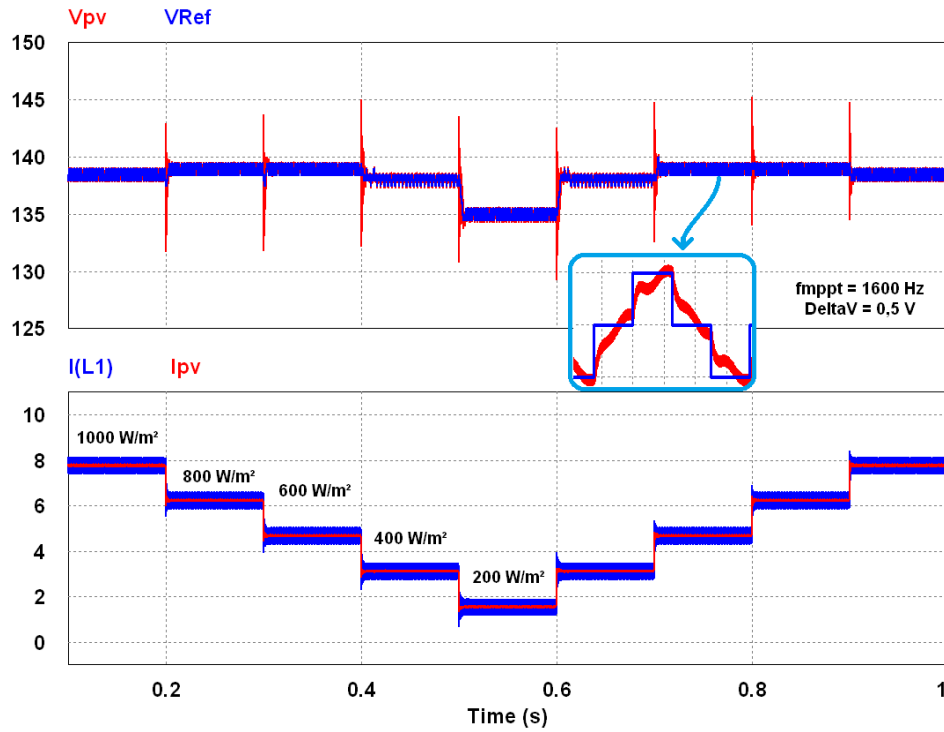


Figura 7.14 – Tensões (V_{pv} e V_{Ref}) e Correntes (I_{L1} e I_{pv}) para o compensador PID+Notch com $f_{mppt} = 1600 \text{ Hz}$.

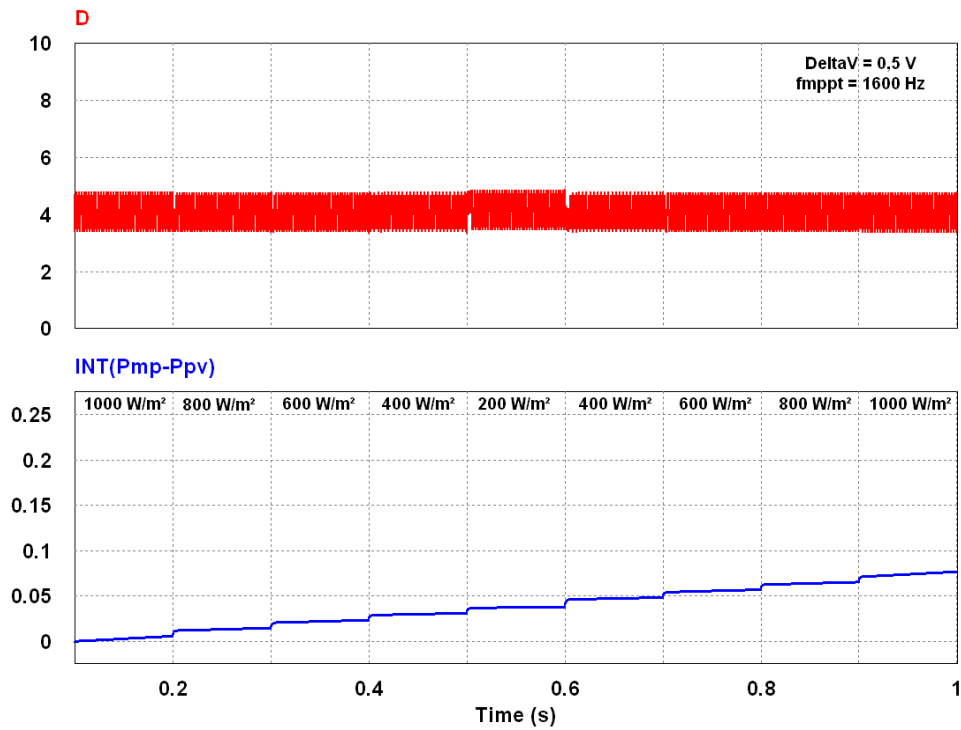


Figura 7.15 – Razão Cíclica (D) e integral das perdas no rastreamento para o compensador PID+Notch com $f_{mppt} = 1600 \text{ Hz}$.

As perdas no rastreamento para $f_{mppt} = 400$ Hz no controlador PID e no PID+*Notch* são praticamente iguais. Entretanto, utilizando $f_{mppt} = 1600$ Hz, as perdas são reduzidas ainda mais com o PID+*Notch*, mas a resposta de tensão não estabiliza em todos os momentos. Assim, a malha externa de controle torna-se tão rápida quanto a interna, condição inadequada de projeto, podendo provocar instabilidades nas tomadas de decisão do algoritmo P&O.

Tendo em vista que os resultados de simulação apresentados para o conversor Boost Quadrático com o controlador PID+*Notch* foram satisfatórios, a seguir será apresentada a simulação do sistema fotovoltaico completo com conexão à rede elétrica utilizando um inversor trifásico com controle de estabilização da tensão do barramento CC e com injeção de Potência Ativa.

7.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE TRIFÁSICA

O Sistema Fotovoltaico completo Conectado à Rede Trifásica que será apresentado a seguir é resultante da união do Inversor Trifásico apresentado no Capítulo 3 e do circuito de Rastreamento de Máxima Potência utilizando o algoritmo Perturba e Observa com o conversor Boost Quadrático com controle PID+*Notch* apresentado nesse capítulo.

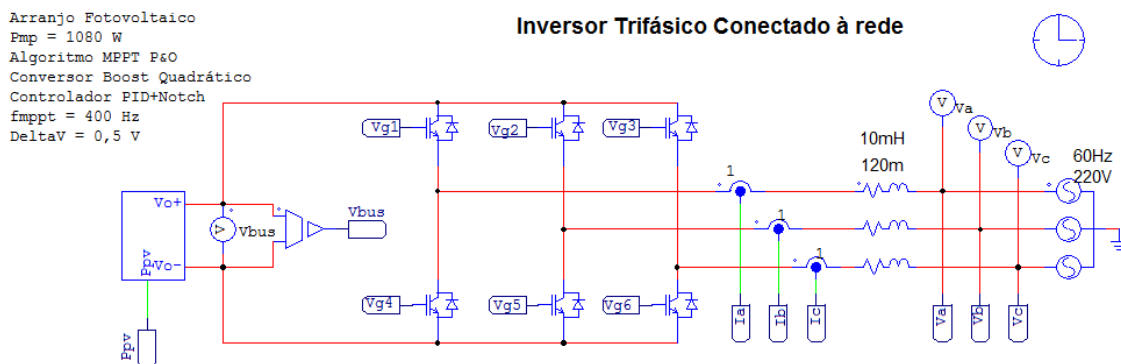


Figura 7.16 – Circuito de Potência do Inversor Trifásico.

A Figura 7.16 mostra o circuito de potência do Inversor Trifásico, onde foram feitas

duas alterações em relação à Figura 3.3. Na primeira alteração, o barramento CC do inversor foi substituído pelo circuito MPPT apresentado nas Figuras 7.1 e 7.2, sendo substituída a fonte de tensão de 400 V na saída do conversor Boost Quadrático por um capacitor ideal de 330 μF . A outra modificação foi a alteração das indutâncias de filtro de 2 mH por indutores de 10 mH, devido à redução da potência processada no sistema a ser simulado.

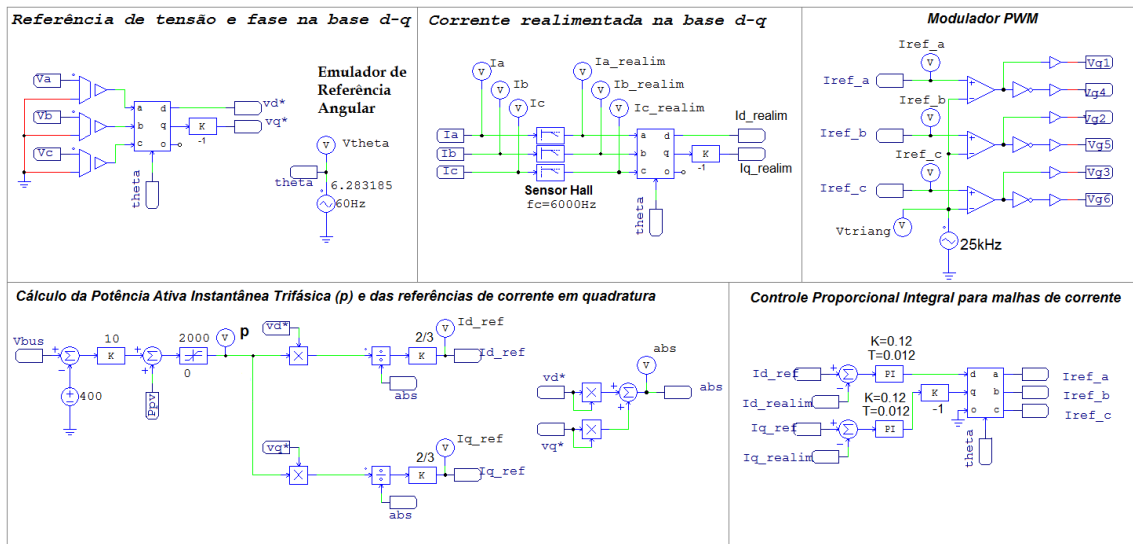


Figura 7.17 – Circuitos de Controle do Inversor Trifásico.

A Figura 7.17 ilustra o circuito de controle do inversor trifásico conectado à rede. Aqui também foram feitas algumas adaptações para a aplicação fotovoltaica. Dentre elas, foi desabilitada a malha de cálculo de potência reativa instantânea trifásica, pois deseja-se injetar na rede somente potência ativa. Para otimizar o tempo de simulação, foram utilizados os blocos de transformação d-q do PSIM. Com isso, algumas alterações escalares tiveram de ser feitas no circuito de controle devido à não ortogonalidade dessas matrizes de transformadas. Note que: as variáveis vq^* e Iq_realim foram multiplicadas por -1; as variáveis Id_ref e Iq_ref foram multiplicadas por $2/3$ e o valor da amplitude da dente-de-serra que emula o PLL foi alterado para 2π , pois os cálculos internos das transformadas são feitos em radianos. Por fim, foi adicionada uma malha de controle para o cálculo da potência ativa instantânea trifásica

(p). A tensão medida no barramento CC (V_{bus}) é subtraída pelo valor de tensão desejado na entrada do inversor (400 V) que, por sua vez, gera uma tensão de erro que é amplificada por um compensador proporcional e somada à potência instantânea resultante do MPPT ($P_{pv} = I_{in} * V_{in}$). Ppv constitui em desacoplamento da energia injetada pelo painel na regulação de tensão no elo CC. Em muitos casos utiliza-se um compensador PI sem o referido desacoplamento.

As Figuras 7.18 a 7.21 ilustram o comportamento de diversos parâmetros do circuito mediante variações bruscas de insolação partindo de 1000 W/m² até chegar a 200 W/m². O primeiro gráfico contém as tensões do painel (V_{pv}) e de referência de controle (V_{Ref}). O segundo gráfico mostra o comportamento da tensão no barramento do inversor (V_{bus}). No terceiro gráfico, ilustra a integral da diferença entre a potência máxima disponível (P_{mp}) pela potência gerada pelo arranjo fotovoltaico (P_{pv}). Por fim, o último gráfico representa as correntes injetadas na rede.

Analisando os resultados de simulação, percebe-se que no momento da transição brusca de insolação a tensão do arranjo fotovoltaico sofre uma oscilação rápida, porém o controle consegue restabelecer a dinâmica do sistema em até dois ciclos do MPPT. Em consequência disso, a tensão do barramento CC do inversor também sofre uma pequena perturbação, porém é corrigida rapidamente pela malha de controle proporcional, mantendo a tensão com pequenas variações em torno de 400V, comprovando sua eficácia. Percebe-se também que, em regime permanente, a variação de tensão em V_{pv} foi maior na variação de 1000 W/m² para 200 W/m², resultando em maior acúmulo de perdas no rastreamento devido ao tempo gasto para atingir a tensão de máxima potência, conforme ilustra a Figura 7.21. Por fim, ao observar a dinâmica da corrente injetada na rede para os diferentes degraus de insolação, nota-se que o ajuste de fase e de amplitude é rápido e bem comportado, tornando a aplicação bastante viável

para maiores potências ao utilizar-se o inversor trifásico com o controle P-Q.

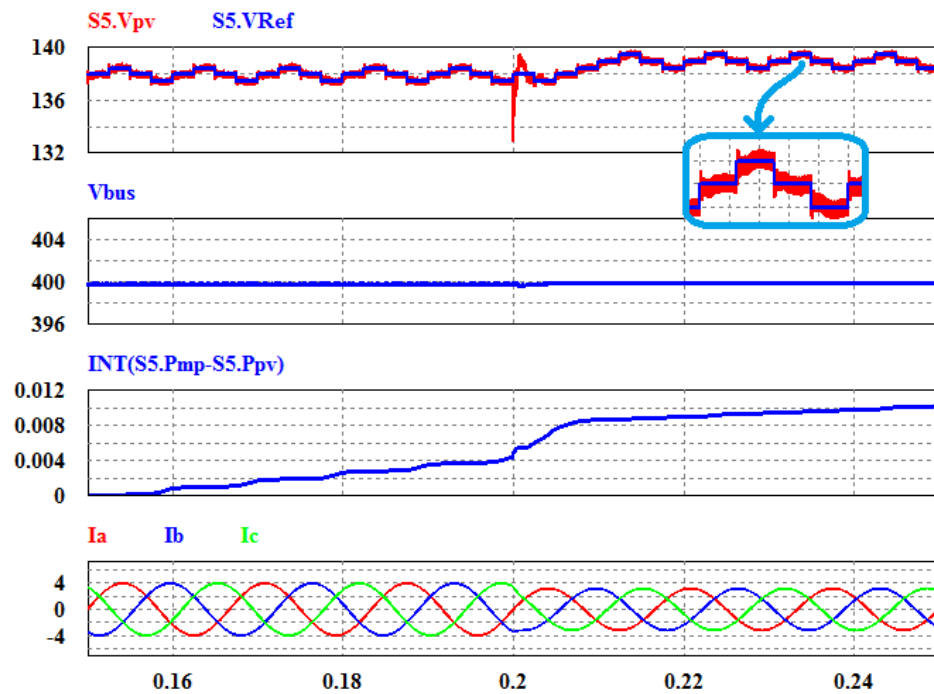


Figura 7.18 - Sistema Completo: PID + Notch $f_{mppt} = 400$ Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m^2 para 800 W/m^2 .

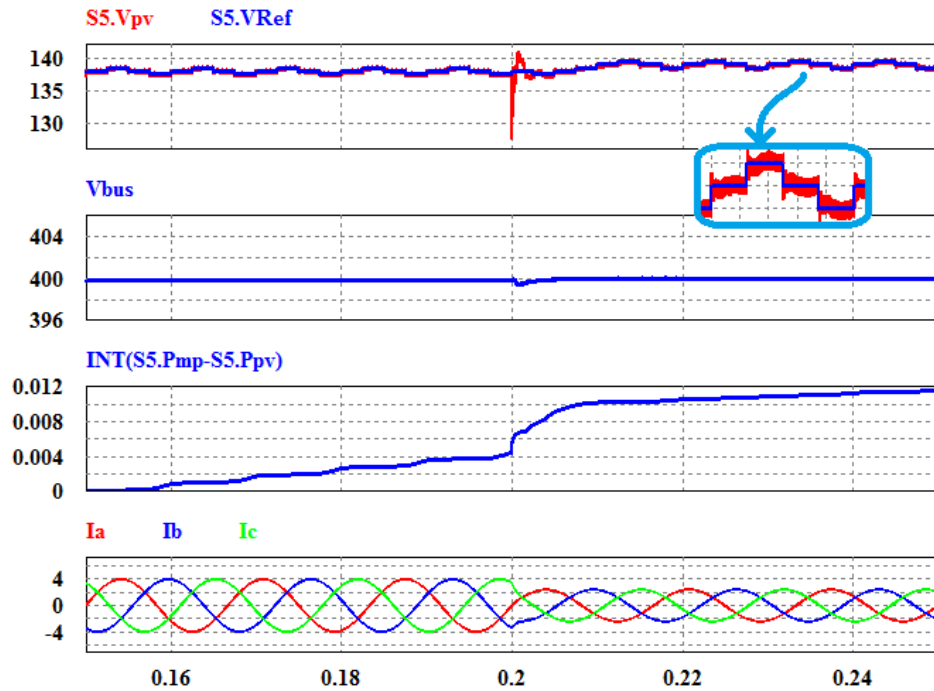


Figura 7.19 - Sistema Completo: PID+Notch $f_{mppt} = 400$ Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m^2 para 600 W/m^2 .

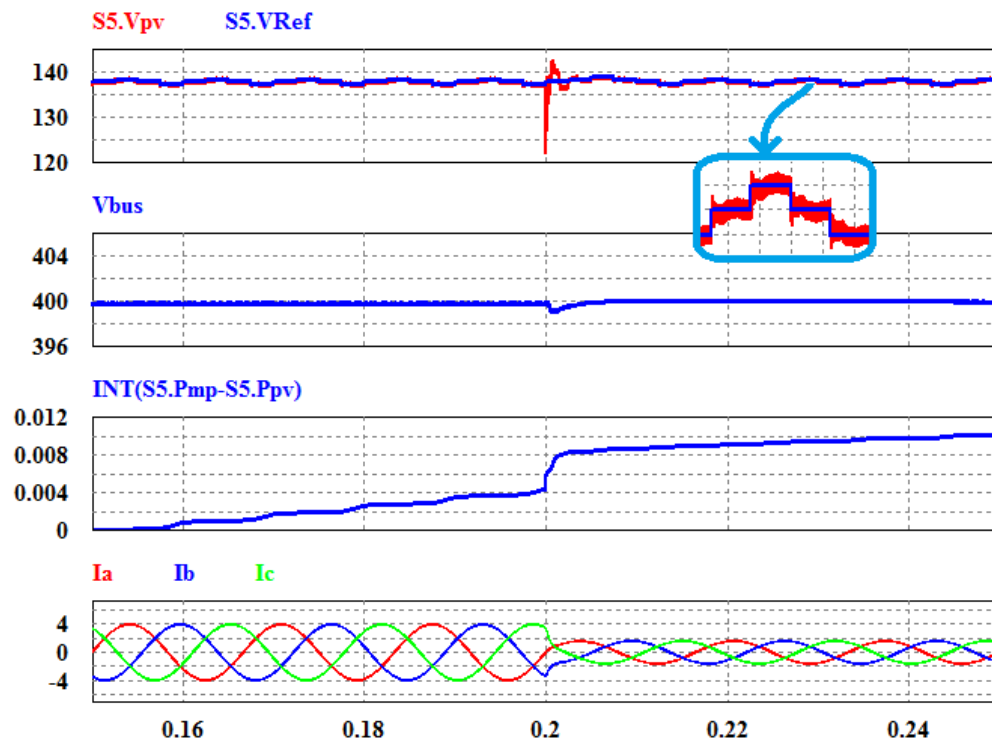


Figura 7.20 - Sistema Completo: PID+Notch fmppt = 400 Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m² para 400 W/m².

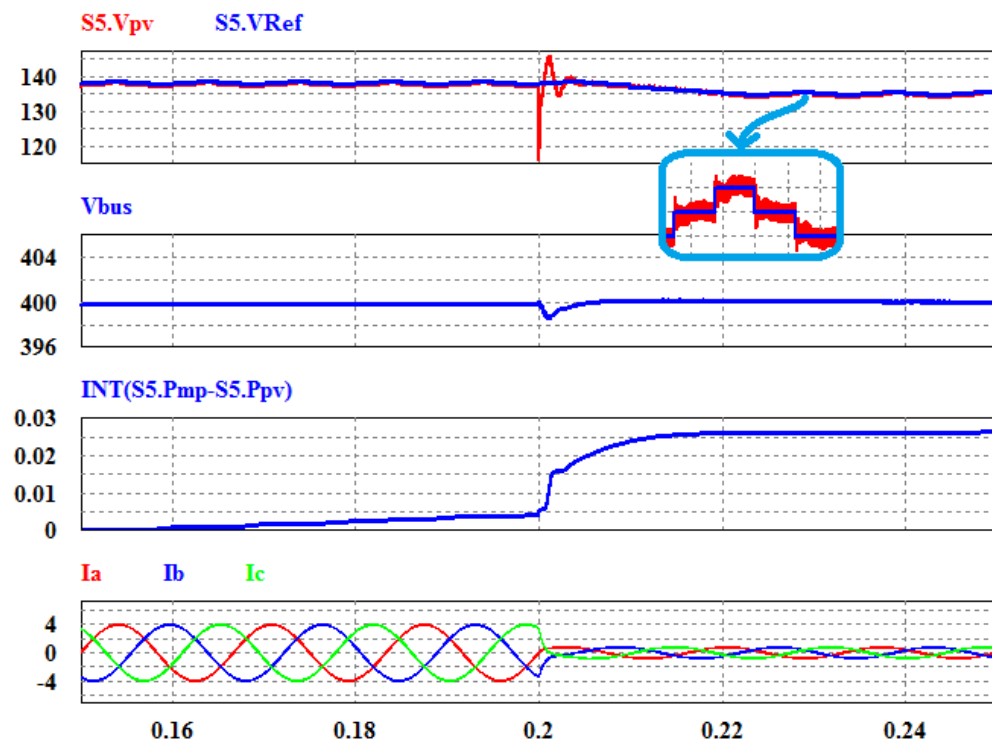


Figura 7.21 - Sistema Completo: PID+Notch fmppt = 400 Hz. Degrau de insolação de 1000 W/m² para 200 W/m².

7.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO HARD

Com o intuito de comprovar o funcionamento do conversor, foram estabelecidos dois pontos de operação para obtenção dos resultados experimentais, conforme dimensionamento no Capítulo 6. A Tabela 7.1 contém os parâmetros utilizados no protótipo.

Tabela 7.1 – Parâmetros do protótipo Boost Quadrático *Hard*

L_1	2 x 450 μ H @ 20 A (Tecnotrafo)
L_2	2 x 1 mH @ 10 A (Tecnotrafo)
$C_1 = C_2 = C_o$	4,7 μ F 400 V Polipropileno Metalizado
f_s	100, 75 e 50 kHz
V_i	87,5 V e 100 V
V_o	350 V
Diodos	SiC C3D2060D
Interruptor	Z-Fet MOSFET CMF20120D
R_L	154,4 Ω
Gate Driver	SKHI 10op (Semikron)
Fonte para Gate Driver	SKHI PS2 (Semikron)

Para a obtenção dos resultados experimentais foram utilizados: gerador de função 3321A da Agilent; osciloscópio TPS2024, ponteiros de tensão e de corrente da Tektronix; wattímetro WT230 da Yokogawa; fonte de alimentação mod. 1310 da MCE; *gate driver* SKHI 10op e sua respectiva fonte SKHI PS2 da Semikron.

A seguir serão mostradas as formas de onda de tensão e corrente no interruptor e as formas de onda de corrente nos indutores L_1 e L_2 , para as frequências de chaveamento de 100 kHz, 75 kHz e 50 kHz, com ganhos de tensão 4 e 3,5, respectivamente.

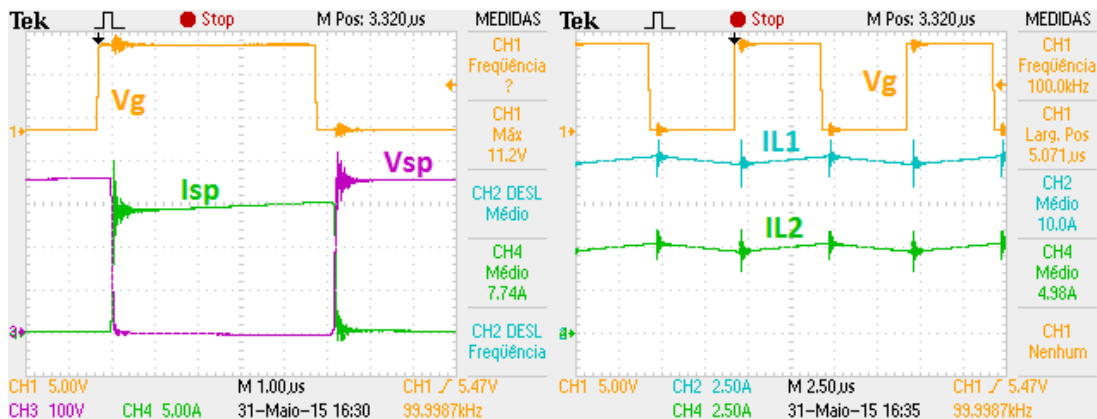


Figura 7.22 - $f_s = 100$ kHz, $G = 4$, $V_o = 350$ V, $P_o = 796,4$ W, $\eta = 92,03$ %
 (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.

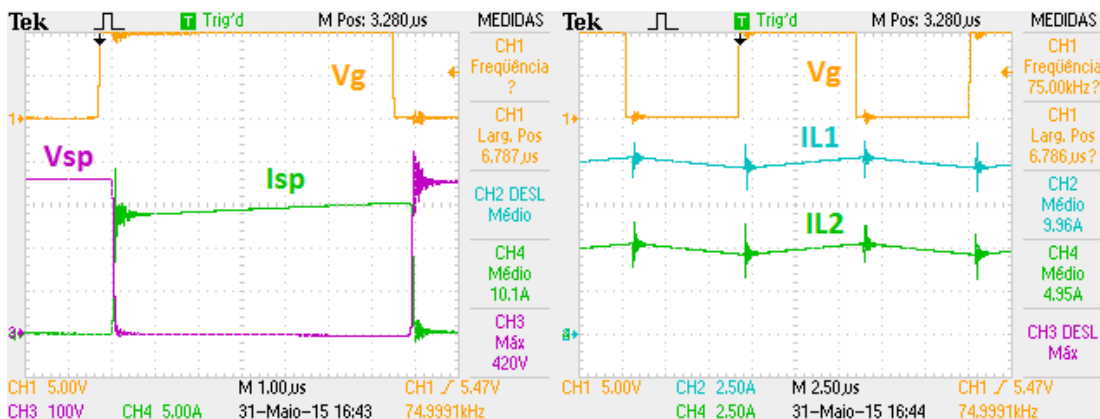


Figura 7.23 - $f_s = 75$ kHz, $G = 4$, $V_o = 350$ V, $P_o = 793,9$ W, $\eta = 92,69$ %
 (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.

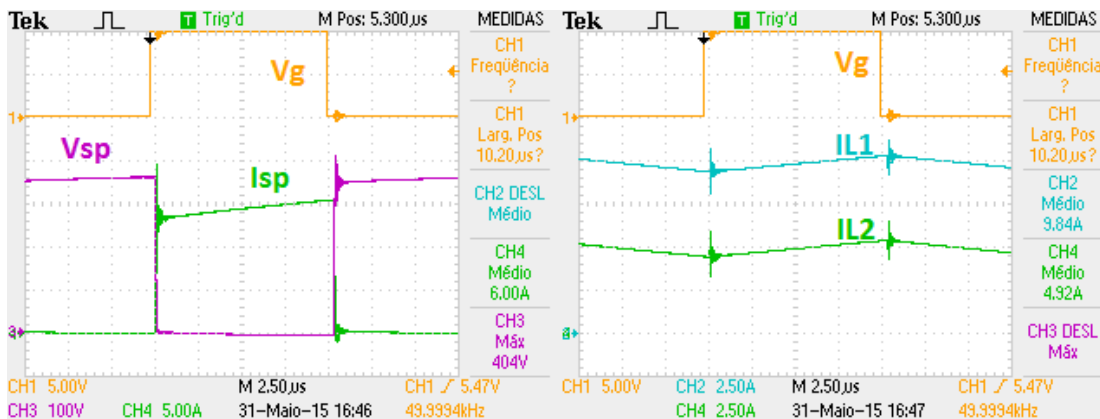


Figura 7.24 - $f_s = 50$ kHz, $G = 4$, $V_o = 350$ V, $P_o = 790,1$ W, $\eta = 93,25$ %
 (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.

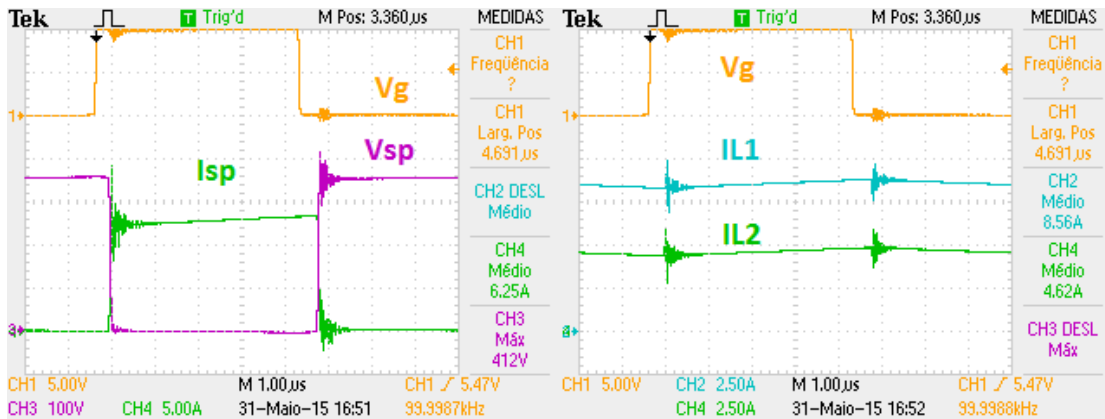


Figura 7.25 - $f_s = 100$ kHz, $G = 3,5$, $V_o = 350$ V, $P_o = 789,6$ W, $\eta = 93,54$ %
 (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.

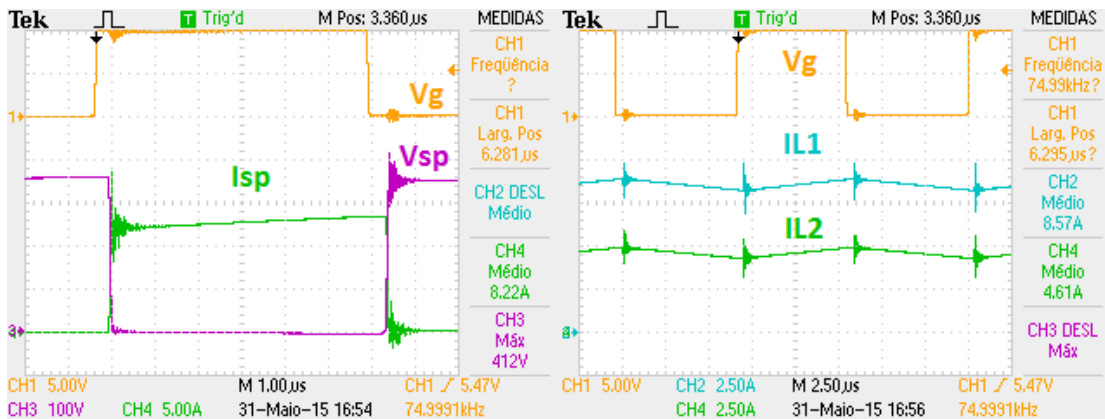


Figura 7.26 - $f_s = 75$ kHz, $G = 3,5$, $V_o = 350$ V, $P_o = 789,2$ W, $\eta = 94,06$ %
 (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.

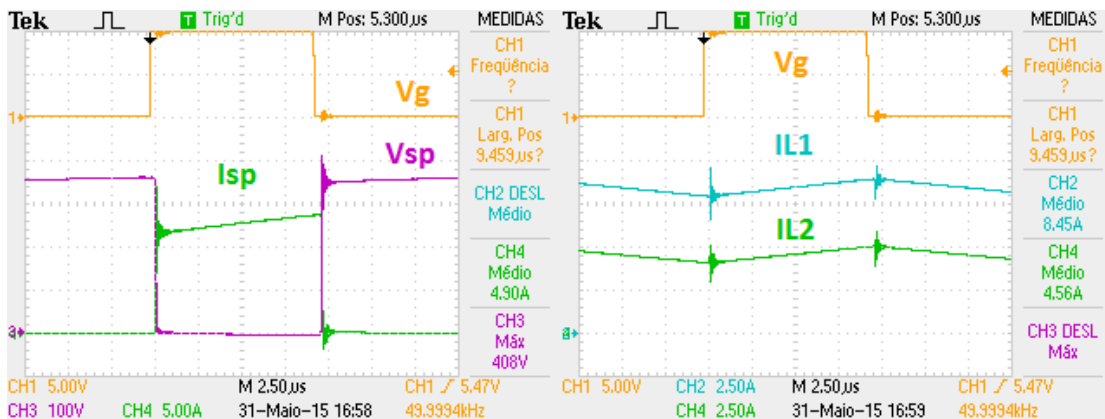


Figura 7.27 - $f_s = 50$ kHz, $G = 3,5$, $V_o = 350$ V, $P_o = 789,0$ W, $\eta = 94,50$ %
 (a) Tensão e Corrente no interruptor (b) Correntes nos indutores L1 e L2.

A Figura 7.28 ilustra as curvas de rendimento obtidas experimentalmente. A Figura 7.29 ilustra as curvas experimentais da variação da Razão Cíclica pela potência de saída.

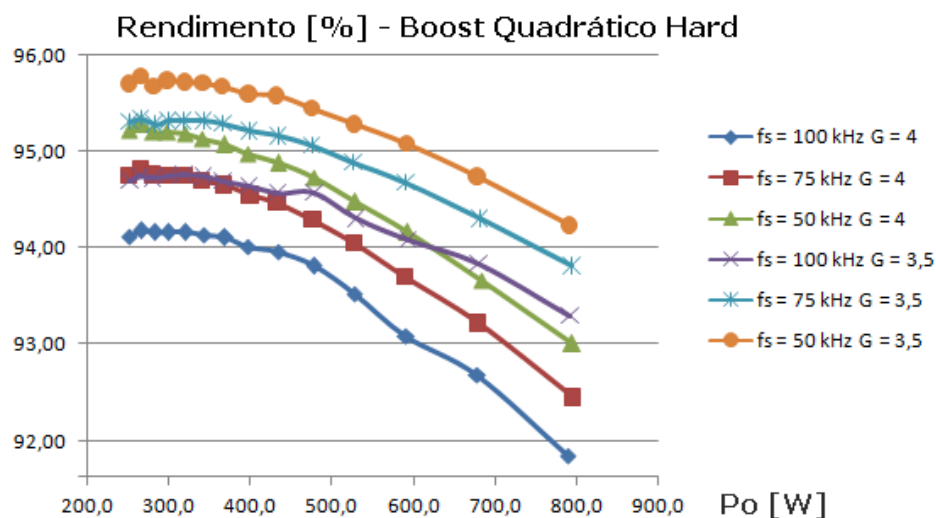


Figura 7.28 – Curvas experimentais de rendimento do Boost Quadrático *Hard*.

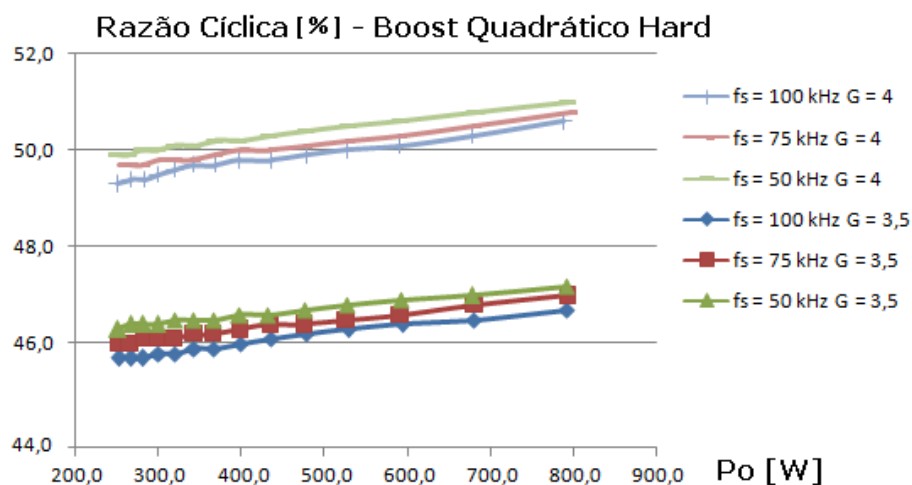


Figura 7.29 – Curvas experimentais da Razão Cíclica do Boost Quadrático *Hard*.

Analisando as Figuras 7.22 a 7.27, é notório o cruzamento de tensão e corrente tanto na entrada como na saída de condução. Mesmo que a utilização de semicondutores SiC atenuem os efeitos de EMI e de perdas de comutação devido à característica de corrente de recuperação reversa praticamente nula, ainda sim os ruídos de chaveamento são propagados ao circuito de controle, justificando-se a utilização de células de auxílio à comutação.

Analisando a Figura 7.28, nota-se que o rendimento sofre decaimento com o aumento da potência de saída. Isso ocorre devido ao aumento das perdas de condução do conversor. Outro dado interessante é que o rendimento eleva-se com a redução da frequência de

chaveamento, ou seja, reduzem-se as perdas por chaveamento. Além disso, o rendimento eleva-se com a redução do ganho estático, devido à redução das perdas de condução.

Já na Figura 7.29, observa-se que, mesmo o conversor sendo PWM, a razão cíclica sofre aumento praticamente linear com a elevação da potência de saída. Essa análise também é válida para o aumento da frequência de chaveamento. Ambos os fenômenos são provenientes das perdas de condução e de chaveamento encontradas no conversor sem comutação suave.

7.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES BOOST QUADRÁTICO SSS1 E SSS2

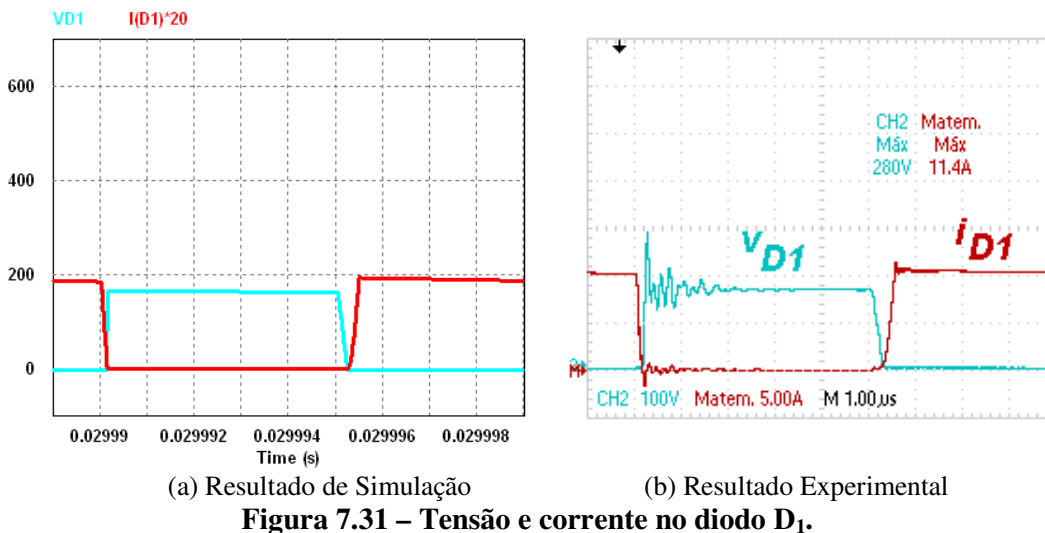
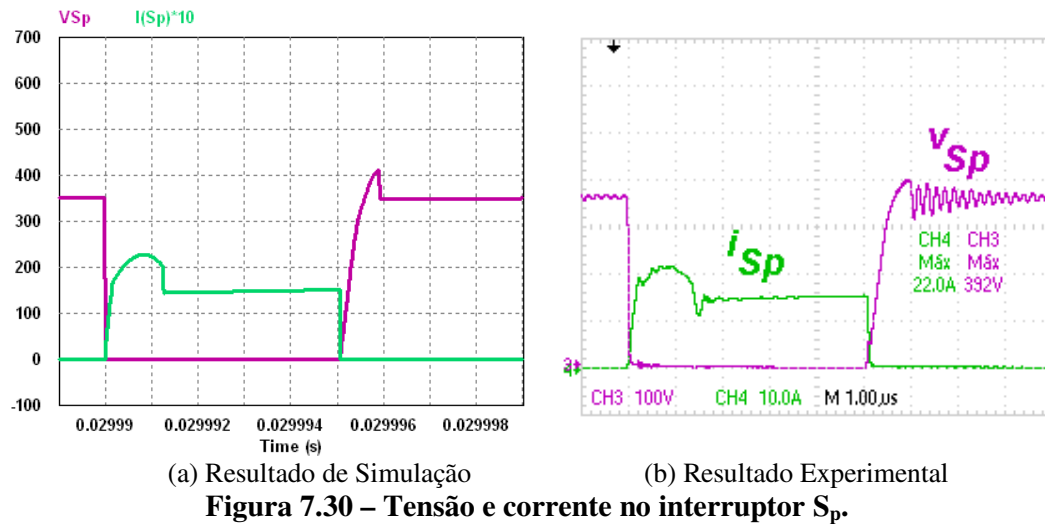
Com o intuito de demonstrar a operação dos conversores Boost Quadrático SSS1 e SSS2 serão apresentados os resultados experimentais para um mesmo ponto de operação, segundo os parâmetros da Tabela 7.2.

Tabela 7.2 – Parâmetros dos protótipos Boost Quadrático SSS1 e SSS2

Parâmetros	Simulação	Experimental
L_1	Ideal	2 x 450 μ H @ 10 A (Tecnotrafo)
L_2	Ideal	2 x 1 mH @ 10 A (Tecnotrafo)
$C_1 = C_o$	Ideal	4,7 μ F 400 V Polipropileno Metalizado
L_a	Ideal	2,3 μ H @ 30 A (Núcleo de ar)
L_r	Ideal	15 μ H @ 20 A (Tecnotrafo)
C_r	18,3 η F	18,3 η F / 1600 V (2x7,5 η F + 3,3 η F) Poliester
Diodos	Ideal	SiC C3D2060D
Interruptor	Ideal	Z-Fet MOSFET CMF20120D
f_s	100 kHz	100 kHz
R_L	154,4 Ω	154,4 Ω
Gate Driver	-	SKHI 10op (Semikron)
Fonte para Gate Driver	-	SKHI PS2 (Semikron)

7.5.1 - RESULTADOS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS1

A seguir serão apresentados os resultados experimentais do conversor Boost Quadrático SSS1, os quais foram obtidos utilizando o seguinte ponto de operação: $f_s = 100$ kHz, $D = 50,10$ %, $V_i = 87,81$ V, $V_o = 350,77$ V, obtendo-se $I_{in} = 9,838$ A, $I_o = 2,270$ A, $P_{in} = 863,9$ W, $P_o = 796,4$ W e $\eta = 92,19$ %.



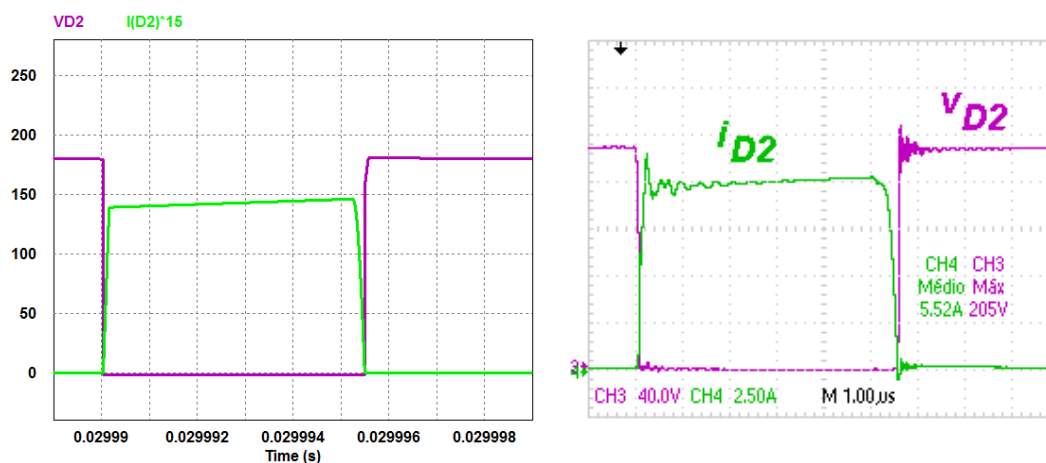


Figura 7.32 – Tensão e corrente no diodo D_2 .

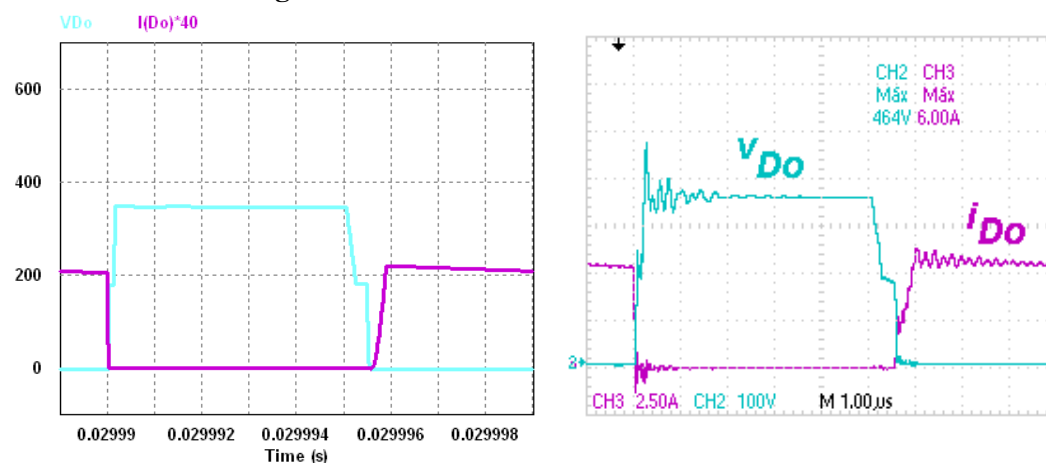


Figura 7.33 – Tensão e corrente no diodo D_0 .

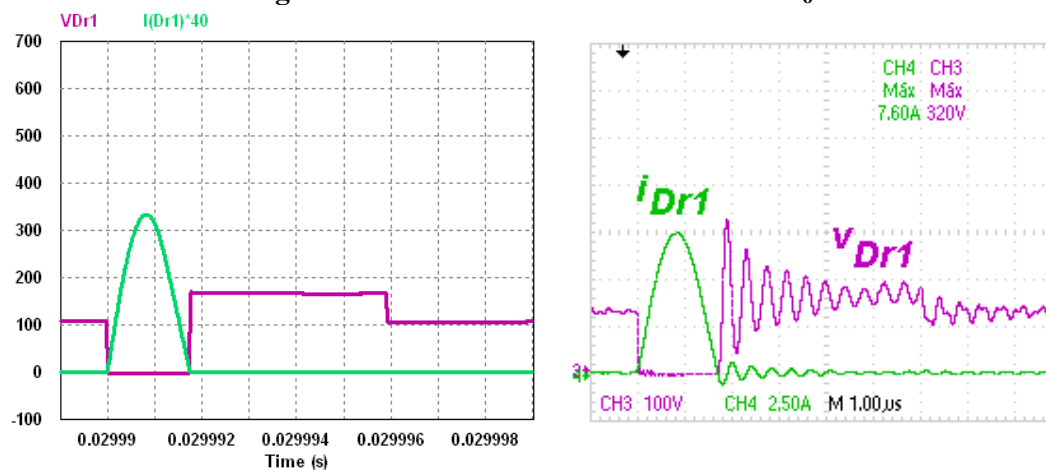
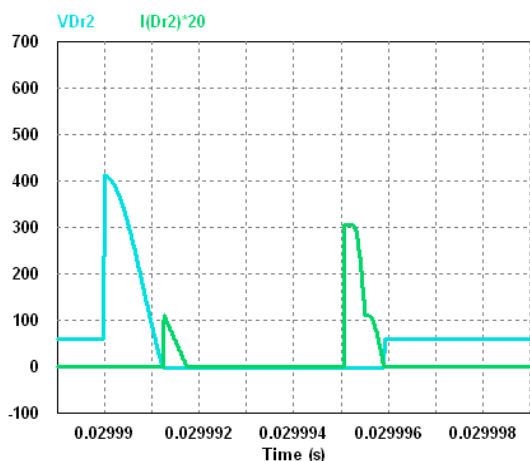
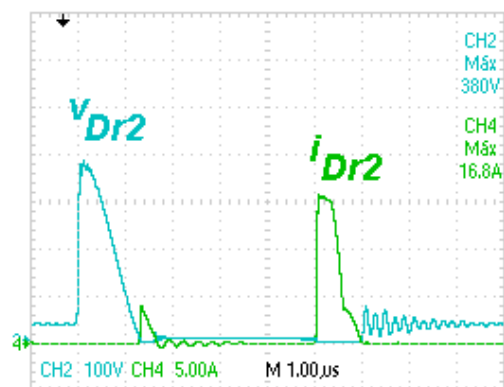


Figura 7.34 – Tensão e corrente no diodo Dr_1 .

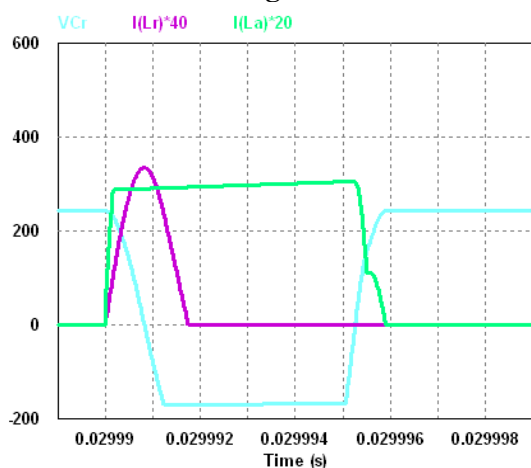


(a) Resultado de Simulação

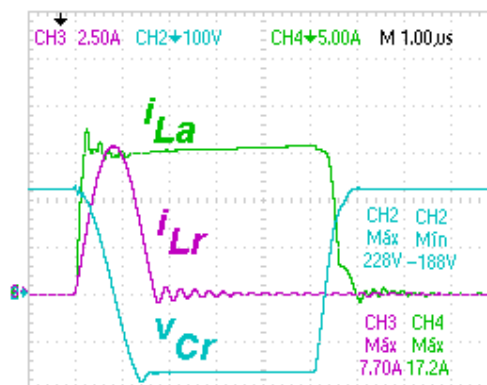


(b) Resultado Experimental

Figura 7.35 – Tensão e corrente no diodo Dr_2 .

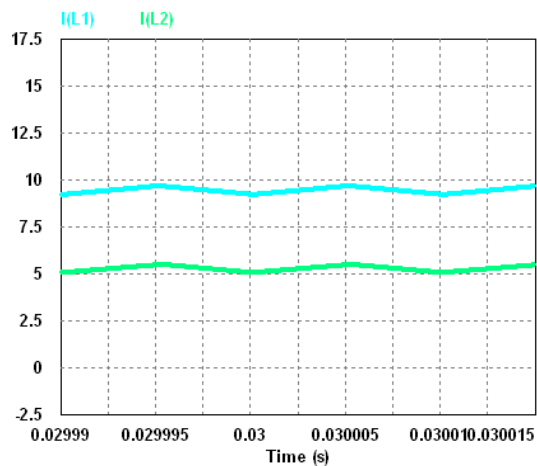


(a) Resultado de Simulação

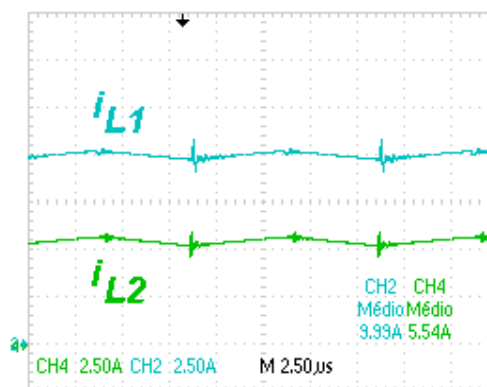


(b) Resultado Experimental

Figura 7.36 – Tensão no capacitor Cr e correntes nos indutores L_a e L_r .



(a) Resultado de Simulação



(b) Resultado Experimental

Figura 7.37 – Correntes nos indutores L_1 e L_2 .

As Figuras 7.30 a 7.35 mostram as formas de onda de tensão e corrente em S_p , D_1 , D_2 , D_o , D_{r1} e D_{r2} , respectivamente. A comutação suave foi obtida em todos os semicondutores, tanto na entrada quanto na saída de condução. Percebe-se que os diodos SiC reduzem bastante a amplitude das correntes de recuperação reversa, reduzindo perdas de comutação e propagação de ruídos. Por outro lado, suas perdas de condução são agravadas devido à alta queda de tensão direta dos diodos. A corrente no diodo D_1 , ilustrada na Figura 7.31(b) foi capturada no osciloscópio por meio da função matemática subtraindo-se a corrente I_{L1} de I_{D2} . Estima-se que a causa dos ruídos de tensão e de corrente sejam provenientes das ressonâncias entre as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores e as alças de medição de corrente.

A Figura 7.36 ilustra a tensão no capacitor de ressonância C_r e as correntes nos indutores de ressonância L_a e L_r . É possível constatar por meio de simulação que a menor indutância em série ao diodo D_{r2} provoca a maior parte das oscilações indesejáveis no circuito. Por fim, a Figura 7.37 ilustra as correntes nos indutores L_1 e L_2 .

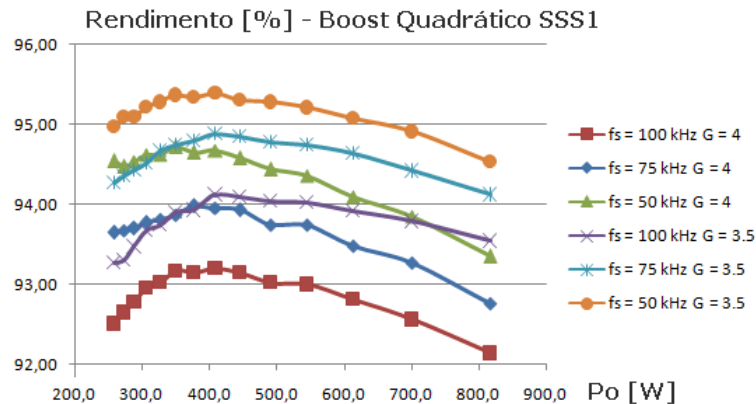


Figura 7.38 – Curvas experimentais de rendimento do Boost Quadrático SSS1.

A Figura 7.38 mostra as curvas de rendimento obtidas experimentalmente. Comparando os resultados com as curvas de rendimento do conversor com comutação *Hard* (Figura 7.28), percebe-se que o decaimento do rendimento com o aumento da potência de saída torna-se menos íngreme, devido à redução das perdas de chaveamento. Nota-se que o rendimento

global do conversor SSS1 torna-se maior que o do conversor *Hard* para potências acima de 650 W. Isso se deve ao fato de que o aumento dos elementos de circuito da célula de auxílio à comutação insere perdas magnéticas nos indutores de ressonância e perdas de condução. Assim, para baixas potências de carga, a célula de comutação consome energia reativa suficiente para reduzir o rendimento da estrutura. Isso é evidenciado na análise gráfica apresentada na Figura 4.20, cujo valor médio da corrente no indutor L_2 eleva-se praticamente em 1 A, aumentando-se as perdas de condução. Por outro lado, obteve-se a comutação suave em todos os semicondutores, amenizando-se as variações instantâneas de tensão e de corrente, conseqüentemente, reduzindo níveis de EMI.

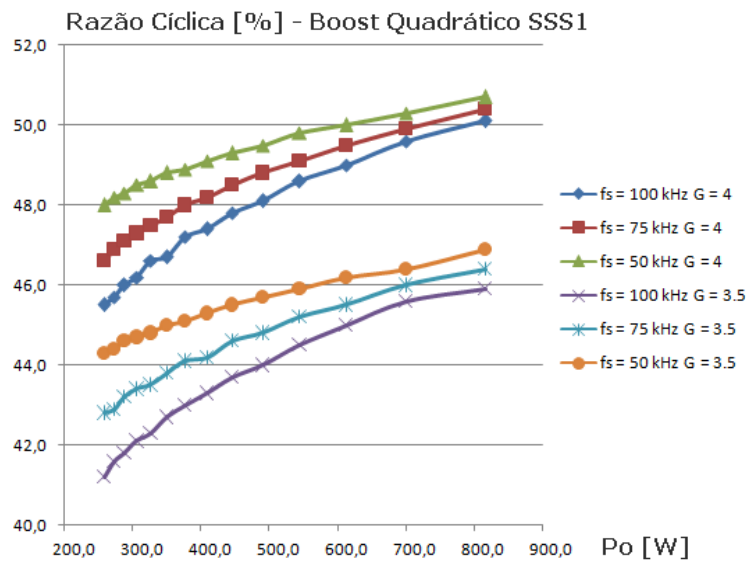


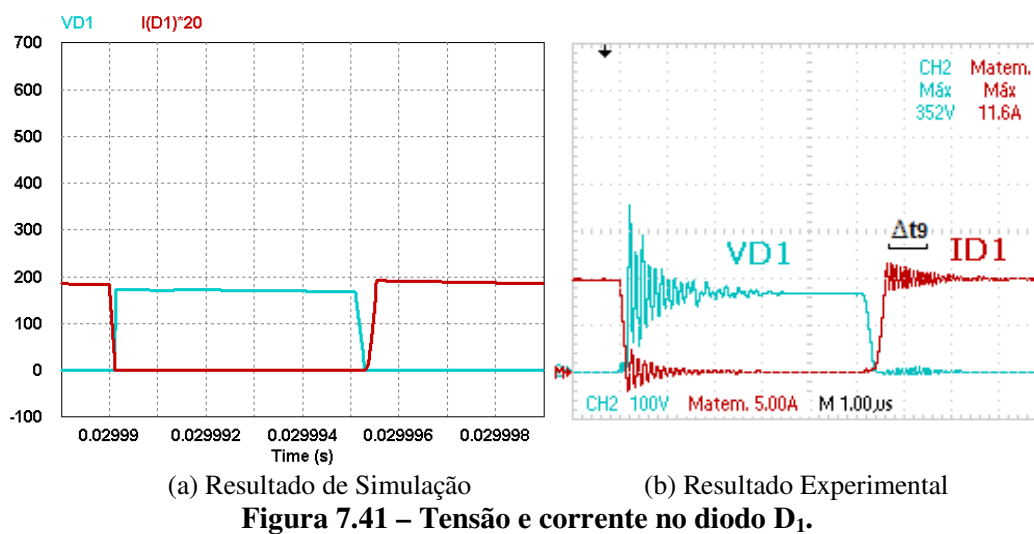
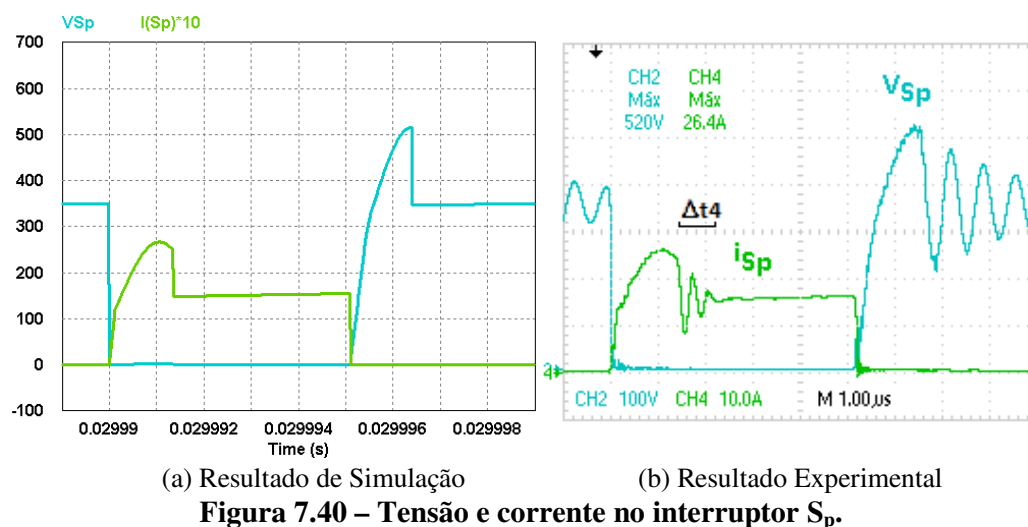
Figura 7.39 - Curvas experimentais da Razão Cíclica do Boost Quadrático SSS1.

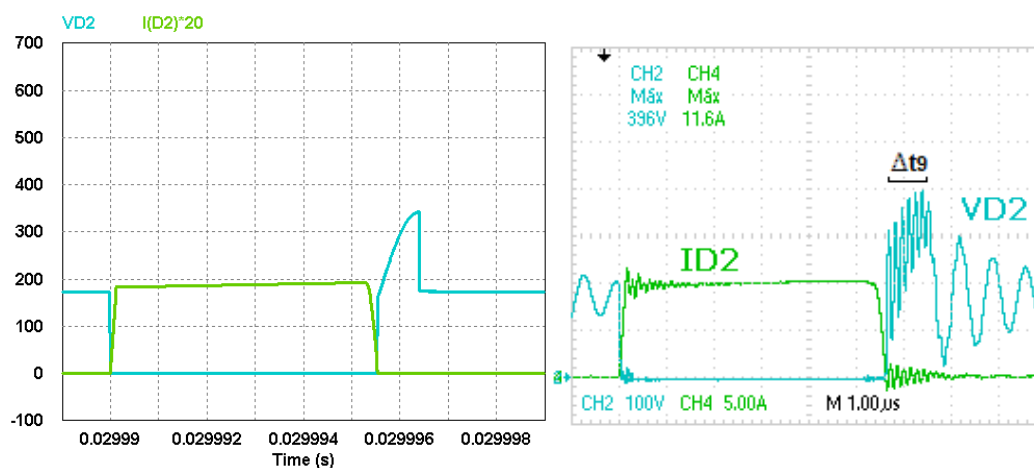
A Figura 7.39 ilustra o comportamento experimental da razão cíclica em função da variação da potência de saída e, também, em relação à variação da relação entre a frequência de ressonância f_a e a frequência de chaveamento f_s . Conforme previsto, a característica QRC é acentuada à medida que se reduz a potência de saída, necessitando-se de menores valores de razão cíclica em virtude do acúmulo de energia reativa na célula de auxílio à comutação.

Outro parâmetro importante é que, quanto maior for a relação f_a/f_s , o conversor operará mais próximo do comportamento PWM, ou seja, menor será a influência da célula de comutação no ganho estático de tensão e no rendimento.

7.5.2 - RESULTADOS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS2

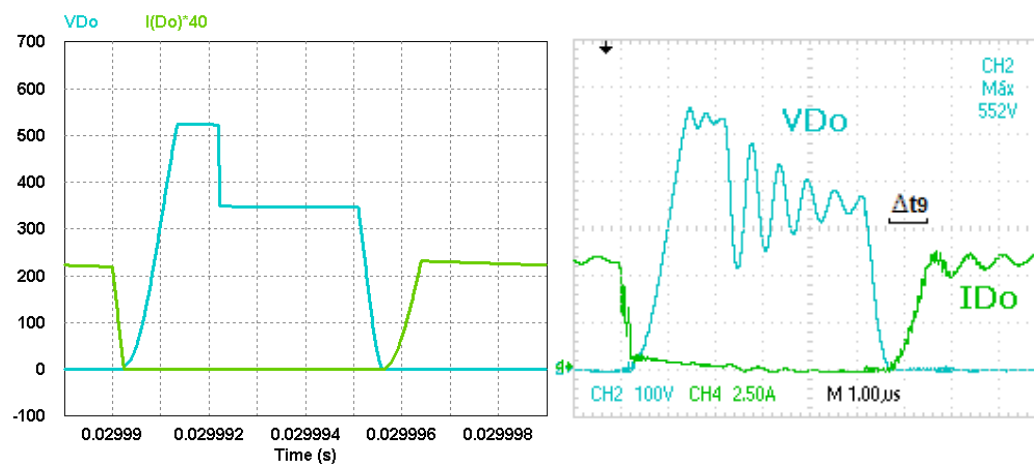
A seguir serão apresentados os resultados experimentais do conversor Boost Quadrático SSS2, os quais foram obtidos utilizando o seguinte ponto de operação: $f_s = 100$ kHz, $D = 51,0$ %, $V_i = 87,83$ V, $V_o = 350,41$ V, obtendo-se $I_{in} = 10,021$ A, $I_o = 2,271$ A, $P_{in} = 880,1$ W, $P_o = 795,9$ W e $\eta = 90,43$ %.





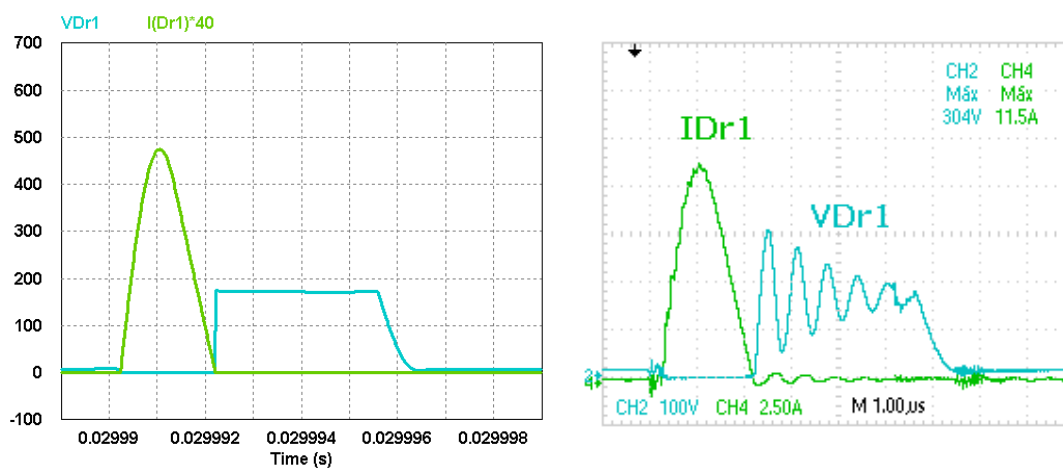
(a) Resultado de Simulação

(b) Resultado Experimental

Figura 7.42 – Tensão e corrente no diodo D_2 .

(a) Resultado de Simulação

(b) Resultado Experimental

Figura 7.43 – Tensão e corrente no diodo D_0 .

(a) Resultado de Simulação

(b) Resultado Experimental

Figura 7.44 – Tensão e corrente no diodo Dr_1 .

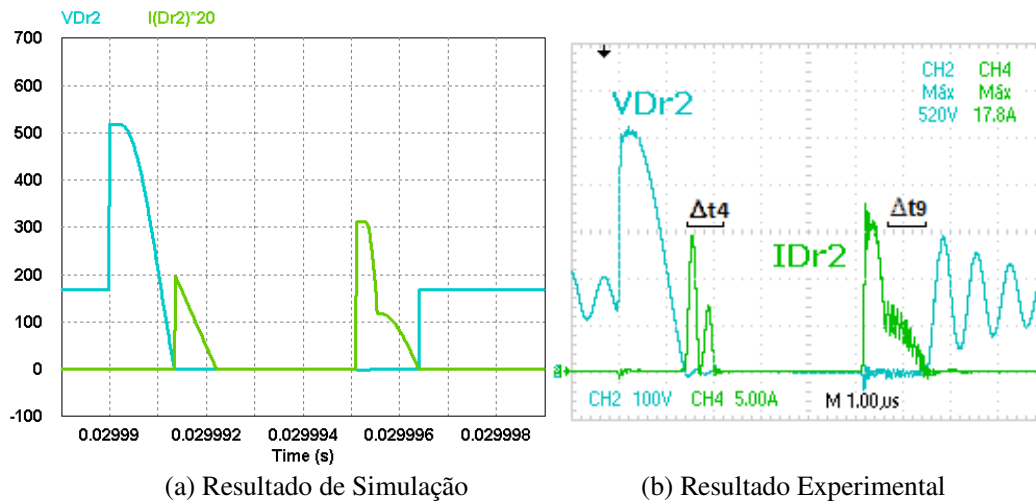


Figura 7.45 – Tensão e corrente no diodo Dr₂.

As Figuras 7.40 a 7.45 mostram as formas de onda de tensão e corrente em S_p , D_1 , D_2 , D_o , Dr_1 e Dr_2 , respectivamente. Conforme esperado, a comutação suave foi obtida em todos os semicondutores, tanto na entrada quanto na saída de condução.

Percebe-se que surgiram alguns ruídos nos resultados experimentais durante os intervalos de tempo Δt_4 e Δt_9 .

Analisando o circuito formado na quarta etapa de operação, representado pela Figura 5.6, e analisando as oscilações em V_{D_o} , V_{C_r} , I_{D_r2} e I_{S_p} presentes nas Figuras 7.40, 7.43, 7.45 e 7.46, conclui-se que as alças de corrente em S_p , L_r e Dr_1 apresentam indutâncias parasitas que ressonam com C_r , provocando essas oscilações indesejadas.

Já no nono estágio de operação, representado pela Figura 5.11, após a entrada em condução D_o e L_r , aparecem oscilações de corrente e de tensão em quase todos os semicondutores. Portanto, é plausível afirmar que essas oscilações são provenientes das ressonâncias entre as capacitâncias dos semicondutores e as indutâncias parasitas das alças de medição de corrente. A solução desse problema seria não utilizar alças de medição de corrente nesses diodos e melhorar o roteamento da placa de circuito impresso, aproximando-se os

pontos de conexão desses componentes para que sejam reduzidas as capacitâncias e indutâncias de trilha nesse nó.

De um modo geral, as formas de onda apresentadas tanto em simulação computacional quanto experimentalmente estão condizentes com a análise matemática apresentada no Capítulo 5.

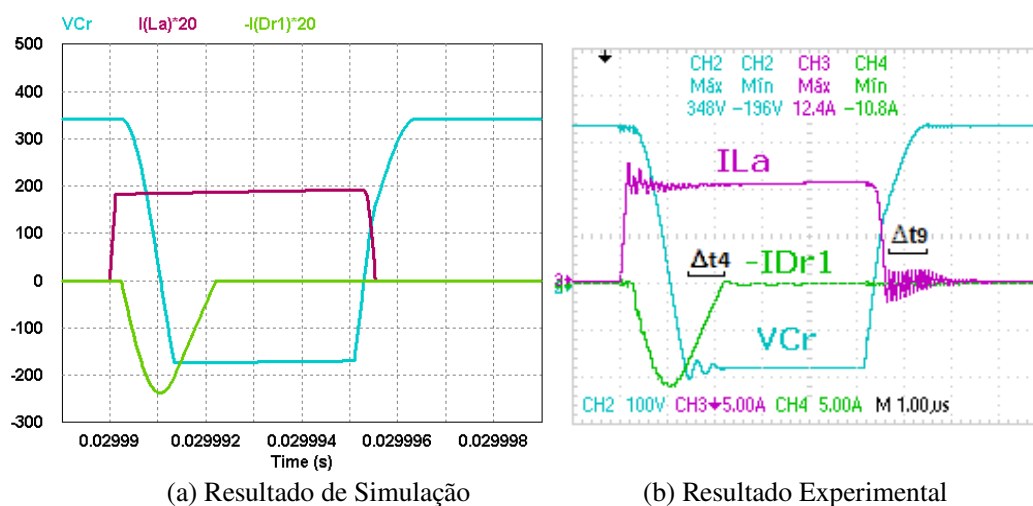


Figura 7.46 – Tensão no capacitor C_r e correntes nos indutores L_a e L_r .

A Figura 7.46 ilustra a tensão no capacitor de ressonância C_r , as correntes no indutor L_a e no diodo Dr_1 . Mais uma vez, os resultados experimentais estão muito próximos aos de simulação e aos da análise quantitativa.

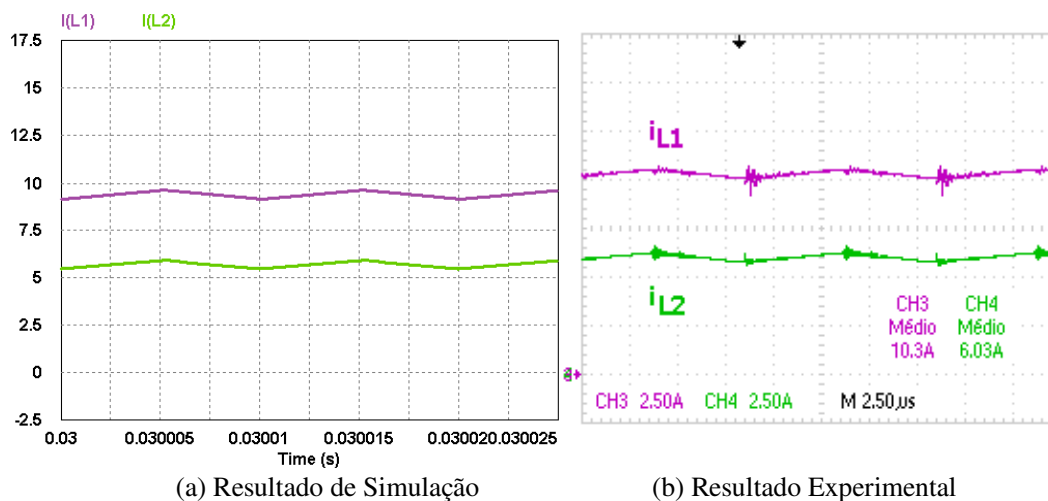


Figura 7.47 – Correntes nos indutores L_1 e L_2 .

A Figura 7.47 ilustra as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Nota-se que o valor médio de I_{L1} obtido nos resultados experimentais foi maior que nos resultados de simulação devido às perdas no circuito.

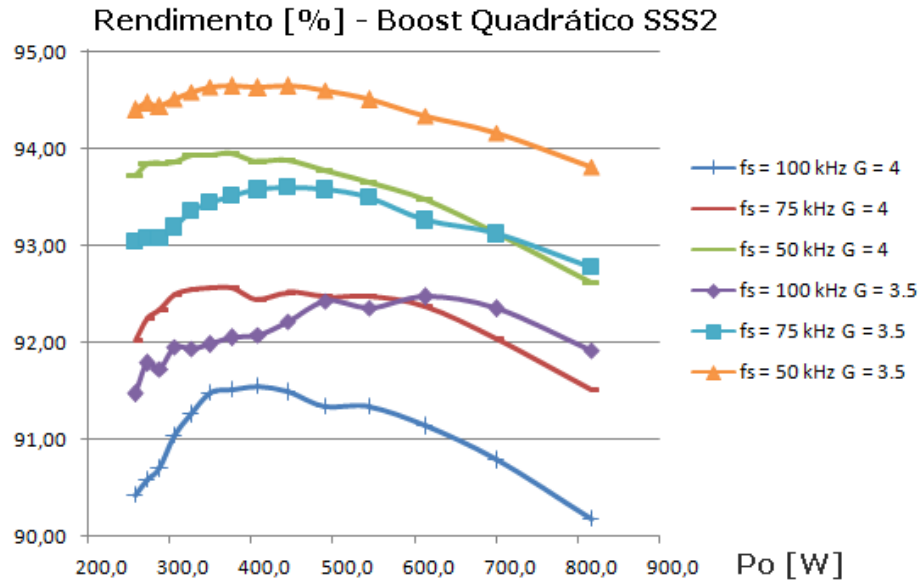


Figura 7.48 – Curvas experimentais de rendimento do Boost Quadrático SSS2.

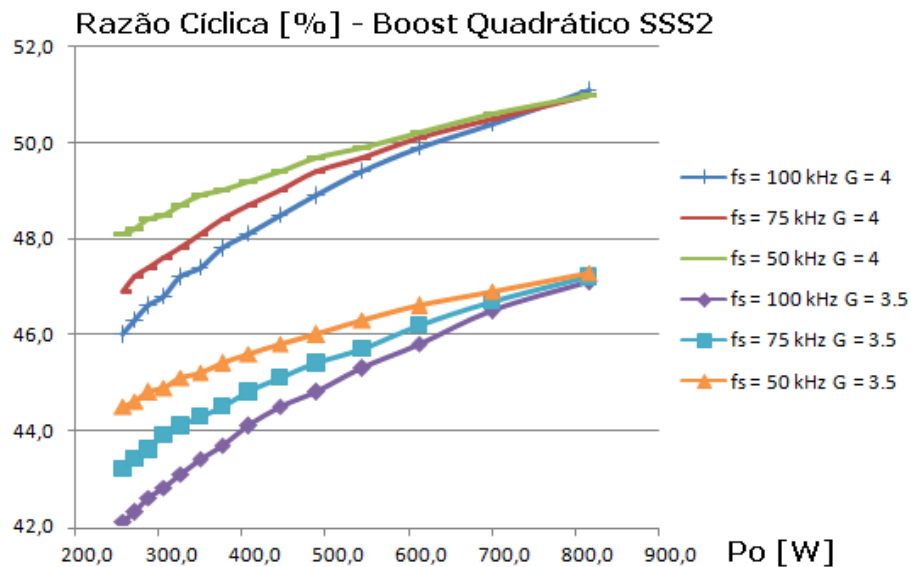


Figura 7.49 - Curvas experimentais da Razão Cíclica do Boost Quadrático SSS1.

A Figura 7.48 ilustra as curvas experimentais de rendimento do conversor Boost Quadrático SSS2. Comparadas às curvas de rendimento obtidas no conversor com a célula

SSS1, apresentou aproximadamente uma redução de 0,8 % no rendimento global. Isso se deve ao fato de que somente os intervalos de tempo de comutação Δt_3 e Δt_8 no conversor SSS1 são maiores que no conversor SSS2. Com isso, as perdas de condução e magnéticas no conversor SSS2 tornam-se maiores que no conversor SSS1. Além disso, os valores médios de corrente em D_1 , Dr_1 , Dr_2 , S_p e L_r são maiores que no conversor SSS1.

Comparando os resultados experimentais de Razão Cíclica nos conversores SSS1 e SSS2 apresentado nas Figuras 7.39 e 7.49, percebe-se que o conversor SSS2 necessita de valores maiores de razão cíclica que o conversor SSS1. Da mesma forma, à medida que se reduz a potência de carga, o conversor apresenta características QRC, devido à maior variação da razão cíclica em relação às obtidas no conversor PWM com comutação *Hard*.

7.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO MPPT COM CONTROLADOR PID+*NOTCH*

De um modo geral, dentre os conversores com comutação suave, o Boost Quadrático SSS1 apresentou melhores resultados de rendimento, menores tempos de comutação e menores esforços nos semicondutores. Pensando nisso, serão avaliados experimentalmente os conversores Boost Quadrático *Hard* e SSS1 para a aplicação de rastreamento de máxima potência com o uso do algoritmo P&O e do controlador PID+*Notch*. Espera-se que com a inclusão da célula SSS1 ao conversor, a resposta ao degrau não sofra alterações significativas.

O controlador PID+*Notch* foi discretizado pelo método *Tustin* com frequência de amostragem de 300 kHz, embarcado na plataforma DSP TMS320F28335 da Texas Instruments®. Para fins de comparação das perdas no rastreamento, o algoritmo P&O será avaliado para frequências de atualização de 100 Hz e de 400 Hz, com degraus de tensão de 0,5 V e 1,0 V.

Na primeira etapa de avaliação experimental foi utilizado o emulador de painéis fotovoltaicos modelo E4360A da Agilent, no qual foram programados dois perfis de insolação alternados ciclicamente para realizar os testes de degrau de insolação, conforme os dados da Tabela 7.3.

Tabela 7.3 – Dados programados no emulador E4360A da Agilent.

I_{mp}	I_{sc}	V_{mp}	V_{oc}	P_{mp}
8 A	8,66 A	60 V	65 V	480 W
4,4 A	5 A	55 V	60,5 V	242 W

Para facilitar a comparação dos resultados experimentais, foi configurado um painel no PSIM, baseado no modelo YL240P-29b da Yingli Solar, que reproduz aproximadamente os dados emulados na Tabela 7.3, resultando nos seguintes valores apresentados na Tabela 7.4.

Tabela 7.4 – Dados obtidos no *Solar Module* no PSIM.

I_{mp}	V_{mp}	P_{mp}
8,02 A	59,92 V	480,56 W
4,53 A	53,88 V	244,08 W

Ao colher os resultados experimentais, foi observado que havia a necessidade de adicionar ao controlador PID+*Notch* um filtro passa-baixas com frequência de corte dezesseis vezes menor que a frequência de chaveamento para que os ruídos de alta frequência não fossem amplificados. Além disso, constatou-se que o algoritmo P&O funciona melhor se a resposta ao degrau não apresentar sobressatamento (*overshoot*). Assim, reduziu-se o ganho do controlador de 173 para 50, tendo como resultado a alteração do tempo de acomodação médio de 1,92 ms para 2,42 ms. Com isso, a expressão resultante do controlador utilizada nos experimentos foi:

$$G_{PID+Notch}(s) = 50 \cdot \frac{\left(1 + \frac{2.0,134}{6070} \cdot s + \frac{s^2}{6070^2}\right)}{s \cdot \left(\frac{s}{19635} + 1\right)} \quad (7.1)$$

Discretizando-se a expressão (7.1) utilizando a função “s2z” do PSIM, com o método *Tustin*, a uma taxa de amostragem de 300 kHz, resulta em:

$$G_{PID+Notch}(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}}$$

Onde :

$$\begin{aligned} b_0 &= 0,025874151; \\ b_1 &= -0,051597829; \\ b_2 &= 0,025734241; \\ a_1 &= -1,9366234; \\ a_2 &= 0,93662342 \end{aligned} \quad (7.2)$$

A Figura 7.50 mostra as fotos dos protótipos dos conversores Boost Quadrático *Hard* e SSS1, respectivamente.

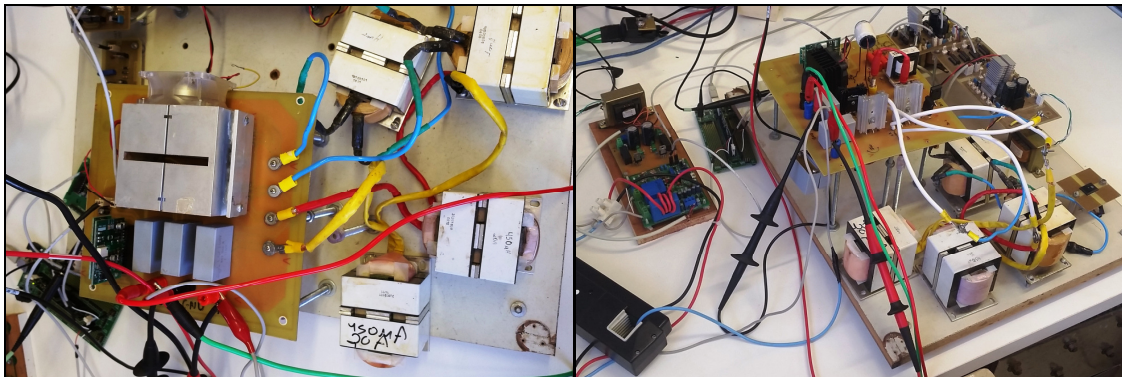


Figura 7.50 – Protótipo do conversor Boost Quadrático: (a) *Hard* e (b) SSS1.

A seguir, serão apresentados os resultados de simulação no PSIM, e experimentais extraídos com o simulador de painéis E4360A, utilizando-se na saída dos conversores a fonte MCE1310 com 300 V.

7.6.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO HARD COM O EMULADOR E4360

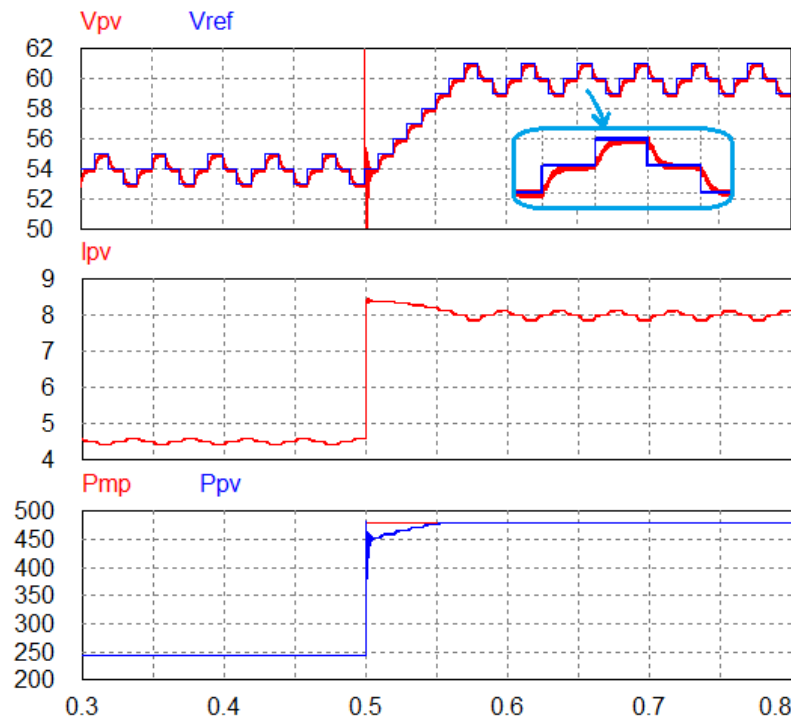


Figura 7.51 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático Hard ($\Delta V = 1,0$ V e $f_{mppt} = 100$ Hz).

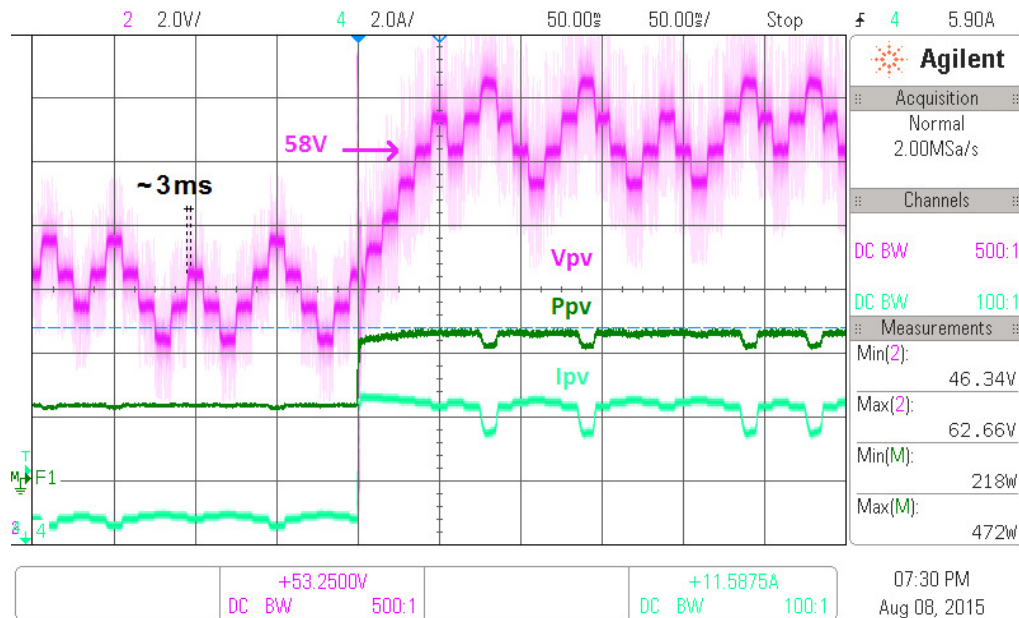


Figura 7.52 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático Hard: $\Delta V = 1,0$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).

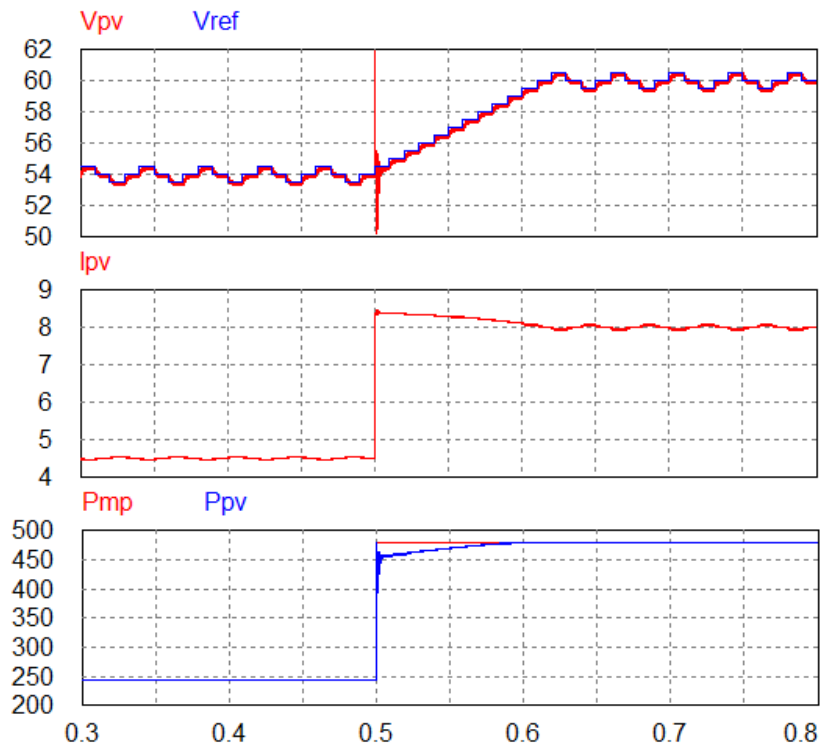


Figura 7.53 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático Hard ($\Delta V = 0,5$ V e $f_{mppt} = 100$ Hz).

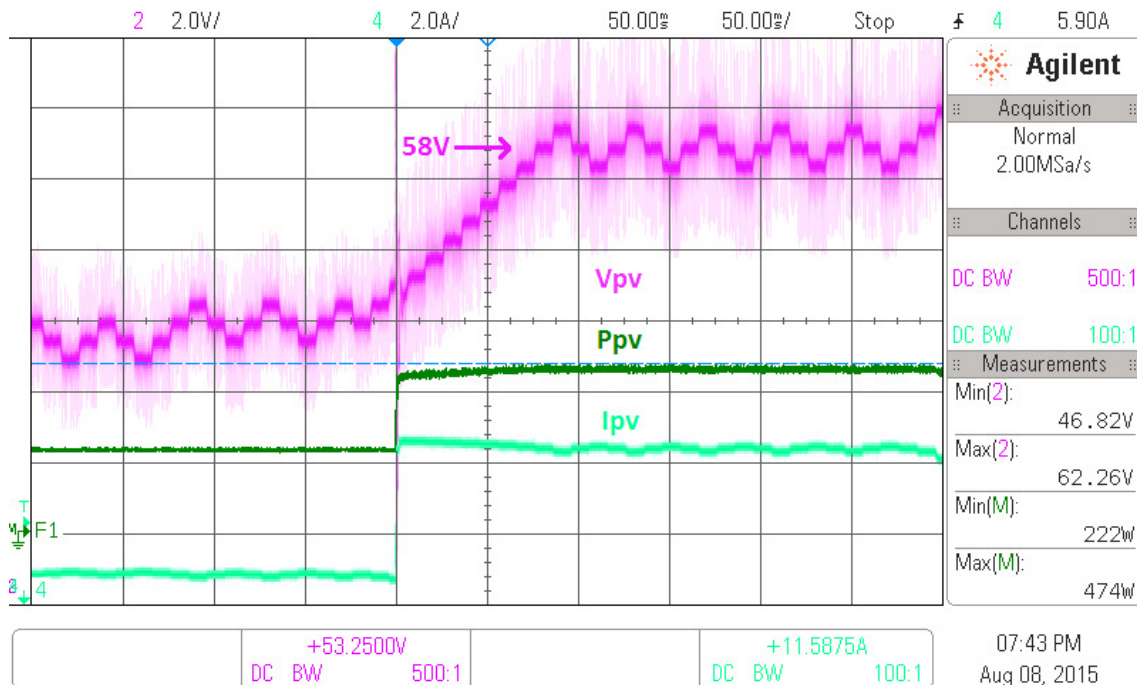


Figura 7.54 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático Hard: $\Delta V = 0,5$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).

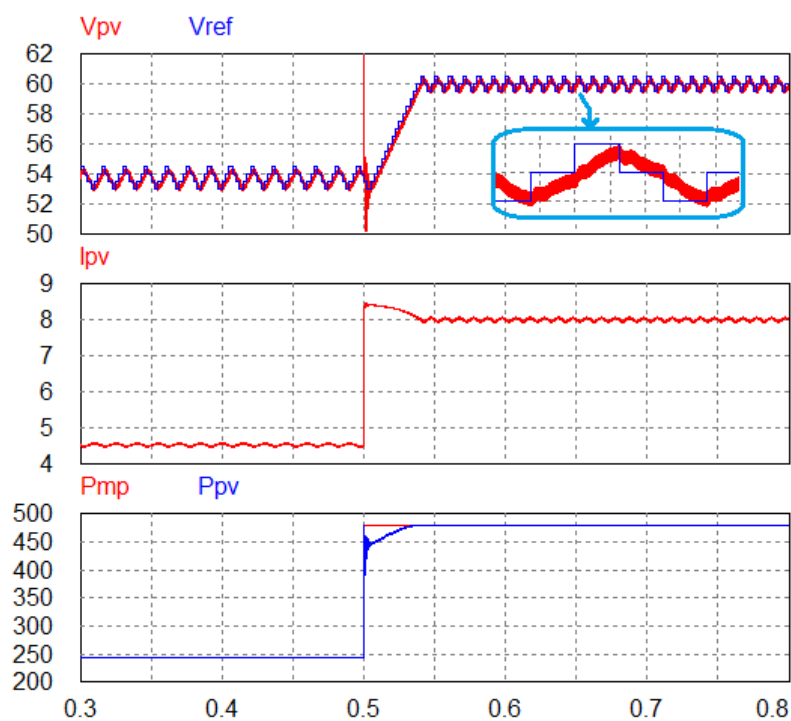


Figura 7.55 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático Hard ($\Delta V = 0,5$ V e $f_{mppt} = 400$ Hz).

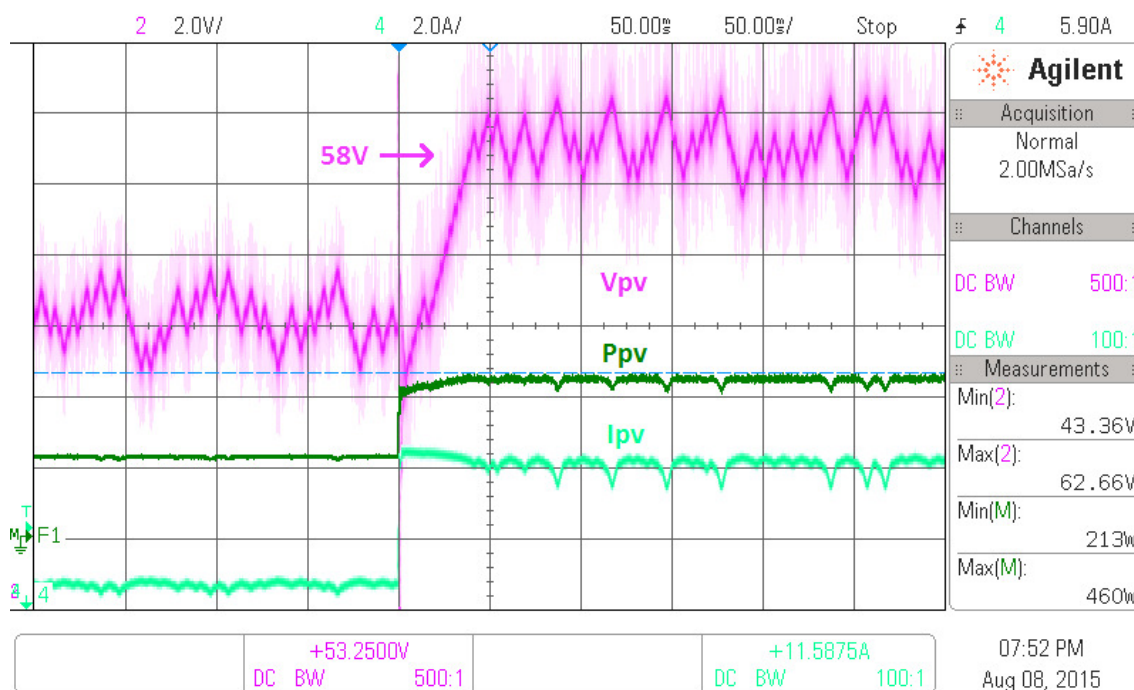


Figura 7.56 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático Hard: $\Delta V = 0,5$ V, $f_{mppt} = 400$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).

7.6.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS1 COM O EMULADOR E4360

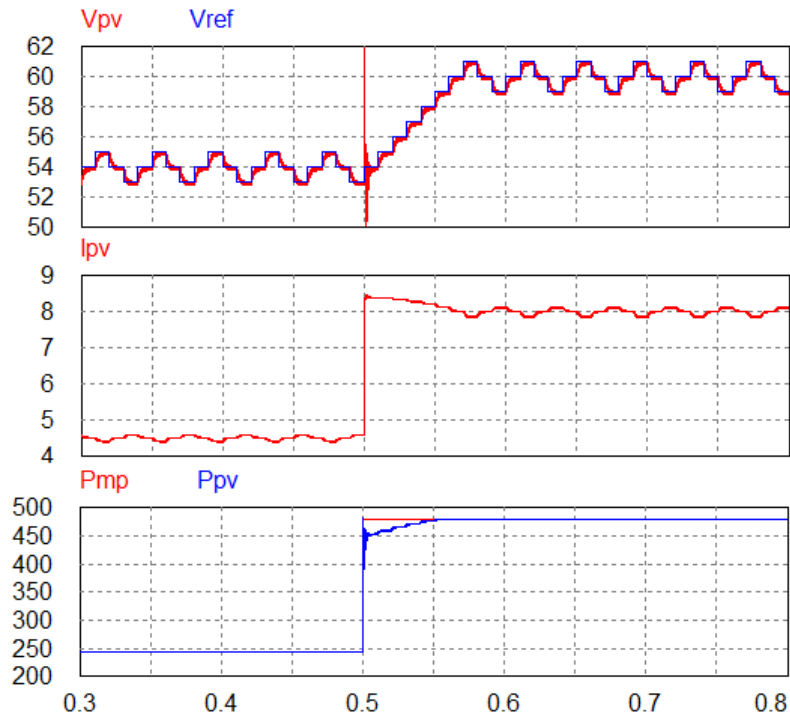


Figura 7.57 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático SSS1 ($\Delta V = 1,0$ V e $f_{mppt} = 100$ Hz).

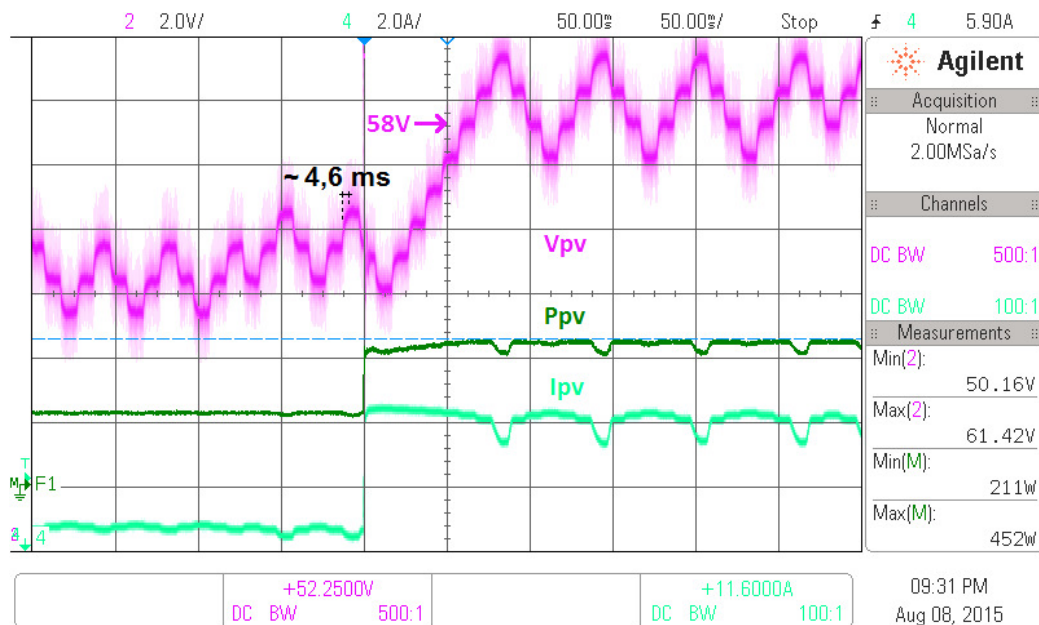


Figura 7.58 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 1,0$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).

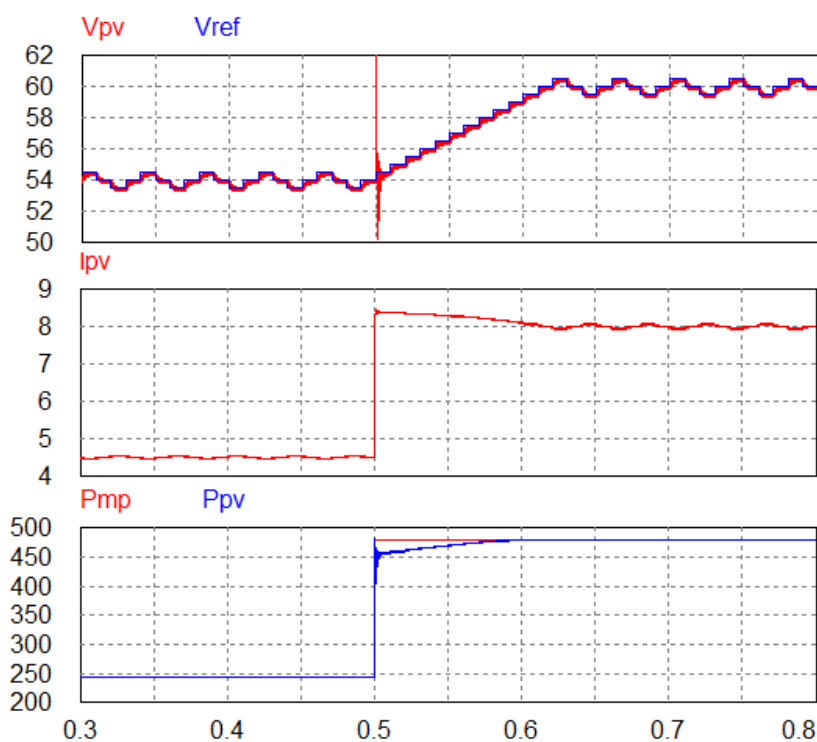


Figura 7.59 – Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático SSS1 ($\Delta V = 0,5 \text{ V}$ e $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$).

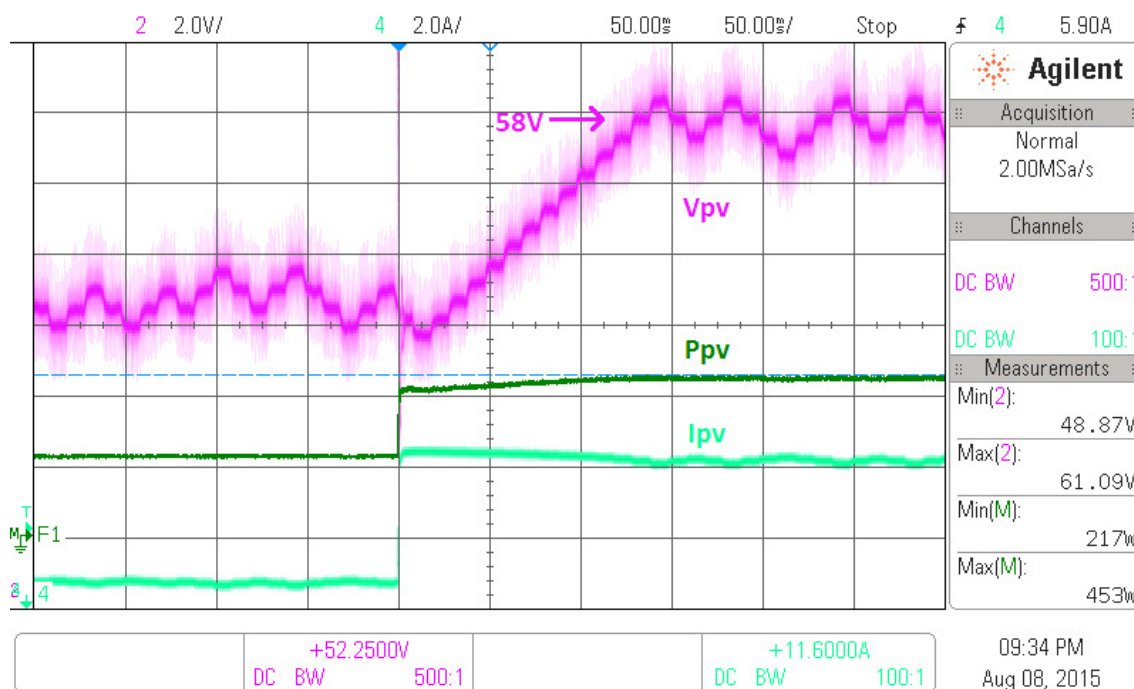


Figura 7.60 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 0,5 \text{ V}$, $f_{mppt} = 100 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2 \text{ A/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200 \text{ W/div}$).

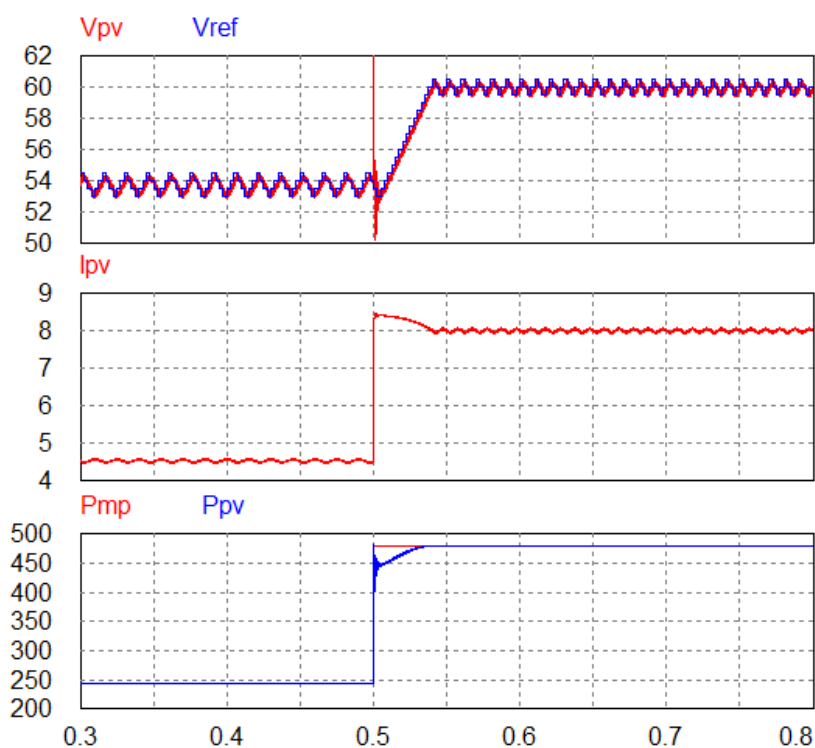


Figura 7.61 - Resultados de simulação com conversor Boost Quadrático SSS1 ($\Delta V = 0,5$ V e $f_{mppt} = 400$ Hz).

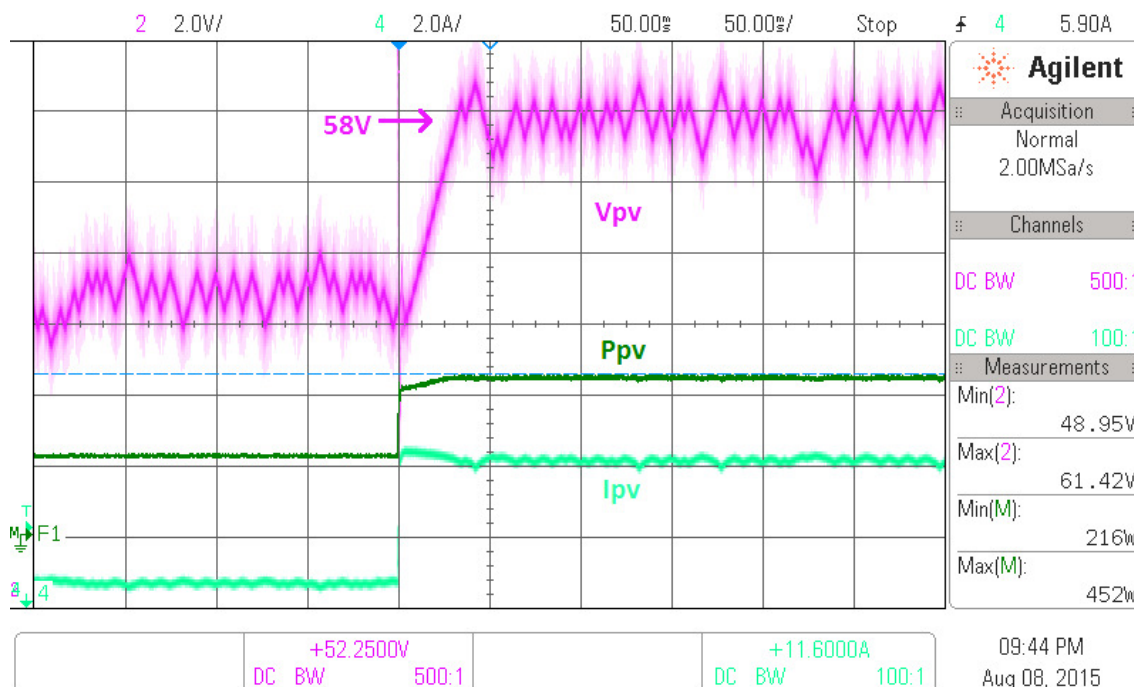


Figura 7.62 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 0,5$ V, $f_{mppt} = 400$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 2$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 2$ A/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).



(a) $P_{mp} = 244 \text{ W}$

(b) $P_{mp} = 480 \text{ W}$

Figura 7.63 – Curvas I-V e P-V dos pontos de operação configurados no emulador E4360A.

7.6.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO SSS1 COM O ARRANJO DE PAINÉIS KYOCERA

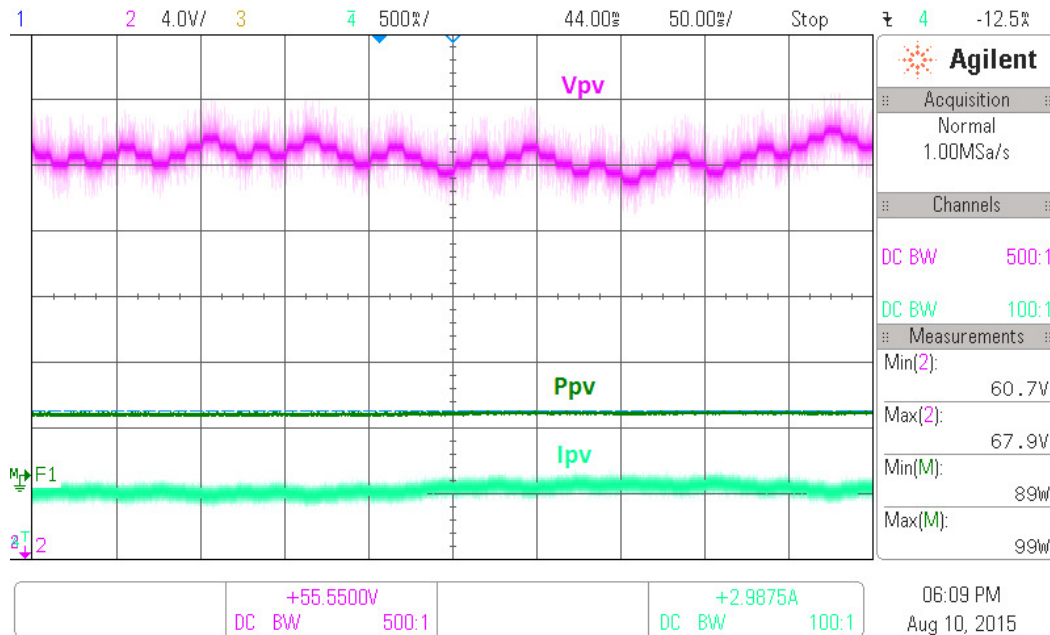


Figura 7.64 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 0,5 \text{ V}$, $f_{mptt} = 100 \text{ Hz}$. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4 \text{ V/div}$). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 500 \text{ mA/div}$) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 100 \text{ W/div}$).

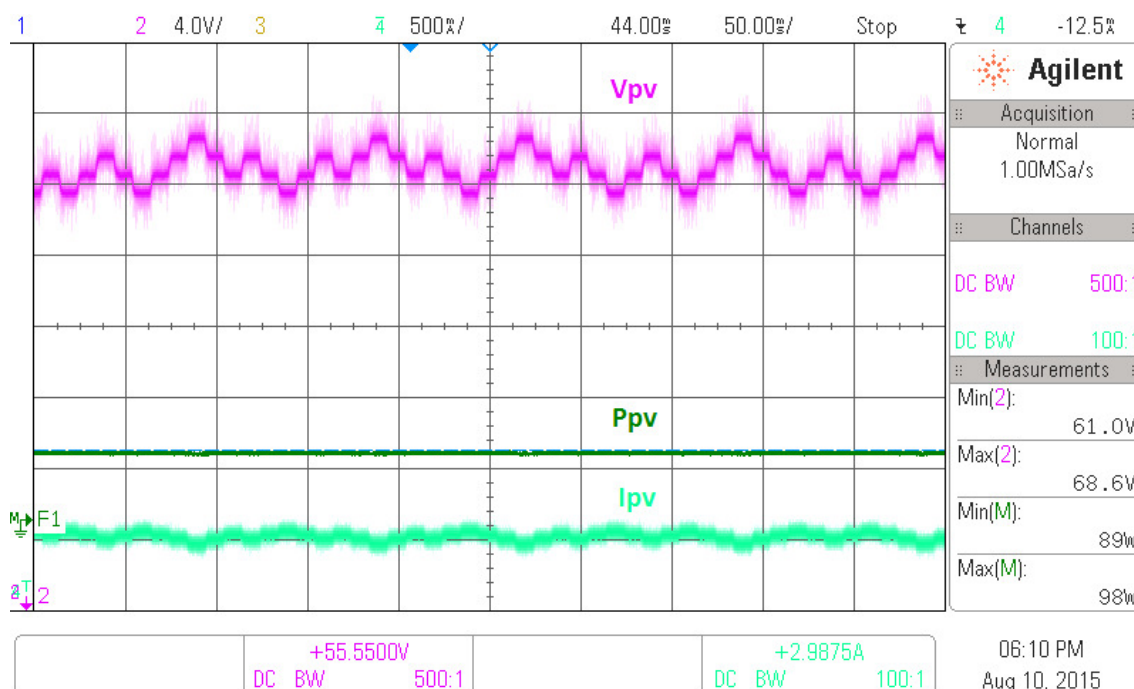


Figura 7.65 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 1,0$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 500$ mA/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 100$ W/div).

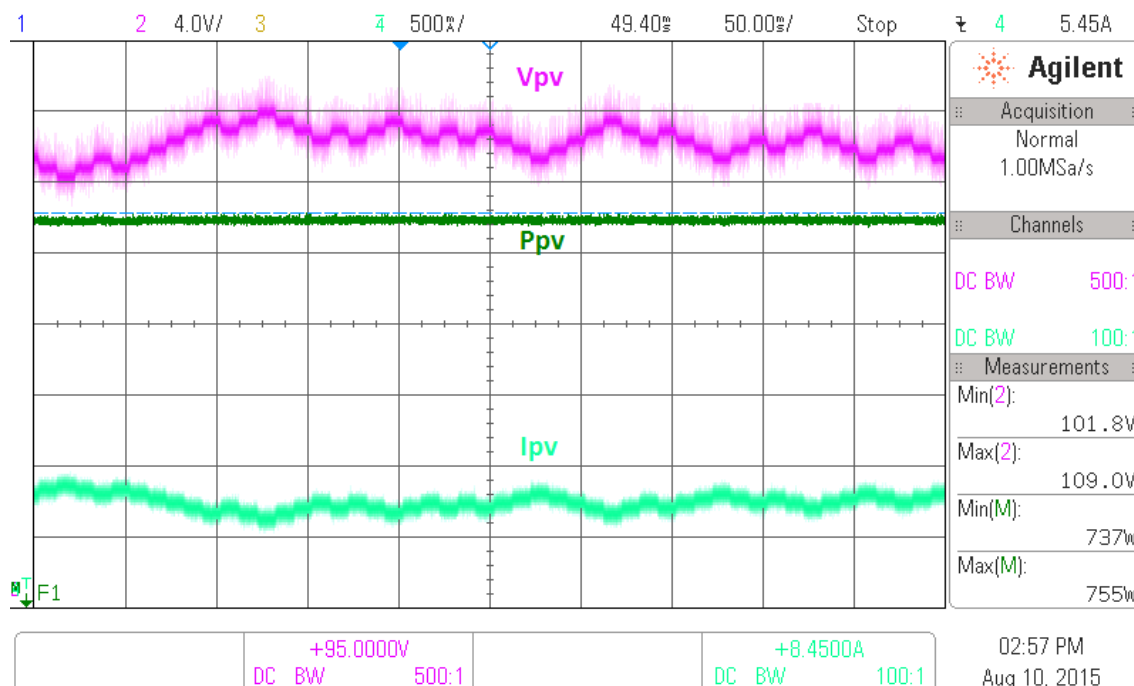


Figura 7.66 - Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 0,5$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 500$ mA/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 100$ W/div).

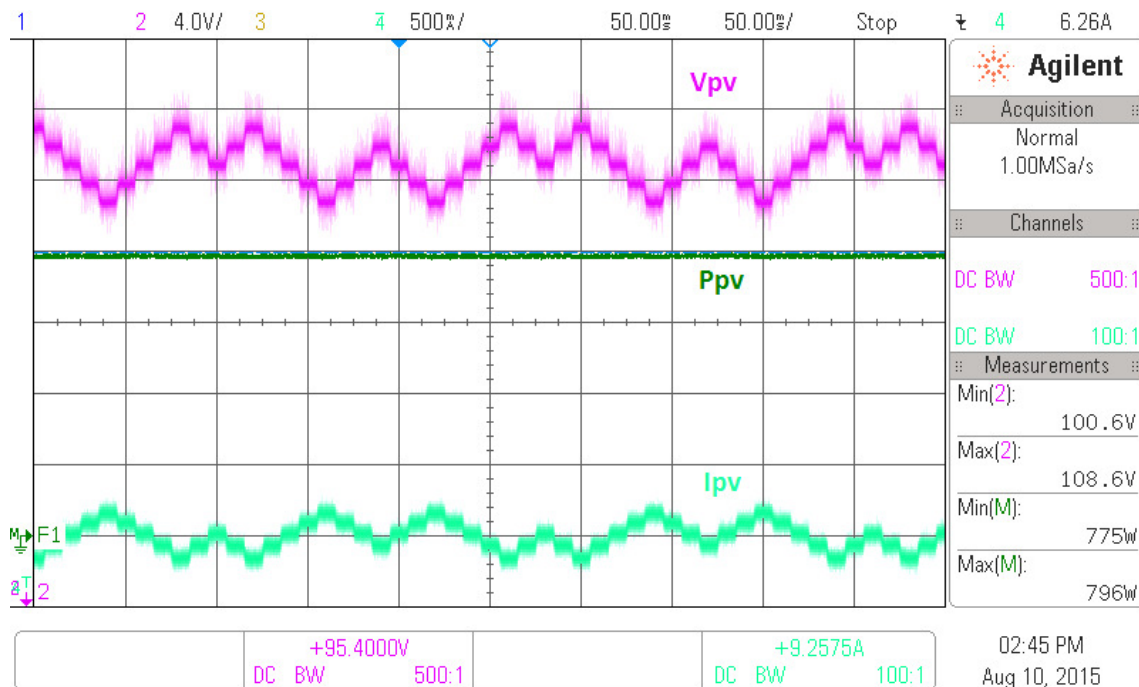


Figura 7.67 – Resultados Experimentais com conversor Boost Quadrático SSS1: $\Delta V = 1,0$ V, $f_{mppt} = 100$ Hz. Canal 2: Tensão no painel ($V_{pv} = 4$ V/div). Canal 4: Corrente no painel ($I_{pv} = 500$ mA/div) e Canal M: Potência ($P_{pv} = 200$ W/div).

7.6.4 - ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para facilitar a análise dos resultados, eles foram separados da seguinte forma: as Figuras 7.51 a 7.56 ilustram os resultados de simulação e experimentais para o conversor Boost Quadrático *Hard*; já as Figuras 7.57 a 7.62 ilustram os resultados de simulação e experimentais para o conversor Boost Quadrático SSS1; a Figura 7.63 ilustra as curvas I-V configuradas no emulador E4360A e as Figuras 7.64 a 7.67 ilustram os resultados experimentais obtidos com o conversor Boost Quadrático SSS1 utilizando a associação série de 8 painéis da Kyocera apresentados na Tabela 2.2.

Primeiramente, confrontando os resultados experimentais com os de simulação é possível concluir que os resultados de simulação no PSIM representam com certa fidelidade o comportamento das respostas experimentais. Na prática, aparecem ruídos de alta frequência

na tensão do painel que influenciam nas decisões do algoritmo P&O. Esse problema poderia ser resolvido fazendo-se o cálculo da média da tensão V_{pv} via software, antes da tomada de decisão do algoritmo. Observa-se também que a oscilação de tensão no momento do degrau de insolação é, na prática, muito menor, tornando-se quase imperceptível nos resultados experimentais.

Conforme dito anteriormente, o tempo de acomodação médio teórico calculado de V_{pv} foi de 2,42 ms. Na prática, para o conversor Boost Quadrático *Hard*, o valor obtido foi de aproximadamente 3 ms, conforme Figura 7.52, e o valor obtido para o conversor Boost Quadrático SSS1 foi, aproximadamente, de 4,6 ms, conforme Figura 7.58. Com isso, nos resultados obtidos para f_{mppt} igual a 400 Hz, a resposta de tensão não alcançou o valor de V_{ref} , provocando instabilidade na tomada de decisão do algoritmo P&O. Neste caso, a malha externa torna-se tão rápida quanto a interna, condição inadequada de projeto. A Figura 7.55 ilustra o detalhe da resposta de V_{pv} simulada, evidenciando essa situação.

Analisando as Figuras 7.54 e 7.60, é possível notar que os ruídos de alta frequência em V_{pv} , com o conversor SSS1, são menores que com o conversor *Hard*, evidenciando que parte desses ruídos é proveniente dos ruídos provocados pelas perdas de comutação.

Com o intuito de reduzir as perdas no rastreamento durante uma variação brusca de insolação, foi alterada a taxa de atualização f_{mppt} de 100 Hz para 400 Hz, conforme ilustra as Figuras 7.56 e 7.62. Conforme esperado, o tempo gasto para o algoritmo rastrear a máxima potência foi reduzido por um fator de aproximadamente quatro vezes. Nota-se que o conversor SSS1 apresentou maior estabilidade e menores perdas no rastreamento em relação ao conversor *Hard*. Além disso, dentre os resultados obtidos com o emulador, pode-se inferir que a situação que houve menores perdas no rastreamento foi a apresentada na Figura 7.62. Apesar disso, recomenda-se utilizar f_{mppt} de 100 Hz, pois, na prática, as variações de

insolação são menos bruscas e o algoritmo P&O fica mais estável, resultando em menor desgaste nos componentes, aumentando a vida útil tanto do arranjo fotovoltaico quanto do conversor.

A Figura 7.63 ilustra as curvas I-V e P-V dos painéis configurados no emulador E4360A. Note que o algoritmo MPPT faz com que os pontos de operação permaneçam em torno do ponto de máxima potência, comprovando sua eficácia.

Por fim, foram feitos os testes de MPPT do conversor Boost Quadrático SSS1 utilizando o arranjo fotovoltaico apresentado na Tabela 2.2, instalado no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência (NUPEP) na Universidade Federal de Uberlândia. As Figuras 7.64 e 7.65 ilustram o comportamento do sistema para um índice de insolação aproximado de 100 W/m², utilizando f_{mppt} de 100 Hz e ΔV de 0,5 V e 1,0 V, respectivamente. Da mesma forma, as Figuras 7.66 e 7.67 ilustram o comportamento do sistema para um índice de insolação aproximado de 800 W/m². Observa-se que o controlador PID+Notch funcionou conforme o esperado para uma ampla faixa de potências, comprovando-se sua robustez.

De uma forma geral, conclui-se que uma boa escolha f_{mppt} seja de um valor quatro vezes menor que a frequência de estabilização da resposta ao degrau ($1/Ta_{2\%}$) e a escolha do degrau de perturbação de tensão dependerá da característica da associação dos painéis, ou seja, quanto mais painéis associados em série, maior poderá ser o ΔV escolhido.

7.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais e de simulação dos conversores apresentados nos capítulos 2 a 5.

Primeiramente, foram apresentados resultados de simulação do conversor Boost

Quadrático realizando controle MPPT com os compensadores PI, PID e PID+*Notch* com fonte ideal na saída do conversor, comprovando a modelagem matemática e a eficácia dos controladores projetados.

Em seguida, foram apresentados os resultados de simulação do sistema fotovoltaico completo conectado à rede trifásica, utilizando no primeiro estágio de conversão o conversor Boost Quadrático MPPT com controlador PID+*Notch* com degrau de perturbação de 0,5 V e frequência de atualização do algoritmo de 400 Hz; e, no segundo estágio, foi utilizado um inversor trifásico com controle de potência ativa instantânea trifásica na rede e controle do barramento CC.

Logo depois, foram apresentados os resultados experimentais e de simulação dos conversores Boost Quadrático *Hard*, SSS1 e SSS2 variando-se o ganho estático, a frequência de chaveamento e a potência de saída, sendo confrontados com os gráficos obtidos nas análises quantitativas apresentadas nos capítulos 4 e 5, comprovando que os conversores são adequados à aplicação no sistema fotovoltaico simulado. Contudo, dentre os conversores com comutação suave, o conversor Boost Quadrático SSS1 apresentou melhores resultados tanto de rendimento quanto de esforços nos semicondutores.

Por fim, foram extraídos resultados experimentais dos conversores Boost Quadrático *Hard* e SSS1 utilizando o controlador PID+*Notch* utilizando o arranjo série de 1080 Wp instalado no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência e em duas configurações de arranjo fotovoltaico configuradas no emulador E4360A de tal forma que foi possível avaliar o comportamento dos conversores mediante variação brusca de insolação e variando-se os parâmetros de degrau de perturbação de tensão (ΔV) e frequência de atualização MPPT (fmppt).

CONCLUSÃO GERAL

No Capítulo 1 foi introduzida a necessidade de projetar um conversor estático com ganho de tensão elevado, com alto rendimento e baixa emissão de ruídos eletromagnéticos para ser utilizado como estágio de conversão CC-CC elevador de tensão e de rastreamento de máxima potência de um arranjo fotovoltaico. Nesse contexto, foi exposto o estado da arte dos principais conversores elevadores de tensão utilizando várias técnicas de comutação suave. Também foram citados alguns dos principais conversores com característica de ganho quadrático em função da razão cíclica. Com o objetivo de atender aos requisitos estabelecidos anteriormente, esse trabalho propôs o estudo comparativo de duas novas topologias com comutação suave monochaveadas baseadas no conversor Boost Quadrático, denominadas SSS1 e SSS2 (*Soft Single Switched*).

No Capítulo 2 foram feitas as modelagens do conversor Boost Quadrático tanto para controle da tensão de saída quanto da tensão de entrada, obtendo-se os valores médios das tensões e correntes das variáveis de estado e as funções de transferência para controle das mesmas. Em seguida, foi apresentada a técnica de rastreamento de máxima potência (MPPT) Perturba e Observa (P&O) e as especificações do arranjo fotovoltaico a ser avaliado, estabelecendo-se o critério mínimo de frequência de perturbação do sistema $f_{mppt} = 100$ Hz.

No Capítulo 3 foi apresentado o embasamento teórico das transformadas de Clarke, Park e dq0, seguida da teoria P-Q de controle de potências ativa e reativa instantânea trifásica e do circuito de geração de referência angular (*Phase Locked Loop* – PLL) para as transformações de coordenadas dq0. Com essas informações, foram apresentadas simulações computacionais de um inversor trifásico conectado à rede elétrica de energia, realizando o controle de injeção de potências ativa e reativa instantânea trifásica.

Nos Capítulos 4 e 5 foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa dos conversores Boost Quadrático SSS1 e SSS2 propostos. Nestas, foram determinadas as etapas de operação, principais formas de onda, planos de fases, equações para cálculo dos tempos de duração de cada etapa de operação e expressões para o cálculo do ganho estático de tensão. Além disso, foram geradas as equações para cálculo dos esforços de corrente e de tensão nos semicondutores. A partir da análise quantitativa dos conversores, foi possível traçar as curvas de operação e dos esforços nos semicondutores, tornando possível a comparação do funcionamento de cada conversor, mediante utilização de parâmetros de circuito idênticos.

Através dos gráficos traçados nos Capítulos 4 e 5, demonstrou-se que a característica quadrática do ganho de tensão dos conversores propostos mantém-se para projetos em que a frequência de ressonância seja, preferencialmente, acima de dez vezes maior que a frequência de chaveamento, garantindo-se operação do conversor muito próxima da operação de um conversor PWM. Além disso, comprovou-se que os conversores funcionam melhor para potências de carga elevadas.

Comparando-se os conversores Boost Quadrático SSS1 e SSS2 para valores de potência de carga variando de 200 W a 800 W e ganhos de tensão $G = 3,5$ e $G = 4$, conclui-se que o conversor SSS1 apresentou melhores condições de operação que o conversor SSS2, sendo mais adequado para a utilização em sistemas fotovoltaicos devido aos menores esforços de tensão e de corrente apresentados. Essa informação foi comprovada observando-se que, de um modo geral, os tempos de comutação no conversor SSS1 são menores que no SSS2. Da mesma forma, as correntes médias nos semicondutores D_1 , Dr_1 , Dr_2 e S_p , e no indutor L_r , são menores, resultando em menores perdas de condução. Por fim, os esforços de tensão nos semicondutores S_p e D_o no conversor SSS2 são maiores que no SSS1, elevando-se custos dos mesmos.

No Capítulo 6 foram elaborados os roteiros de projeto dos conversores propostos. Na primeira parte, foram dimensionados os elementos do circuito do conversor Boost Quadrático *Hard*. Na segunda parte, foram elaborados três roteiros de projeto dos seguintes compensadores: PI, PID e PID+Notch para a aplicação MPPT em sistemas fotovoltaicos. O compensador PI apresentou resposta muito lenta em relação à especificação de projeto ($f_{mppt} = 100$ Hz). Já o compensador PID apresentou resposta duas vezes mais rápida que a especificação de projeto e o compensador PID+*Notch* apresentou resposta cinco vezes mais rápida, além do benefício da redução de ruídos inerentes à planta do conversor. Na terceira parte do capítulo, foram apresentados os roteiros de dimensionamento dos elementos ressonantes das células de auxílio à comutação, respeitando-se o critério de obtenção de comutação suave tanto na entrada quanto na saída de condução para ambas as células SSS1 e SSS2.

No Capítulo 7 foram apresentados resultados experimentais e de simulação dos conversores apresentados nos capítulos 2 a 5.

Primeiramente, foram apresentados resultados de simulação do conversor Boost Quadrático realizando controle MPPT com os compensadores PI, PID e PID+*Notch* com fonte ideal na saída do conversor, comprovando a modelagem matemática e a eficácia dos controladores projetados.

Em seguida, foram apresentados os resultados de simulação do sistema fotovoltaico completo conectado à rede trifásica, utilizando no primeiro estágio de conversão o conversor Boost Quadrático MPPT com controlador PID+*Notch* com degrau de perturbação de 0,5 V e frequência de atualização do algoritmo de 400 Hz; e, no segundo estágio, foi utilizado um inversor trifásico com controle de potência ativa instantânea trifásica na rede e controle do barramento CC.

Logo depois, foram apresentados os resultados experimentais e de simulação dos conversores Boost Quadrático *Hard*, SSS1 e SSS2 variando-se o ganho estático, a frequência de chaveamento e a potência de saída, sendo confrontados com os gráficos obtidos nas análises quantitativas apresentadas nos capítulos 4 e 5, comprovando que os conversores são adequados à aplicação no sistema fotovoltaico simulado. Dentre os conversores com comutação suave, o conversor Boost Quadrático SSS1 apresentou melhores resultados tanto de rendimento quanto de esforços nos semicondutores. Além disso, obteve-se rendimento maior que o conversor Boost Quadrático *Hard* a partir de potências de carga acima de 650 W.

Por fim, foram extraídos resultados experimentais dos conversores Boost Quadrático *Hard* e SSS1 utilizando o controlador PID+*Notch* atuando com o arranjo série de 1080 W_p instalado no telhado no NUPEP e com duas configurações de arranjo fotovoltaico configuradas no emulador E4360A de tal forma que foi possível avaliar o comportamento dos conversores mediante variação brusca de insolação e variando-se os parâmetros de degrau de perturbação de tensão (ΔV) e frequência de atualização MPPT (*fmppt*).

Conclui-se com este trabalho que a obtenção de conversores com comutação suave monochaveada utilizando-se a célula de auxílio à comutação SSS1 é de fácil implementação, não apresentando grandes modificações na topologia do conversor original, garantindo a comutação suave em ampla faixa de operação, sem que haja alterações na lógica do circuito de gatilhamento do interruptor e nos controladores em malha fechada, garantindo a redução de EMI e de elementos de dissipação de calor, porém com o prejuízo de uma pequena redução do rendimento da estrutura devido ao consumo de energia reativa da célula, o que faz com que aumentem as perdas de condução no sistema.

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se fazer testes utilizando um arranjo fotovoltaico com quatro painéis de 135 W em série, resultando em tensões de máxima potência de aproximadamente 71 V e potência de 540 W. Com isso, o conversor Boost Quadrático irá operar com ganhos de tensão acima de cinco e na região de maior rendimento, justificando a utilização do conversor quadrático para a aplicação em sistemas fotovoltaicos.

Outro trabalho seria implementar o cálculo computacional da média da tensão e da corrente do arranjo fotovoltaico dentro do algoritmo MPPT P&O para que se evite tomadas de decisão incorretas. Além disso, seria interessante incluir um mecanismo de detecção de sombreamento parcial no algoritmo MPPT P&O e de degrau de perturbação de tensão adaptativo.

Por fim, implementar o sistema fotovoltaico completo utilizando o inversor trifásico proposto.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] VIEIRA JUNIOR, J. B. ; FREITAS, L. C. ; FARIAS, V. J. ; BARRETO, L. H. C.. “**Conversor Boost Quadrático**”. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: MU8100794-9. Data de depósito: 06/03/2001. Instituição financiadora: UFU.
 - [2] BARRETO, L. H. S. C. “**Análise, Projeto e Desenvolvimento de Conversores para a Concepção de uma Unidade UPS On-Line Não Isolada**”. Tese de doutorado. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, 2003, 250p.
 - [3] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL – “**Resolução Normativa nº 482**”, 17 de Abril de 2012, 6p.
 - [4] CARVALHO, R. A. S.; VILEFORT, L. S.; SILVA, F. V. R.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JR., J. B.. “Estudo do Conversor Boost Quadrático para Rastreamento de Máxima Potência em Sistemas Fotovoltaicos Utilizando o Método Perturba & Observa”. XI CEEL – ISSN 2178-8308 – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, 2013.
 - [5] NOVAES, Y. R.; RUFER, A.; BARBI, I. “**A New Quadratic, Three-Level, DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications**”. Power Conversion Conference – Nagoya, 2007.
 - [6] VILEFORT, L. S.; SILVA, F. V. R.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JR., J. B.. “**Conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC-PWM**”. Eletrônica de Potência, v.17, n.1, p. 393-400. 2012.
 - [7] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A.. “**Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits**”. Proceedings of the IPEC'83 – Int. Power Electronics Conf., Tokyo, pp.1375-1386.
 - [8] WATANABE, E.H , AREDES, A. “**Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações- Filtros Ativos e Facts**”. XII Congresso Brasileiro de Automática, 1998, Uberlândia, MG, mini-curso, p.81-122.
 - [9] BARBI, I. “**Teoria Fundamental do Motor de Indução**”. Florianópolis: Editora da UFSC/ELETROBRÁS, 1985.
 - [10] SCHONARDIE, M. F.; COELHO, R. F.; SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.. “**Active and Reactive Power Control in a Three-Phase Grid-Connected PV Power System Using dq0 Transformation**”. Eletrônica de Potência, v.18, n.4, p. 1180-1187. 2013.
-

-
- [11] RICHMOND, J.. “CPWRAN03B – Hard-Switched Silicon IGBT? Cut Switching Losses in Half with Silicon Carbide Schottky Diodes”. Cree’s Application Note.
- [12] SINGH, R.; RICHMOND, J.. “CPWRAN01A – SiC Power Schottky Diodes in Power Factor Correction Circuits”. Cree’s Application Note.
- [13] CALLANAN, B.; Cree Inc.. “**CPWRAN08 – Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs**”. Cree’s Application Note. Jan. 2012.
- [14] CREE Power. “SiC Zero Recovery Schottky Diode Reliability at Extremely High Voltage Slew Rates”. Reliability Study.
- [15] Liu, J.; Wong, K. L.; Allen, S.; Mookken, J.. “Performance Evaluations of Hard-Switching Interleaved DC/DC Boost Converter with New Generation Silicon Carbide MOSFETs”.
- [16] O’NEILL, M.. “Silicon Carbide Diodes Make Solar Power Systems More Efficient”. 2008.
- [17] EBERT, C. L.. “Projeto de Elementos Magnéticos Planares Utilizados em Fontes de Alimentação Chaveadas Visando a Redução de Perdas de Energia”. Tese de Doutorado. Florianópolis – SC, 2008.
- [18] WALLACE, I. T.; KUTKUT, N. H.; DIVAN, D. M.; NOVOTNY, D. W.. “**Inductor Design for High-Power Applications with Broad-Spectrum Excitation**”. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 13, n. 1, Jan. 1998.
- [19] KADRI, R.; GAUBERT, J. P.; CHAMPENOIS, G.; MOSTEFAÏ, M.. “**Performance Analysis of Transformless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems**”. XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM 2010, Roma.
- [20] CABRAL, J. B.; SILVA, T. L.; OLIVEIRA, S. V. G.; NOVAES, Y. R.. “**A New High Gain Non-Isolated DC-DC Boost Converter for Photovoltaic Application**”. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP2013, p.569-574.
- [21] LEE, Y. S.; CHOU, T. H; YU, L.C; HUANG, H.W.. “**Quadratic High Gain Boost Converter for Grid-Tie PV System Application**”. Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013, p. 382-387.
- [22] CABRAL, J. B.; OLIVEIRA, S. V. G.; NOVAES, Y. R.. “**Conversor CC-CC Boost Quadrático para Aplicação em Fontes Alternativas**”. Revista Eletrônica de Potência, Campo Grande, v. 18, n. 3, p. 1064-1072, 2013.
-

-
- [23] D. MAKSIMOVIC; S. CUK, “**Switching converters with wide DC conversion range**”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, pp. 151–157, 1991.
- [24] W. Qiang, Z. Huaguang, C. Enhui, H. Limin, “*A novel passive lossless soft-switching snubber for PWM inverters*”, in *CCDC - China*, pp. 2020-2025, 2009.
- [25] F. C. Lee, “**High-frequency quasi-resonant converter technologies**”, Proceedings of the IEEE, pp. 377–390, 1988.
- [26] N. P. Filho, V. Jose Farias, L. Carlos, L. C. de Freitas, “*A novel family of DC-DC PWM converters using the self-resonance principle*”, PESC’94, pp. 1385–1391, vol. 2, 1994.
- [27] R. C. Fuentes, H. L. Hey, “Uma célula de comutação ZCS-PWM para aplicações com semicondutores do tipo IGBT”, SBA, vol. 9, nº 3, 1998.
- [28] J. B. Vieira Jr., I. Barbi, “Conversor Buck-Boost quase ressonante, com chaveamento a corrente nula e modulação por largura de pulso: análise, projeto e resultados experimentais”, SBA, vol. 3, nº 3, 1992.
- [29] I. Barbi, J. C. O. Bolacell, D. C. Martins, F. B. Libano, “**Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: analysis, design, and experimentation**”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 276–283, vol. 5, 1990.
- [30] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, F. C. Y. Lee, “**Novel zero-voltage-transition PWM converters**”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp 213–219, vol. 9, 1994.
- [31] A. V. da Costa, C. H. G. Treviso, L. C. de Freitas, “**A new ZCS-ZVS-PWM boost converter with unity power factor operation**”, APEC’94, pp. 404–410, vol. 1, 1994.
- [32] L. C. de Freitas, P. R. Coelho Gomes, “**A high-power high-frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit**”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 19–24, vol. 10, 1995.
- [33] M. S. Vilela, E. A. A. Coelho, J. B. Vieira Jr., L. C. de Freitas, V. J. Farias, “*PWM Soft-Switched Converters using a Single Active Switch*”, APEC-96, vol. 1, pp. 305-310.
- [34] J. A. Lambert, J. B. Vieira Jr., L. C. de Freitas, M. S. Vilela, V. J. Farias, “*A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter without High Stresses of Voltage and Current*”, APEC-96, vol. 1, pp. 469-474.
- [35] J. A. Lambert, J. B. Vieira Jr., L. C. de Freitas, L. R. Barbosa, V. J. Farias, “**A Boost**
-

-
- PWM Soft-Single-Switched Converter With Low Voltage and Current Stresses**”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, n° 1, Janeiro de 1998.
- [36] Barbosa, L. ; Vieira, J.B., Jr. ; de Freitas, L.C. ; Farias, V.J., “**A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter**”, *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 401-407, 1998.
- [37] To Ching Nai ; Chan Weng Wa, “**A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter Average Switch Model for Small Signal and Transient Analysis**”. *Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, vol. 2, pp. 984-989, 1999.
- [38] L. Barbosa, J. B. Vieira Jr., L. C. de Freitas, V. J. Farias, “**Um Conversor Boost PWM com Comutação não Dissipativa com uma Única Chave Ativa**”, *SBA Controle & Automação*, vol. 11, n° 1, Jan., Fev., Mar., Abril de 2000.
- [39] da Silva, E.S.; dos Reis Barbosa, L.; Vieira, J.B., Jr.; de Freitas, L.C. ; Farias, V.J.; “**An Improved Boost PWM Soft-Single-Switched Converter With Low Voltage and Current Stresses**”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, pp. 1174-1179, 2001.
- [40] Mahdavian, M. ; Delshad, M.; “**A New Soft Single Switched PWM DC-DC Converter**”, *ECTI-CON*, pp. 921-924, 2011.
- [41] Ping Yang ; Jianping Xu ; Guohua Zhou ; Shiyu Zhang ; “**A New Quadratic Boost converter with High Voltage Step-up Ratio and Reduced Voltage Stress**”, *IPEMC’2012*, pp. 1164-1168, vol. 2, 2012.
- [42] Morales-Saldana, J.A. ; Galarza-Quirino, R. ; Leyva-Ramos, J. ; Carbajal-Gutierrez, E.E. ; Ortiz-Lopez, M.G.; “**Modeling and Control of a Cascaded Boost Converter with a Single Switch**”, *IECON’2006*, pp. 591-596, 2006.
- [43] Morales-Saldana, J.A. ; Galarza-Quirino, R. ; Leyva-Ramos, J. ; Carbajal-Gutierrez, E.E. ; Ortiz-Lopez, M.G.; “**Multiloop Controller Design for a Quadratic Boost Converter**”, *IET’2007*, pp. 362-367, vol. 1, 2007.
- [44] Ortiz-Lopez, M.G. ; Leyva-Ramos, J. ; Diaz-Saldierna, L.H. ; Garcia-Ibarra, J.M. ; Carbajal-Gutierrez, E.E.; “**Current-Mode Control for a Quadratic Boost Converter with a Single Switch**”, *PESC’2007*, pp. 2652-2657, 2007.
- [45] Leyva-Ramos, J. ; Ortiz-Lopez, M.G. ; Diaz-Saldierna, L.H.; “**The Effect of ESR of the Capacitors on Modeling of a Quadratic Boost Converter**”, *11th Workshop on COMPEL’2008*, pp. 1-5, 2008.
- [46] Leyva-Ramos, J. ; Ortiz-Lopez, M.G. ; Diaz-Saldierna, L.H. ; Morales-Saldana, J.A.;
-

-
- “Switching Regulator using a Quadratic Boost Converter for Wide DC Conversion Ratios”*, *IET Power Electronics*, pp. 605-613, vol. 2, 2009.
- [47] Hernandez-Gomez, M. ; Ortega, R. ; Lamnabhi-Lagarrigue, F. ; Bethoux, O. ; Escobar, G.; *“Robust Adaptive PI Stabilization of a Quadratic Converter: Experimental Results”*, *Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2999-3004, 2010.
- [48] Pitsanu Srithongchai and Somyot Kaitwanidvilai; *“Robust Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter”*, *IMECS’2010, Hong Kong*, vol. 2, 2010.
- [49] Ping Yang ; Jianping Xu ; Guohua Zhou ; Fei Zhang; *“Analysis of Sensorless Peak Current Mode Controlled Quadratic Boost Converter”*, *ISIE’2012*, pp. 200-204, 2012.
- [50] Sosa, J.M. ; Martinez-Rodriguez, P.R. ; Vazquez, G. ; Nava-Cruz, J.C.; *“Control Design of a Cascade Boost Converter Based on Averaged Model”*, *Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, 2013.
- [51] Tiesheng Yan ; Jianping Xu ; Zheng Dong ; Lisan Shu ; Ping Yang; *“Quadratic Boost PFC Converter with Fast Dynamic Response and Low Output Voltage Ripple”*, *Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, pp. 402-406, vol. 2, 2013.
- [52] Lopez Santos, O. ; Martinez-Salamero, L. ; Garcia, G. ; Valderrama-Blavi, H. ; Sierra-Polanco, T.; *“Robust Sliding-Mode Control Design for a Voltage Regulated Quadratic Boost Converter”*, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. X, pp. 1-34, 2014.
- [53] Yuan-mao Ye ; Cheng, K.W.E.; *“Quadratic Boost Converter with Low Buffer Capacitor Stress”*, *Power Electronics, IET*, pp. 1162-1170, vol. 7, 2014.
- [54] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., *“An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter”*, *APEC’2002*, pp. 624–629, vol. 2, 2002.
- [55] Barreto, L.H.S.C. ; Coelho, E.A.A. ; Farias, V.J. ; de Freitas, L.C. ; Vieira, J.B., *“A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter using a Single Resonant network”*, *PESC’03*, pp. 595 – 599, vol. 2, 2003.
- [56] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., *“A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter using a Single Resonant Network”*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 552–557, vol. 52, 2005.
- [57] Vilefort, L. S.; *“Conversor Boost Quadrático PWM associado à célula de auxílio à comutação SR-ZVS-QRC”*. Dissertação de mestrado. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, 2011, 98p.
-

-
- [58] Al-Saffar, M. A.; Ismail, E. H.; Sabzali, A. J.; “**High Efficiency Quadratic Boost Converter**”, APEC’2012, pp. 1245–1252, Orlando-FL, 2002.
- [59] Vilefort, L. S.; Silva, W. G.; Andrade, D. A.; Silva, F. V. R.; Freitas, L. C. G.; Coelho, E. A. A.; Vieira Jr., J. B.; “**Quadratic Boost Converter using a Soft Single Switch**”, COBEP’2013, pp. 44-49, Gramado-RS, 2013.
- [60] I. Matsuura, K. Smith, K. Smedley; “**A comparison of active and passive soft switching methods for PWM converters**”, 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 94-100, 17-22 May 1998.
- [61] Barbosa, L. R.; Vilefort, L. S.; Silva, F. V. R.; Coelho, E. A. A.; Freitas, L. C. G.; Freitas, L. C.; Vieira Jr., J. B.; “**Analysis of a Soft-Single-Switched Quadratic Boost Converter**”, *Eletrônica de Potência*, v.18, n.3, p. 1047-1054. 2013
- [62] Nise, Norman S., “Engenharia de Sistemas de Controle”, LTC, 2002.
- [63] Farid Golranaghi, Benjamim C. Kuo, “**Sistemas de controle automático**”. Rio de Janeiro – RJ. Editora LTC, 2012.
- [64] Melo, L. F. P. de, “**Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**”. São Paulo – SP: 1ª Edição. Editora Érica Ltda., 1996.
- [65] Silva de Moraes, Aniel, “Modelagem, controle e implementação de um redistribuidor de potência complexa empregando conversor estático e utilizando DSP”. Tese de Doutorado, UFSC, Florianópolis, 2008.
- [66] Aredes, Maurício, “**Active Power Line Conditioners**”. Tese de Doutorado. *Vom Fachbereich 12 Elektrotechnik der Technischen Universität Berlin*. Berlin, 1996.
- [67] Akagi, H.; Kanazawa, Y.; Nabae, A., “**Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components**”. *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. IA-20, p. 625-630, 1984.
-

**APÊNDICE A:
CÓDIGO EMBARCADO NO DSP**

```
#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()
interrupt void Task();
interrupt void Task_1();
interrupt void Task_2();
DefaultType fGblP5 = 0.0;
DefaultType fGblPIDLE = 0.0;
DefaultType fGblD_1 = 0.0;
DefaultType fGblP3 = 0.0;
DefaultType fGblVpvd = 0.0;
DefaultType fGblIpvd = 0.0;
DefaultType fGblMPPTLE = 0.0;
DefaultType fGblVref = 0.0;
interrupt void Task()
{
    DefaultType fTI_ADC1, fZOH10, fVDC4, fSUM3, fVrefPID, fTI_ADC1_1,
fZOH9, fVDC2, fSUM8;
    PS_EnableIntr();
    fTI_ADC1 = PS_GetDcAdc(0);
    fTI_ADC1_1 = PS_GetDcAdc(1);
    fZOH10 = fTI_ADC1;
    fVDC4 = 2040.19725;
    fSUM3 = fZOH10 - fVDC4;
    fGblP5 = fSUM3 * 0.241087959;
    fVrefPID = fGblMPPTLE;
    {
        static float E;
        static float E_ant1 = 0;
        static float E_ant2 = 0;
        static float Kv;
        static float Kv_ant1 = 0;
        static float Kv_ant2 = 0;
        //static float Vref;
        static float Vo;
        static float a1;
        static float a2;
        static float b0;
        static float b1;
        static float b2;
        b0 = 0.025874151;
    }
}
```

```

        b1 = -0.051597829;
        b2 = 0.025734241;
        a1 = -1.9366234;
        a2 = 0.93662342;
        E = fGblP5 - fVrefPID;
        Kv = b0*E + b1*E_ant1 + b2*E_ant2 - a1*Kv_ant1 - a2*Kv_ant2;
        if (Kv >= 7) { Kv = 7; }
        if (Kv <= 0) { Kv = 0; }
        fGblPIDLE = Kv;
        E_ant2 = E_ant1;
        E_ant1 = E;
        Kv_ant2 = Kv_ant1;
        Kv_ant1 = Kv;
    }
#ifdef _DEBUG
    fGblID_1 = fGblPIDLE;
#endif
    fZOH9 = fTI_ADC1_1;
    fVDC2 = 2048.592;
    fSUM8 = fZOH9 - fVDC2;
    fGblP3 = fSUM8 * 0.0123924287;
#ifdef _DEBUG
    fGblVpvd = fGblP5;
#endif
#ifdef _DEBUG
    fGblIpvd = fGblP3;
#endif
    PS_ExitTimer1Intr();
}
interrupt void Task_1()
{
    PS_EnableIntr();
    PS_SetPwm6Rate(fGblPIDLE);
    PS_ExitPwm6General();
}

interrupt void Task_2()
{
    DefaultType fVinmppt, flinmppt;
    PS_EnableIntr();
    fVinmppt = fGblP5;
    flinmppt = fGblP3;
    {
        static float P = 0;
        static float P_ant = 0;
        static float V = 0;
        static float I = 0;
    }
}

```

```

static float V_ant = 0;
static float VRef = 55;
static float deltaV = 0.5;
static float erro_P = 0;
static float erro_V = 0;

V = fVinmppt;
I = flinmppt;
P = V*I;
erro_P = P - P_ant;
erro_V = V - V_ant;

if (erro_P == 0) {}
else
{
    if (erro_P < 0)
    {
        if(erro_V < 0)
            {VRef = VRef + deltaV;}
        else
            {VRef = VRef - deltaV;}
    }
    else
    {
        if(erro_V < 0)
            {VRef = VRef - deltaV;}
        else
            {VRef = VRef + deltaV;}
    }
}
V_ant = V;
P_ant = P;
fGblMPPTLE = VRef;
}
#ifdef _DEBUG
    fGblVref = fGblMPPTLE;
#endif
    PS_ExitTimer2Intr();
}
void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
    PS_InitPwm(6, 0, 50000*1, 0*1e6, PWM_POSI_ONLY, 3117); // pwnNo,
waveType, frequency, deadtime, outtype
    PS_SetPwmPeakOffset(6, 10, 0, 1.0/10);

```



```
    PS_SetPwmIntrType(6, ePwmIntrAdc0, 1, 0);
    PS_SetPwmVector(6, ePwmIntrAdc0, Task_1);
    PS_SetPwm6Rate(0);
    PS_StartPwm(6);
    PS_ResetAdcConvSeq();
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 0, 1365.0);
    PS_SetAdcConvSeq(eAdc0Intr, 1, 1365.0);
    PS_Adclnit(1, !1);
    PS_InitTimer(1,3);
    PS_SetTimerIntrVector(1, Task);
    PS_InitTimer(2, 2500);
    PS_SetTimerIntrVector(2, Task_2);
    PS_StartStopPwmClock(1);
}
void main()
{
    Initialize();
    PS_EnableIntr(); // Enable Global interrupt INTM
    PS_EnableDbgm();
    for (;;) {}
}
```