

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC**  
**CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA -**  
**PPGEEL**

**LUÍS MARIANO NODARI**

**SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL COM RÁPIDA RESPOSTA**  
**TRANSITÓRIA PARA UM RETIFICADOR MONOFÁSICO**  
**MEIA-PONTE**

**JOINVILLE, SC**

**2011**

**LUÍS MARIANO NODARI**

**SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL COM RÁPIDA RESPOSTA  
TRANSITÓRIA PARA UM RETIFICADOR MONOFÁSICO  
MEIA-PONTE**

Dissertação apresentada ao Curso de  
Mestrado em Engenharia Elétrica como  
requisito parcial para a obtenção do título  
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Cassiano Rech.

**JOINVILLE, SC**

**2011**

## FICHA CATALOGRÁFICA

N761s

NODARI, Luís Mariano

Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta  
Transitória para Um Retificador Monofásico Meia-Ponte /  
Luís Mariano Nodari;  
Orientador: Cassiano Rech. – Joinville, 2011.

160 f. : il ; 30 cm.

Incluem referências.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa  
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Mestrado em  
Engenharia Elétrica, Joinville, 2011.

1. Conversor AC-DC. 2. Controle Digital. 3. Correção do  
Fator de Potência.

CDD 621.31

**“SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL COM RÁPIDA RESPOSTA  
TRANSITÓRIA PARA UM RETIFICADOR MONOFÁSICO  
MEIA-PONTE”**

por

**LUÍS MARIANO NODARI**

Essa dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de

**MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Área de concentração em “Automação de Sistemas”, e  
aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA  
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE SANTA CATARINA**

---

Dr. Cassiano Rech  
UFSM/UDESC (orientador/presidente)

---

Dr. Marcello Mezaroba  
UDESC (co-orientador)

---

Dr. Samir Ahmad Mussa  
UFSC (membro)

---

Dr. Yales Rômulo de Novaes  
UDESC (membro)

Banca Examinadora:  
Joinville, 30 de Maio de 2011

À minha amada esposa Rejane.  
À meus amados filhos Leonardo e Eduardo.  
À minha mãe, Adelina, e meu pai, Mauro.

## AGRADECIMENTOS

A ciência estabeleceu que no mundo físico “*nada se ganha e nada se perde, tudo se transforma...*” (*Antoine Lavoisier*), fazemos parte deste mundo físico e ainda hoje procura-se a explicação para o início de tudo. Meu primeiro agradecimento a esta imensa energia que permitiu o início de tudo e nos permite até hoje a transformação de nosso mundo físico, a quem chamamos de Deus.

Ao eixo de minha vida, minha família, minha esposa Rejane, meu filhos Leonardo e Eduardo, que forneceram suporte, incentivo, compreensão, apoio, amor e o complemento necessário para que eu pudesse realizar este trabalho.

À minha mãe, Adelina, e meu pai, Mauro, pela formação deste caráter e pela energia constante fornecida em minha vida, me permitindo chegar até aqui.

Ao Prof. Dr. Cassiano Rech, pela parceria, franqueza e cujos conhecimentos compartilhados foram fundamentais para meu crescimento pessoal e intelectual, possibilitando o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Aos professores Dr. Marcello Mezaroba e Dr. Leandro Michels pela fundamental contribuição fornecida para desenvolvimento deste trabalho.

A todos os bolsistas do nPEE – Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – da UDESC, em especial ao bolsista Rubens Tadeu Hock Júnior, pelo auxílio nas diversas tarefas e pela amizade ao longo deste período.

## RESUMO

Esta Dissertação de Mestrado propõe um sistema de controle digital para um retificador meia-ponte monofásico, que integra o estágio de entrada de uma UPS não isolada de dupla conversão monofásica. O sistema de controle proposto tem uma malha de corrente interna e duas malhas de tensão externas para manter o fator de potência unitário e regular a tensão no barramento. O controle opera com frequências distintas de amostragem, sendo que a malha de corrente opera com alta frequência de amostragem, enquanto as malhas de tensão operam com baixas frequências e com filtros de média móvel para melhorar a resposta dinâmica das tensões de saída do retificador, sem afetar o fator de potência de entrada. Resultados de simulação e experimentais demonstram o bom desempenho do sistema de controle digital proposto mesmo em condições severas de carga.

**Palavras-Chave:** Conversor CA-CC. Controle digital. Correção do fator de potência.

## **ABSTRACT**

This work proposes a digital control system for a half-bridge boost rectifier, which composes the input stage of a single-phase transformerless double-conversion UPS. The proposed control system has an inner current loop and two outer voltage loops to maintain near unity input power factor and to regulate the dc bus voltages. The control loops operate with distinct sampling frequencies, so that current loop operates with high sampling frequency, and voltage loops operate with reduced sampling frequency and moving average filters to improve the dynamic response, without affecting the input power factor. Simulation and experimental results are included to demonstrate the performance of the closed-loop system even under severe load conditions.

**Key-words:** AC-DC converter. Digital control. Power factor correction.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: UPS monofásica não isolada de dupla conversão.....	24
Figura 2: Circuito simplificado para análise do retificador meia-ponte.....	31
Figura 3: 1ª etapa de funcionamento. ....	32
Figura 4: 2ª etapa de funcionamento. ....	32
Figura 5: Formas de onda de tensão e corrente do indutor L. ....	33
Figura 6: Formas de onda de tensão sobre os interruptores $S_1$ e $S_2$ . ....	34
Figura 7: Formas de onda de corrente sobre o interruptor $S_1$ e o diodo $D_2$ . ....	34
Figura 8: Forma de onda de corrente através do capacitor $C_{dc1}$ durante o semi-ciclo positivo da rede elétrica. ....	35
Figura 9: Forma de onda de corrente no capacitor $C_{dc2}$ durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada.....	35
Figura 10: Comparativo entre os métodos de cálculo para as ondulações de tensão do barramento CC, sobre $C_{dc1}$ .....	41
Figura 11: Circuito simplificado representando o inversor de saída através de fontes de corrente. ....	42
Figura 12: Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.....	46
Figura 13: Circuito simplificado para análise e projeto da malha de corrente. ....	48
Figura 14: Circuito simplificado para análise e projeto das malhas de tensão.....	49
Figura 15: Diagrama de blocos da malha interna de corrente. ....	53
Figura 16: Resposta em frequência para a função transferência em malha aberta $T_i(w)$ (frequência de cruzamento do ganho: 4 kHz; margem de fase: 47°).....	54
Figura 17: Ganho em dB e fase do filtro de média móvel.....	56
Figura 18: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão total. ....	58
Figura 19: Resposta em frequência da função transferência de malha aberta $T_v(w)$ (frequência de cruzamento do ganho: 30 Hz; margem de fase: 45°).....	59
Figura 20: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão diferencial. ....	60
Figura 21: Resposta em frequência da função transferência em malha aberta $T_d(w)$ (frequência de cruzamento do ganho: 15 Hz; margem de fase: 70°).....	61
Figura 22: Circuito simplificado do sistema retificador-inversor alimentando cargas resistivas. ....	64

Figura 23: Circuito simplificado do sistema retificador-inversor alimentando uma carga não linear, um retificador meia onda, com cargas resistivas ligadas ao mesmo.	64
Figura 24: Circuito de potência implementado no <i>Simulink</i> .	64
Figura 25: Circuito de instrumentação, controle e <i>PWM</i> , implementado no <i>Simulink</i> .	65
Figura 26: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva.	67
Figura 27: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.	67
Figura 28: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva.	68
Figura 29: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.	68
Figura 30: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.	69
Figura 31: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva.	69
Figura 32: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.	69
Figura 33: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal.	70
Figura 34: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.	70
Figura 35: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal.	71

Figura 36: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal. ....	71
Figura 37: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal. ....	71
Figura 38: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal. ....	72
Figura 39: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.....	72
Figura 40: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva. ...	73
Figura 41: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.	73
Figura 42: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva.....	74
Figura 43: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.	74
Figura 44: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.....	75
Figura 45: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva...	75
Figura 46: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva. ....	75
Figura 47: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal. ....	76
Figura 48: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.	76

Figura 49: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal. ....	77
Figura 50: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal. ....	77
Figura 51: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal. ....	77
Figura 52: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal. ....	78
Figura 53: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal. ....	78
Figura 54: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva. ....	79
Figura 55: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva. ....	80
Figura 56: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva. ....	80
Figura 57: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva. ....	80
Figura 58: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva. ....	81
Figura 59: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva. ....	81
Figura 60: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva. ....	82

Figura 61: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal.....	82
Figura 62: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal. ....	83
Figura 63: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal.....	83
Figura 64: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal. ....	83
Figura 65: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal.....	84
Figura 66: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal. ....	84
Figura 67: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear.....	85
Figura 68: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva. ....	86
Figura 69: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.....	86
Figura 70: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva. ....	86
Figura 71: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.....	87
Figura 72: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.....	87
Figura 73: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva. ....	87

Figura 74: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.....	88
Figura 75: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal. ....	88
Figura 76: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal. ....	89
Figura 77: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal. ....	89
Figura 78: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal. ....	89
Figura 79: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal.....	90
Figura 80: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal.....	90
Figura 81: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear. ....	91
Figura 82: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Variação de frequência de entrada para 58 Hz. ....	93
Figura 83: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Variação de frequência de entrada para 62 Hz. ....	93
Figura 84: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 58 Hz.....	93
Figura 85: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 62 Hz.....	94
Figura 86: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Forma de onda da corrente de entrada em 58 Hz, com inversor de saída à 58 Hz.....	95
Figura 87: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Forma de onda da corrente de entrada em 62 Hz, com inversor de saída à 62 Hz.....	95
Figura 88: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 58 Hz, com inversor de saída à 58 Hz. ...	96
Figura 89: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 62 Hz, com inversor de saída à 62 Hz. ...	96

Figura 90: Gráfico da THD resultante na corrente de entrada em função da variação das frequências de entrada do retificador e saída do inversor.....	98
Figura 91: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório de reversibilidade da corrente de entrada com degrau de retirada de carga de 100% para 10%.....	99
Figura 92: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório da tensão de barramento com degrau de retirada de carga de 100% para 10%. 100	
Figura 93: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório de reversibilidade da corrente de entrada com degrau de corrente no barramento CC.....	100
Figura 94: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório da tensão com degrau de corrente no barramento CC.....	100
Figura 95: Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para carga resistiva nominal. ....	106
Figura 96: Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para carga não linear nominal.....	106
Figura 97: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.....	107
Figura 98: Resultado experimental: Espectro harmônico e THD da tensão de entrada. .	108
Figura 99: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga nominal resistiva. ....	108
Figura 100: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.....	109
Figura 101: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva. ....	109
Figura 102: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga nominal resistiva. ....	110

Figura 103: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.....	111
Figura 104: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga não linear nominal.....	111
Figura 105: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.....	112
Figura 106: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.....	112
Figura 107: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal.....	113
Figura 108: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.....	114
Figura 109: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga nominal resistiva.....	114
Figura 110: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.....	115
Figura 111: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.....	115
Figura 112: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga nominal resistiva.....	116
Figura 113: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.....	116

Figura 114: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga não linear nominal.....	117
Figura 115: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal. ....	117
Figura 116: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.....	118
Figura 117: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal.....	118
Figura 118: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.....	119
Figura 119: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga nominal resistiva. ....	120
Figura 120: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.....	120
Figura 121: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.....	121
Figura 122: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga nominal resistiva.....	121
Figura 123: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal. ....	122
Figura 124: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga não linear nominal. ....	122
Figura 125: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal. ....	123
Figura 126: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal. ....	123

Figura 127: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal. ....	124
Figura 128: Diagrama de blocos simplificado do protótipo implementado. ....	134
Figura 129: Kit de desenvolvimento eZdsp TMS320F2812 da <i>Spectrum Digital</i> [59]. ..	136
Figura 130: Fluxograma do <i>software</i> de controle implementado na interrupção do PWM.	139
Figura 131: Sensor de corrente CA do tipo Hall, modelo Honeywell CSNT6451-007 ..	141
Figura 132: Circuito implementado para o sensor de corrente CA de entrada.....	141
Figura 133: Circuito de condicionamento de sinais implementado para a corrente CA de entrada.....	142
Figura 134: Circuito implementado para o sensor da tensão CA de entrada. ....	142
Figura 135: Circuito implementado para os sensores das tensões do barramento CC. ...	143
Figura 136: Circuito de condicionamento de sinais referente às tensões do barramento CC.....	143
Figura 137: Circuito de adequação de sinais entre o DSP e os <i>drivers</i> . ....	144
Figura 138: Circuito de potência implementado (retificador/inversor) com <i>snubber de Underland</i> regenerativo. ....	145
Figura 139: Foto do <i>driver SKHI 20op</i> .....	146
Figura 140: Simbologia e características do IGBT utilizado na implementação do circuito de potência. ....	147

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Especificações do retificador.....	38
Tabela 2: Parâmetros para projeto do sistema de controle.....	52
Tabela 3: Parâmetros do inversor meia-ponte de saída.....	63
Tabela 4: Variação da THD da corrente de entrada em função da variação da frequência da tensão de entrada do retificador.....	94
Tabela 5: Variação da THD da corrente de entrada em função da variação da frequência da tensão de entrada do retificador e da tensão de saída do inversor.....	97
Tabela 6: Comparativo entre os sistemas de controle simulados e os tempos de regulação das tensões do barramento submetido a degraus de carga.....	102
Tabela 7: Comparativo entre os resultados obtidos para a THD da corrente de entrada do retificador nos 4 sistemas de controle simulados.....	103
Tabela 8: Parâmetros projetados para o retificador meia-onda.....	105
Tabela 9: Comparativo entre os sistemas de controle simulados e os tempos de regulação das tensões do barramento submetido a degraus de carga.....	125
Tabela 10: Comparativo entre os resultados obtidos para a THD da corrente de entrada do retificador nos 3 sistemas de controle implementados.....	126
Tabela 11: Principais portas de entrada e saída do Kit de desenvolvimento.....	136

## LISTA DE ABREVIACOES E SIMBOLOGIA

$C$	– Capacitor
CA	– Corrente Alternada
CC	– Corrente Contínua
$C_d$	– Compensador de tensão diferencial
$C_{dc}$	– Capacitor Barramento
$C_f$	– Filtro de média móvel
CFP	– Corre�o de Fator de Potência
$C_i$	– Compensador de corrente
$C_v$	– Compensador de tensão
D	– Diodo
$D$	– Razão cíclica
$f_o$	– Frequência da tensão de saída
$F_s$	– Frequência de chaveamento
$f_s$	– Frequência de chaveamento
$f_{s1}$	– Frequência de amostragem (malha de corrente)
$f_{s2}$	– Frequência de amostragem (malha de tensão)
$G_i$	– Planta de corrente
$G_d$	– Planta de tensão diferencial
$G_v$	– Planta de tensão
$h_{AD}$	– Ganho do conversor A/D
$h_i$	– Ganho do sensor de corrente
$h_v$	– Ganho do sensor de tensão
$h_{vin}$	– Ganho do sensor de tensão de entrada
$I_L$	– Corrente no indutor
$I_o$	– Corrente de saída

$I_p$	– Corrente de pico
$K_m$	– Ganho do Multiplicador
$K_{PWM}$	– Ganho do PWM
$L$	– Indutor
$L_i$	– Indutor de entrada
$L_o$	– Indutor de saída do inversor
$m_a$	– Índice de modulação de amplitude
PI	– Proporcional Integral
PID	– Proporcional Integral Derivativo
$P_{in}$	– Potência de entrada
$P_o$	– Potência de saída
$R$	– Resistor
S	– Interruptor
$t$	– Tempo
$T_i$	– Tempo de amostragem da malha de corrente
$T_d$	– Tempo de amostragem da malha de tensão diferencial
THD	– <i>Total Harmonic Distortion</i>
$T_{s1}$	– Período de amostragem da malha de corrente
$T_{s2}$	– Período de amostragem da malha de tensão
UPS	– <i>Uninterruptible Power Systems</i>
$V_d$	– Tensão diferencial
$V_i$	– Tensão de entrada
$V_{in\text{pico}}$	– Valor de pico da tensão de entrada
$V_{i(rms)}$	– Valor eficaz da tensão de entrada
$V_L$	– Tensão no indutor
$V_o$	– Tensão de saída do barramento
$V_{out}$	– Tensão de saída do inversor
W	– Plano W

$Z$	– Domínio da amostra
$Z_o$	– Impedância de saída
$ZOH$	– <i>Zero-Order Hold</i>
$\eta$	– Rendimento
$\omega$	– Frequência em rads/s
$\Delta I_L$	– Variação de corrente no indutor
$\Delta t$	– Variação do tempo

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>23</b>
1.1	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	27
<b>2</b>	<b>DESCRIÇÃO DO CONVERSOR .....</b>	<b>29</b>
2.1	ANÁLISE QUALITATIVA.....	29
2.1.1	Modos de Operação da UPS .....	29
2.1.2	Etapas de Operação do Retificador Meia-Ponte:.....	31
A)	Primeira Etapa .....	31
B)	Segunda Etapa .....	32
2.1.3	Principais Formas de Onda.....	33
2.2	ANÁLISE QUANTITATIVA.....	36
2.2.1	Razão Cíclica.....	36
2.2.2	Ondulação de Corrente no Indutor de Entrada .....	37
2.2.3	Ondulação de Tensão nos Capacitores do Barramento de CC .....	38
2.2.3.1	Ondulação de Tensão com Cargas Resistivas .....	38
2.2.3.2	Cálculo dos Capacitores do Barramento CC .....	40
2.2.3.3	Ondulação de Tensão com Inversor Meia Ponte Conectado ao Barramento .....	41
2.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	44
<b>3</b>	<b>SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO .....</b>	<b>45</b>
3.1	DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE.....	45
3.2	MODELAGEM DINÂMICA.....	47
3.2.1	Malha de Corrente .....	47
3.2.2	Malha de Tensão Total .....	49
3.2.3	Malha de Tensão Diferencial.....	51
3.3	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE .....	51
3.3.1	Compensador de Corrente .....	52
3.3.2	Filtro de Média Móvel.....	54
3.3.3	Compensador da Tensão Total .....	56
3.3.4	Compensador da Tensão Diferencial.....	59
3.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	62

<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>63</b>
4.1	SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM REDUZIDAS BANDAS PASSANTES.....	67
4.2	SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES.....	73
4.3	SISTEMA DE CONTROLE COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES E FILTROS DE MÉDIA MÓVEL .....	79
4.4	SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES .....	85
4.5	RESPOSTA DO SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO À VARIAÇÕES DE FREQUÊNCIA DE ENTRADA E SAÍDA.....	92
4.6	REVERSIBILIDADE DO RETIFICADOR DE ENTRADA .....	98
4.7	CONCLUSOES DO CAPÍTULO .....	101
<b>5</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>104</b>
5.1	DEFINIÇÃO DAS CARGAS DE TESTE.....	104
5.2	SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM REDUZIDAS BANDAS PASSANTES.....	107
5.2.1	Ensaio com Cargas Resistivas .....	107
5.2.2	Ensaio com Cargas Não Lineares .....	110
5.3	SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES.....	113
5.3.1	Ensaio com Cargas Resistivas .....	113
5.3.2	Ensaio com Cargas Não Lineares .....	116
5.4	SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES .....	119
5.4.1	Ensaio com Cargas Resistivas .....	119
5.4.2	Ensaio com Cargas Não Lineares .....	121
5.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO .....	124
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS.....</b>	<b>127</b>
<b>7</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS.....</b>	<b>129</b>
	<b>APÊNDICE A – PROTÓTIPO IMPLEMENTADO.....</b>	<b>134</b>
A.1	VISÃO GERAL DO CIRCUITO IMPLEMENTADO.....	134
A.2	PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS .....	135

A.3	IMPLEMENTAÇÃO DO <i>SOFTWARE</i> .....	138
A.4	CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO .....	140
A.5	CIRCUITO DE POTÊNCIA .....	144
A.5.1	Circuitos de acionamento .....	145
A.5.2	Semicondutores .....	146
A.5.2.1	Interruptores.....	146
A.5.2.2	Diodos.....	147
<b>APÊNDICE B – ALGORITMO DE COMTROLE IMPLEMENTADO NO</b>		
<b>DSP .....</b>		<b>148</b>
<b>APÊNDICE C – ARTIGO PUBLICADO NO ECCE .....</b>		<b>153</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Com o avanço da tecnologia, cada vez mais o uso de equipamentos eletrônicos faz parte do cotidiano. Esta vasta utilização trouxe consigo alguns efeitos indesejados aos sistemas de fornecimento de energia, principalmente sob os pontos de vista de qualidade de energia elétrica, conservação e aproveitamento energético.

Equipamentos eletro-eletrônicos usualmente possuem características de cargas não-lineares. Estas cargas, tais como retificadores não controlados com filtros capacitivos, introduzem harmônicos de corrente no sistema, que resultam em perdas adicionais em transformadores, máquinas elétricas e capacitores, ruídos e vibrações mecânicas adicionais em motores elétricos, redução da vida útil de equipamentos e do tempo médio entre falhas, distorção na forma de onda da tensão, entre outros impactos negativos.

À medida que estes efeitos se somam, surge a necessidade de desenvolver sistemas com elevados rendimentos energéticos e que consumam energia elétrica com alto fator de potência. Estas necessidades resultaram no estabelecimento de programas, normas e resoluções, nacionais e internacionais [1]-[4], que determinam índices mínimos de qualidade para o consumo de energia elétrica de equipamentos elétricos e eletrônicos.

Visando satisfazer as exigências previstas nestas normas e resoluções, técnicas corretivas e preventivas têm sido desenvolvidas para a correção do fator de potência, minimizando os efeitos danosos ocasionados por cargas não lineares.

Soluções corretivas normalmente são utilizadas quando existe um ou mais equipamentos que injetam harmônicos de corrente na rede elétrica. Neste tipo de solução, os efeitos ocasionados por estes equipamentos são minimizados com a inserção de filtros. Destaca-se a utilização de filtros passivos, ativos ou híbridos, em série ou paralelo com a carga, de acordo com as características da carga e do circuito onde estão inseridos [5]-[9].

Por outro lado, soluções preventivas consistem no uso de equipamentos que já são projetados para se comportarem como cargas resistivas do ponto de vista da rede elétrica e que drenam correntes com reduzido conteúdo harmônico. Neste tipo de solução destaca-se a inclusão de conversores pré-reguladores com elevado fator de potência no estágio de entrada da fonte de alimentação dos equipamentos eletrônicos. A utilização de pré-reguladores está bastante difundida em função da constante evolução dos componentes semicondutores e dos processadores digitais que propiciam o desenvolvimento de novas técnicas de controle e topologias com elevado fator de potência, alta eficiência e com capacidade de regulação da

tensão contínua de saída. Dentre as várias topologias existentes para pré-reguladores, o conversor *boost* destaca-se pela sua grande utilização, que por sua vez, está ligada a sua robustez, confiabilidade e ao alto rendimento atingido pelo circuito, assim como, pela variedade de topologias que derivam de seu funcionamento original [10], [11].

Ao mesmo tempo em que equipamentos eletrônicos afetam a qualidade da energia elétrica, eles também são muito susceptíveis a distúrbios existentes na rede elétrica. Nesse sentido, diversas soluções têm sido apresentadas para garantir o fornecimento adequado de energia elétrica para equipamentos eletrônicos, especialmente para cargas críticas, tais como equipamentos hospitalares, servidores de dados, entre outros. Entre essas soluções destacam-se as fontes ininterruptas de energia (UPS – *Uninterruptible Power Systems*) [12], [13].

Entre os diferentes tipos de UPS, as de dupla conversão têm sido largamente utilizadas, pois apresentam inúmeras vantagens, como:

- (i) tensões de saída com baixa THD (*Total Harmonic Distortion*) podem ser sintetizadas, com amplitude e frequência independentes dos seus respectivos valores de tensão de entrada;
- (ii) tempo de transferência nulo pode ser obtido quando a rede elétrica falha; e
- (iii) é possível obter um fator de potência elevado na entrada.

Atualmente, UPSs de dupla conversão isoladas estão sendo substituídas por UPSs semelhantes, mas sem transformador, para aplicações de baixa potência [14]. Embora UPSs sem transformador não tenham isolamento galvânica entre a fonte de alimentação e a carga, a eliminação do transformador de isolamento resulta em uma solução compacta, eficiente e de baixo custo para certas cargas. Entre muitas topologias sem transformador, a UPS de dupla conversão apresentada na Figura 1 tem atraído atenção para baixos níveis de potência [22].

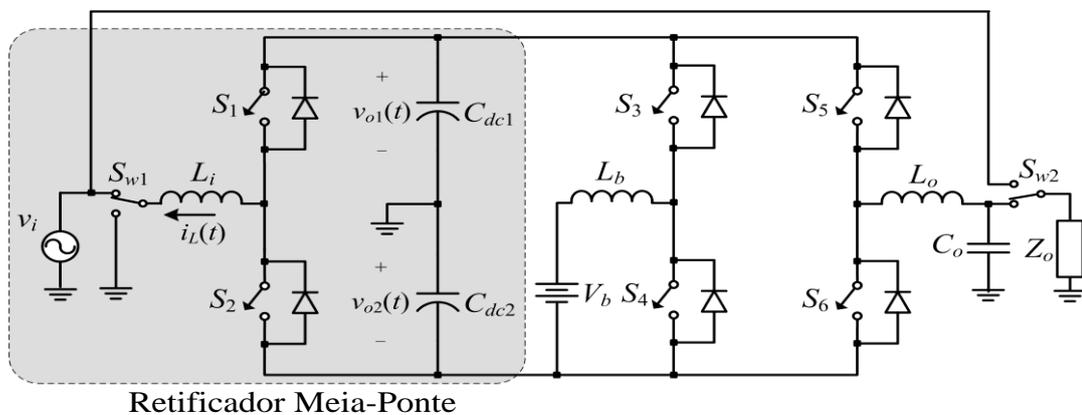


Figura 1: UPS monofásica não isolada de dupla conversão.

Essa UPS é composta por um retificador meia ponte, um conversor bidirecional abaixador/elevador para carga e descarga de um banco de baterias e um inversor meia-ponte para fornecer energia para uma carga crítica. Essa configuração possui neutro comum entre a entrada e a saída e um número pequeno de interruptores. Porém, os semicondutores deste circuito são submetidos a tensões mais elevadas quando comparados a circuitos baseados em configurações ponte-completa, considerando os mesmos níveis de tensão de entrada/saída.

Somado a estas características, o conversor meia-ponte de entrada pode operar como um conversor pré-regulador com elevado fator de potência. Dessa forma, a UPS melhoraria a qualidade de energia tanto do ponto de vista da carga crítica quanto da rede elétrica. Para tanto, o sistema de controle do retificador deve manter a corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de entrada, regular a tensão do barramento CC no valor desejado e manter equilibradas as tensões nos capacitores que formam o barramento CC.

Para o funcionamento deste circuito são necessárias pelo menos duas malhas de controle, sendo uma malha rápida para sintetizar uma corrente de entrada senoidal e uma malha de tensão para regular a tensão do barramento. A banda passante da malha de tensão é limitada a frequências inferiores que a menor frequência de ondulação da tensão do barramento CC, para sintetizar uma corrente de entrada com baixa THD e, portanto, manter o fator de potência próximo à unidade [16] – [22].

Entretanto, também é inerente ao funcionamento deste circuito o desbalanceamento nas tensões dos capacitores que compõem o barramento CC, surgindo uma tensão diferencial entre os capacitores do barramento CC, [23] - [25]. Cargas desequilibradas ou não idealidades no circuito podem gerar tensões diferentes sobre os capacitores do barramento CC. Uma vez que este conversor compõe o estágio de entrada de uma UPS, a diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC irá prejudicar o funcionamento do inversor de saída, afetando a tensão fornecida à carga crítica. Para evitar o desbalanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC uma terceira malha de controle é incluída ao sistema de controle, específica para eliminar a tensão diferencial no barramento CC, que é a diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC. [15], [19], [37] e [38].

De forma similar a malha de controle da tensão total do barramento CC, a banda passante da malha de controle da tensão diferencial do barramento CC deve ser inferior a menor frequência de ondulação das tensões do barramento CC para sintetizar uma corrente de entrada com reduzida distorção. Contudo, a resposta dinâmica do retificador torna-se extremamente lenta na ocorrência de distúrbios. Essa resposta transitória insatisfatória pode

causar subtensões e sobretensões no barramento CC que podem degradar o desempenho do inversor de saída.

Devido a isso, muitos trabalhos têm sido publicados na tentativa de melhorar a resposta dinâmica da malha de controle da tensão de saída de retificadores com correção do fator de potência. Várias técnicas são aplicadas ao conversor *boost*, visando minimizar os efeitos das ondulações presentes na tensão do barramento e, assim, aumentar a banda passante da malha de controle da tensão de saída [16], [17], [19], [26], [28] – [30], [33], [38], [39].

Uma técnica de controle digital bem conhecida para melhorar a resposta dinâmica da malha de tensão de conversores *boost* com correção do fator de potência é baseada na amostragem da tensão contínua de saída no dobro da frequência da rede elétrica (120 Hz), filtrando esse harmônico da amostra da tensão [26]. Contudo, as tensões sobre os capacitores do barramento CC do retificador meia-ponte, apresentado na Figura 1, têm ondulações na frequência da rede (60 Hz). Assim, seria necessário amostrar as tensões na frequência da rede, limitando significativamente a banda passante das malhas de tensão.

Outra alternativa que permite aumentar a banda passante da malha de tensão utiliza uma amostra da corrente de entrada para ser subtraída na malha de controle de tensão, minimizando os efeitos da presença das ondulações de tensão do barramento CC [28]. Mas, o desempenho desta técnica é degradado na presença de harmônicos na corrente de entrada.

Já em [30] é apresentada uma técnica que emprega um estimador das ondulações de tensão do barramento para eliminar os efeitos do segundo harmônico presente no barramento CC na malha de controle da tensão de saída. Entretanto, este circuito pode não funcionar adequadamente com a presença de harmônicos na tensão de entrada ou de ruídos e ondulações, diferentes do segundo harmônico, no barramento CC.

Por outro lado, em [19] foi inserido um filtro passa-baixas na malha de tensão de um retificador meia-ponte reversível para melhorar a resposta dinâmica da tensão contínua de saída. O sistema de controle apresentado para o retificador é composto por três malhas: uma interna de corrente, empregando controlador por histerese, uma malha externa para controle da tensão total, com um controlador PI e a inclusão do filtro passa-baixas na entrada do controlador, e outra malha para evitar o desequilíbrio de tensão entre os capacitores do barramento CC, com um controlador proporcional. Porém, a inclusão do filtro passa-baixas implica na inclusão de um pólo próximo a origem, reduzindo a resposta transitória do sistema.

Uma alternativa para o aumento das bandas passantes das malhas de tensão é a utilização de filtros rejeita-faixa (*notch*), sintonizados nas frequências de ondulação da tensão do barramento CC [25], [27]. Dessa forma, os sinais de saída dos compensadores das malhas

de tensão são essencialmente constantes, minimizando a interferência das ondulações de tensão do barramento e reduzindo a distorção na referência de corrente, mesmo com o aumento das bandas passantes das malhas de tensão. Porém, seria necessário incluir um filtro rejeita-faixa para cada frequência que se deseja rejeitar, aumentando significativamente a complexidade das malhas de tensão.

Como uma alternativa à utilização de múltiplos filtros rejeita-faixa, um filtro de média móvel foi empregado em [15] para rejeitar diversas frequências, múltiplas da frequência fundamental, na saída dos compensadores das malhas de tensão. Entretanto, todo o sistema de controle, incluindo o filtro de média móvel, foi implementado no domínio contínuo, apresentando um grande número de componentes e uma maior susceptibilidade a variações paramétricas.

Em uma tentativa de superar os problemas mencionados anteriormente, esta Dissertação de Mestrado propõe um novo sistema de controle digital para um retificador meia-ponte monofásico, que compõe o estágio de entrada de uma UPS não isolada de dupla conversão. A estratégia de controle proposta permite melhorar a resposta dinâmica das malhas de controle das tensões dos capacitores do barramento CC, sem prejudicar o fator de potência de entrada. No sistema de controle proposto, a malha de controle de corrente opera com alta frequência de amostragem, enquanto que as malhas de tensão operam com frequências de amostragem reduzidas e com filtros de média móvel digitais, para minimizar os efeitos das ondulações de tensão do barramento nas saídas dos compensadores de tensão total e diferencial. Com isso, é possível aumentar as bandas passantes das malhas de tensão, sem distorcer significativamente o sinal de referência da corrente de entrada.

## 1.1 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Essa dissertação de mestrado está organizada da seguinte forma:

No Capítulo 2 são apresentados os modos de operação da UPS sob estudo, assim como uma análise qualitativa e quantitativa do retificador meia-ponte que compõe o estágio de entrada dessa UPS e que é o foco de estudo dessa Dissertação de Mestrado. Na análise qualitativa são mostradas as etapas de operação e as principais formas de onda do retificador, enquanto na análise quantitativa são obtidas as equações necessárias para o projeto do indutor de entrada e dos capacitores do barramento CC.

No Capítulo 3 inicialmente é feita uma descrição do sistema de controle digital proposto para o retificador meia-ponte. Posteriormente, são apresentados os modelos dinâmicos obtidos, necessários para o projeto do sistema de controle.

O projeto de todos os controladores que compõem o sistema de controle proposto é mostrado no Capítulo 4.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação do sistema de controle proposto para melhorar a resposta dinâmica do retificador meia-ponte. Esses resultados são também comparados com outros obtidos com um sistema de controle convencional, tanto com bandas passantes reduzidas quanto elevadas. Esse capítulo também apresenta uma análise do sistema de controle proposto com variação da frequência da tensão de entrada.

No Capítulo 6 são mostrados os principais resultados experimentais obtidos com o sistema de controle proposto. Também é realizada uma comparação com os resultados experimentais obtidos com o sistema de controle convencional.

Por fim, no Capítulo 7, são apresentadas as principais conclusões deste trabalho, realizando uma análise sobre o projeto e o desempenho do sistema de controle proposto.

## 2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

Este capítulo tem como objetivo o estudo e descrição de funcionamento de um retificador pré-regulador, que fará parte de uma UPS não isolada, de dupla conversão, baixo custo e alta eficiência.

Neste estudo será apresentada uma descrição geral de funcionamento do retificador em cada uma de suas quatro etapas de operação. Para cada etapa serão apresentados seus circuitos equivalentes e suas principais formas de onda.

As análises qualitativa e quantitativa do conversor são apresentadas neste capítulo da seguinte forma: A seção 2.1 mostra os modos de operação da UPS monofásica não isolada de dupla conversão sob estudo assim como as etapas de operação e as principais formas de onda do retificador meia-ponte que compõe o estágio de entrada dessa UPS. Na seção 2.2 são obtidas as equações necessárias para o projeto do indutor de entrada do retificador e para avaliar as ondulações de tensão presentes nos capacitores do barramento CC.

### 2.1 ANÁLISE QUALITATIVA

Para que se possa compreender o funcionamento do retificador em meia ponte, nesta seção será realizada uma análise qualitativa do sistema sob estudo, desde os modos de operação de uma UPS, até um estudo detalhado do retificador, com suas principais etapas de operação e formas de onda do circuito, servindo como base para o correto dimensionamento dos componentes armazenadores de energia apresentados do próximo item.

#### 2.1.1 Modos de Operação da UPS

Um diagrama simplificado da UPS não isolada de dupla-conversão sob estudo foi mostrado na Figura 1, a qual composta por um retificador meia ponte, um conversor bidirecional abaixador/elevador para a carga e descarga do banco de baterias e um inversor meia ponte. O retificador possui um indutor de filtro ( $L_i$ ), dois interruptores ( $S_1$  e  $S_2$ ) e dois diodos ( $D_1$  e  $D_2$ ). O conversor bidirecional é composto de dois interruptores ( $S_3$  e  $S_4$ ), dois diodos ( $D_3$  e  $D_4$ ) e um indutor ( $L_b$ ) conectado ao banco de baterias. O inversor é composto por

dois interruptores ( $S_5$  e  $S_6$ ), dois diodos ( $D_5$  e  $D_6$ ) e um filtro LC na saída ( $L_o$  e  $C_o$ ) para minimizar os harmônicos de alta frequência da forma de onda da tensão de saída CA.

Esta UPS apresenta algumas vantagens, tais como:

- número reduzido de componentes;
- tensão reduzida do banco de baterias;
- os semicondutores podem ser implementados em um único módulo de potência;
- neutro comum entre a entrada e a saída. Deste modo, não é necessário utilizar um transformador de isolamento para implementar a chave *bypass*.

Entretanto, em função da topologia em meia ponte do inversor de saída, para o mesmo nível de tensão CA de saída, a tensão CC sobre os semicondutores deste inversor é o dobro da tensão aplicada em topologias baseadas em ponte completa, o que pode ser considerado como uma desvantagem.

Esta UPS tem dois modos principais de operação dependendo do estado da rede [57]:

- Modo Normal: ocorre quando a tensão da rede está dentro dos limites adequados. O retificador meia-ponte opera como um conversor com correção do fator de potência e também regula as tensões dos capacitores do barramento CC. O conversor bidirecional opera como conversor buck para carregar o banco de baterias. O inversor sintetiza uma tensão senoidal com reduzido conteúdo harmônico para as cargas CA.

- Modo Backup: ocorre quando a fonte CA de entrada da UPS está fora dos limites previamente configurados na UPS. Neste modo, o conversor bidirecional age como um conversor boost CC-CC para manter regulada a tensão total do barramento CC. O indutor  $L_i$  está conectado ao neutro através da chave  $S_{w1}$  e o retificador meia-ponte mantém as tensões dos capacitores do barramento CC equilibradas [58]. O inversor meia-ponte mantém a tensão de saída CA durante o tempo de descarga do banco de baterias.

Além desses dois modos principais de operação, ao ocorrer uma falha na UPS, os estados de  $S_{w1}$  e  $S_{w2}$  são modificados de tal forma que a fonte de tensão de entrada é conectada diretamente à carga.

Como destacado anteriormente, o retificador meia-ponte que compõe o estágio de entrada da UPS e opera como conversor pré-regulador com elevado fator de potência é o foco de estudo dessa Dissertação de Mestrado. Assim, nas próximas seções será apresentada uma descrição geral do funcionamento do retificador meia-ponte. A análise do retificador será realizada a partir do circuito simplificado apresentado na Figura 2, onde as cargas do retificador são representadas pelos resistores  $R_1$  e  $R_2$ .

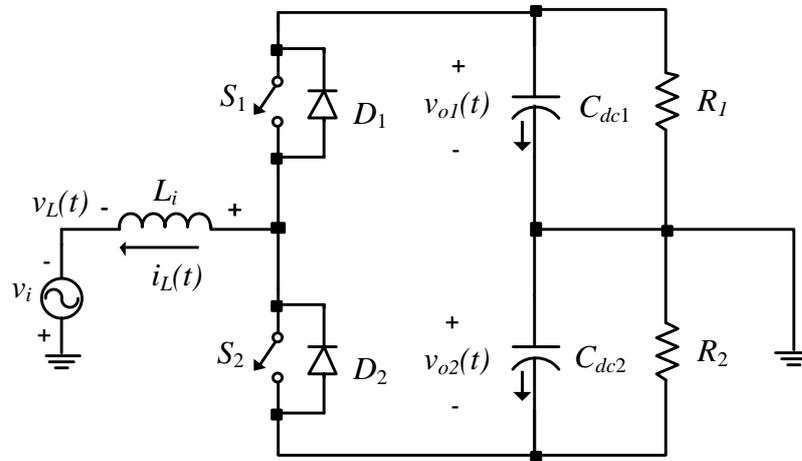


Figura 2: Circuito simplificado para análise do retificador meia-ponte.

### 2.1.2 Etapas de Operação do Retificador Meia-Ponte:

Assumindo que o retificador meia-ponte mostrado na Figura 2 opera com fator de potência unitário, o mesmo possui quatro etapas distintas de operação, sendo duas para cada semi-ciclo da rede elétrica. Em cada semi-ciclo o que diferencia as etapas são os estados dos interruptores, que operam de forma complementar. Assim, um interruptor sempre estará bloqueado enquanto o outro estiver em condução. Como as etapas são similares, a seguir serão apresentadas somente as duas etapas de operação referentes ao semi-ciclo positivo da rede elétrica.

#### A) Primeira Etapa

Nesta etapa, representada na Figura 3, o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e  $S_2$  bloqueado. A tensão no indutor é positiva e o mesmo é carregado através do interruptor  $S_1$ . A tensão no indutor é dada por:

$$v_L(t) = v_i(t) + v_{o1}(t) \quad (1)$$

Ainda durante essa etapa, o capacitor  $C_{dc2}$  fornece energia para a carga  $R_2$ .

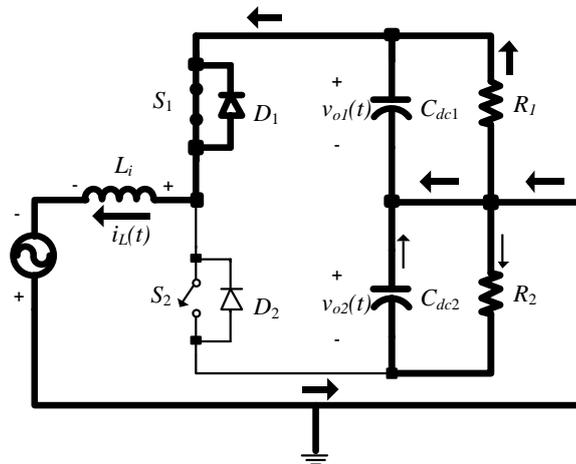


Figura 3: 1ª etapa de funcionamento.

### B) Segunda Etapa

Nesta etapa, mostrada na Figura 4, o interruptor  $S_1$  é bloqueado e  $S_2$  entra em condução. A tensão no indutor é negativa e possui a polaridade instantânea indicada na figura, sendo dada por:

$$v_L(t) = v_i(t) - v_{o2}(t) \quad (2).$$

Dessa forma, o indutor fornece energia para o capacitor  $C_{dc2}$  e para a carga  $R_2$ , enquanto o capacitor  $C_{dc1}$  permanece se descarregando através da carga  $R_1$ .

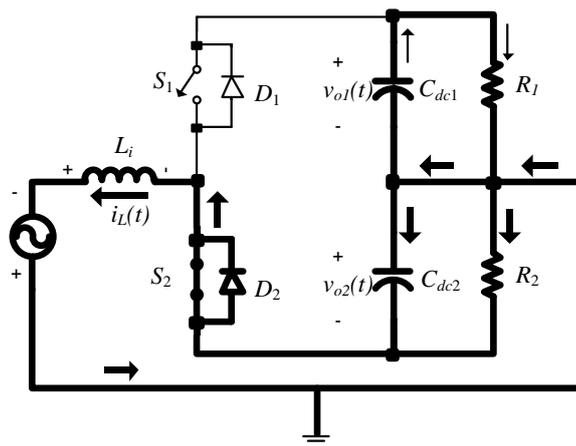


Figura 4: 2ª etapa de funcionamento.

Estas etapas se repetem sucessivamente durante o semi-ciclo positivo da rede elétrica. Durante esse semi-ciclo, percebe-se que o capacitor  $C_{dc1}$  descarrega-se em ambas as etapas, enquanto que o capacitor  $C_{dc2}$  é carregado na segunda etapa.

As etapas são similares no semi-ciclo negativo da rede elétrica, mas, devido à corrente negativa de entrada, o capacitor  $C_{dc2}$  irá se descarregar em ambas as etapas, enquanto que o capacitor  $C_{dc1}$  irá ser carregado durante uma etapa.

### 2.1.3 Principais Formas de Onda

Nessa seção são apresentadas as principais formas de onda do retificador meia-ponte operando no modo de condução contínua e considerando componentes ideais. As formas de onda apresentadas referem-se somente a duas etapas de operação, durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada. As etapas relativas ao semi-ciclo negativo não serão apresentadas, devido à semelhança e dualidade de funcionamento deste circuito para o semi-ciclo negativo da tensão de entrada.

Na Figura 5 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no indutor  $L_i$ . O tempo  $T_1$  é relativo à primeira etapa de operação, período em que o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e o interruptor  $S_2$  está bloqueado. Por outro lado,  $T_2$  é o intervalo de tempo da segunda etapa, onde o interruptor  $S_1$  está bloqueado e o interruptor  $S_2$  em condução. O período de comutação dos interruptores ( $T$ ) é a soma dos intervalos  $T_1$  e  $T_2$ . Conforme descrito na seção anterior, durante a primeira etapa de operação a tensão no indutor é positiva e a corrente cresce linearmente. Já na segunda etapa, a tensão no indutor é negativa e a corrente diminui linearmente.

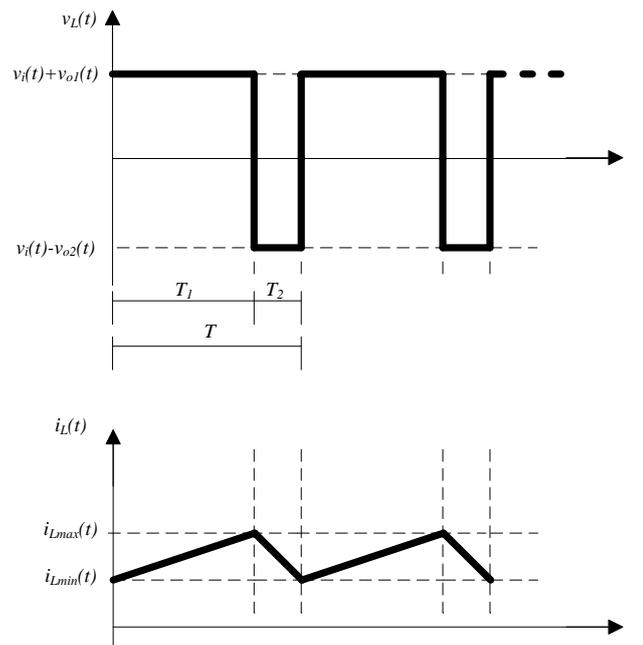


Figura 5: Formas de onda de tensão e corrente do indutor L.

É característica deste retificador o elevado nível de tensão sobre os interruptores e diodos [6], [10] e [11], referente à tensão total do barramento CC. As formas de onda de tensão sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e seus respectivos diodos em antiparalelo podem ser observadas na Figura 6.

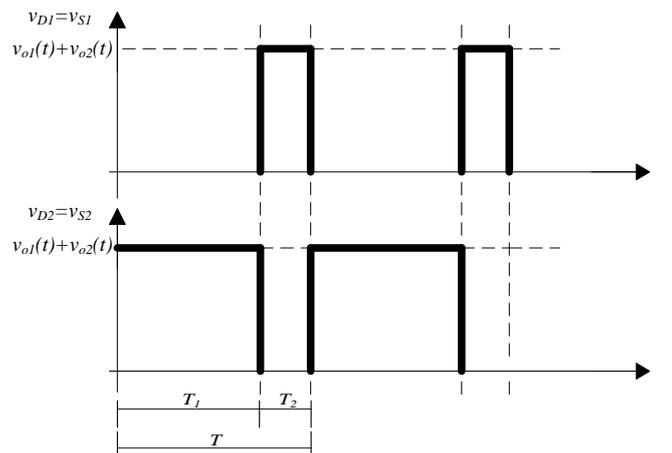


Figura 6: Formas de onda de tensão sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

A corrente que circula através dos interruptores e diodos é a mesma que circula através do indutor  $L_i$ . Considerando que o retificador opera com fator de potência unitário, durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada, a corrente no indutor flui pelo interruptor  $S_1$  na primeira etapa e pelo diodo  $D_2$  na segunda etapa, como mostrado na Figura 7. Já no semi-ciclo negativo, a corrente flui pelo diodo  $D_1$  na primeira etapa e no interruptor  $S_2$  na segunda etapa.

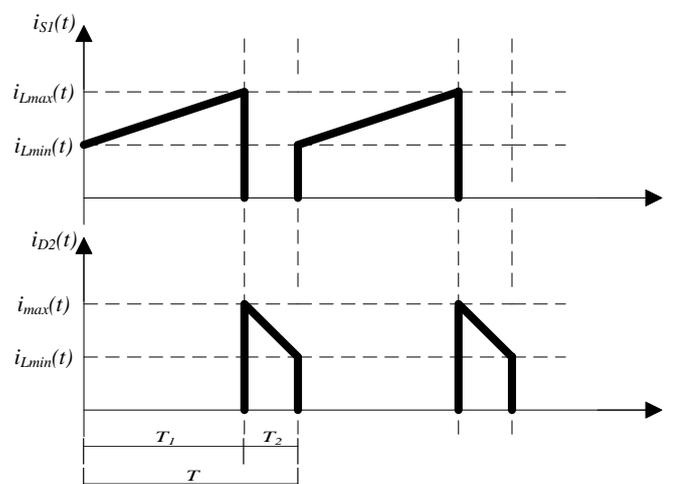


Figura 7: Formas de onda de corrente sobre o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_2$ .

As correntes sobre os capacitores do barramento também possuem formas de onda distintas para cada semi-ciclo da rede elétrica. A Figura 8 mostra a corrente através de  $C_{dc1}$  durante as duas etapas de operação no semi-ciclo positivo da tensão de entrada, indicando que esse capacitor é continuamente descarregado durante o semi-ciclo positivo.

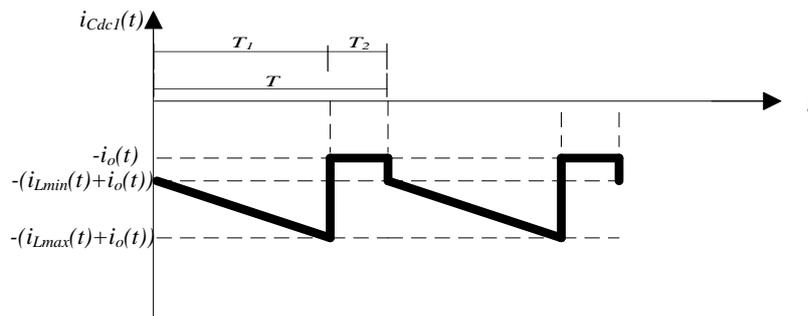


Figura 8: Forma de onda de corrente através do capacitor  $C_{dc1}$  durante o semi-ciclo positivo da rede elétrica.

A Figura 9 mostra a corrente através de  $C_{dc2}$  durante as duas etapas de operação no semi-ciclo positivo da tensão de entrada. Durante a primeira etapa o capacitor descarrega-se através da carga, enquanto que na segunda etapa ele é carregado pelo indutor e pela fonte de entrada.

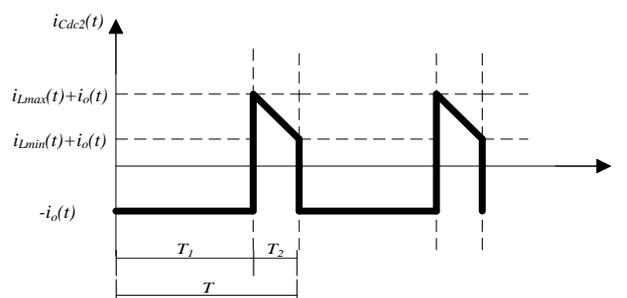


Figura 9: Forma de onda de corrente no capacitor  $C_{dc2}$  durante o semi-ciclo positivo da tensão de entrada.

Durante o semi-ciclo negativo o capacitor  $C_{dc2}$  é descarregado em ambas as etapas. Por outro lado, o capacitor  $C_{dc1}$  é carregado na primeira etapa pela energia do indutor e da fonte de entrada, enquanto fornece energia para a carga na segunda etapa.

## 2.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

Esta análise quantitativa visa apresentar as principais equações necessárias para o projeto do indutor de entrada e dos capacitores do barramento CC, assim como avaliar as ondulações de tensão presentes nesses capacitores. Os esforços de tensão e corrente nos componentes semicondutores do conversor podem ser calculados a partir da metodologia empregada em outras Dissertações de Mestrado desenvolvidas no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEPO) da UDESC [40] – [42].

### 2.2.1 Razão Cíclica

O comportamento da razão cíclica ( $D$ ) dos interruptores do retificador meia-ponte operando em regime permanente pode ser facilmente obtido a partir do balanço de fluxo magnético no indutor de entrada. Considerando que a tensão média no indutor é nula em regime permanente, tem-se que:

$$[v_i(t) + v_{o1}(t)]T_1 + [v_i(t) - v_{o2}(t)]T_2 = 0 \quad (3)$$

Definindo razão cíclica como a relação entre o tempo de condução do interruptor  $S_1$  e o período de comutação tem-se que:

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (4)$$

$$1 - D = \frac{T_2}{T} \quad (5)$$

Logo:

$$D = \frac{v_{o2}(t) - v_i(t)}{v_{o1}(t) + v_{o2}(t)} \quad (6)$$

Ainda, em regime permanente pode-se considerar que:

$$v_i(t) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (7)$$

$$v_{o1}(t) = v_{o2}(t) = \frac{V_o}{2} \quad (8)$$

onde  $V_p$  é o valor de pico da tensão de entrada e  $V_o$  é o valor total da tensão do barramento CC.

Assim, a razão cíclica pode ser expressa como:

$$D(t) = \frac{1}{2} - \frac{V_p \text{sen}(\omega t)}{V_o} \quad (9)$$

A razão cíclica também pode ser expressa a partir do índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) que representa a relação entre o valor de pico da tensão de entrada e a tensão total do barramento CC, ou seja:

$$m_a = \frac{V_p}{V_o} \quad (10)$$

Dessa forma:

$$D(t) = \frac{1}{2} - m_a \text{sen}(\omega t) \quad (11)$$

### 2.2.2 Ondulação de Corrente no Indutor de Entrada

A corrente que flui pelo indutor de entrada é caracterizada por uma forma de onda senoidal em baixa frequência, sobreposta a uma ondulação em alta frequência.

A ondulação de corrente em altas frequências pode ser aproximada por:

$$\Delta I_L = \frac{V_L \Delta t}{L_i} \quad (12)$$

Considerando a primeira etapa de operação, usando (1) e (4) tem-se que:

$$\Delta I_L = \frac{(v_i(t) + v_{o1}(t)) DT}{L_i} \quad (13)$$

Substituindo (7)-(9) em (13) obtém-se:

$$\Delta I_L = \frac{\left( V_p \text{sen}(\omega t) + \frac{V_o}{2} \right) \left( \frac{1}{2} - \frac{V_p \text{sen}(\omega t)}{V_o} \right)}{L_i f_s} \quad (14)$$

É possível demonstrar matematicamente que a ondulação de corrente é máxima para  $\omega t = k\pi$ , sendo  $k = 0, 1, 2, \dots$ , ou seja, nos instantes de cruzamento por zero da tensão de entrada. Logo, a ondulação de corrente máxima no indutor de entrada é expressa por:

$$\Delta I_{L(\max)} = \frac{V_o}{4L_i f_s} \quad (15)$$

Dessa forma, especificando-se a ondulação de corrente máxima pode-se calcular o valor da indutância. A Tabela 1 mostra as principais especificações do retificador meia-ponte com correção de fator de potência implementado no laboratório.

Tabela 1: Especificações do retificador.

Tensão de entrada	127 V <sub>rms</sub> / 60 Hz
Tensão de saída	420 V
Potência de saída	1 kW
Ondulação de corrente máxima (% da corrente de pico)	25%
Ondulação de tensão máxima (% da tensão CC no capacitor)	10%
Frequência de comutação	39,6 kHz

Baseado nessas especificações e utilizando (15), o valor calculado para o indutor de entrada é aproximadamente igual a 1 mH.

### 2.2.3 Ondulação de Tensão nos Capacitores do Barramento de CC

Visando o dimensionamento dos capacitores do barramento CC, assim como conhecer os efeitos de cargas desequilibradas e não lineares aplicadas à saída do conversor, realizou-se um estudo quantitativo para calcular a ondulação de tensão nos capacitores.

#### 2.2.3.1 Ondulação de Tensão com Cargas Resistivas

Inicialmente, utilizando o circuito simplificado mostrado na Figura 2, considerando os valores médios das variáveis em um período de comutação e aplicando a lei de *Kirchhoff* das correntes no terminal positivo do barramento, pode-se obter a seguinte expressão:

$$C_{dc} \frac{dv_{o1}(t)}{dt} + \frac{v_{o1}(t)}{R_1} + D(t)i_L(t) = 0 \quad (16)$$

onde  $C_{dc} = C_{dc1} = C_{dc2}$  e, considerando rendimento unitário e fator de deslocamento nulo, a corrente de entrada  $i_L(t)$  pode ser dada por:

$$i_L(t) = \frac{V_o}{2} \left( \frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_1} \right) + I_p \text{sen}(\omega t) \quad (17)$$

Então, substituindo (9) e (17) em (16), obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$C_{dc} \frac{dv_{o1}(t)}{dt} + \frac{v_{o1}(t)}{R_1} = - \left( \frac{1}{2} - \frac{V_p \sin(\omega t)}{V_o} \right) \left[ \frac{V_o}{2} \left( \frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_1} \right) + I_p \sin(\omega t) \right] \quad (18)$$

Resolvendo essa equação diferencial pode-se obter a expressão para a tensão sobre o capacitor  $C_{dc1}$ , dada por:

$$v_{o1}(t) = \frac{V_o}{2} + \frac{1}{2\omega R_1 R_2 C_{dc}} \left[ \left( \frac{V_o^2}{2V_p} (R_1 + R_2) + V_p (R_2 - R_1) \right) \cos(\omega t) - \frac{V_o}{4} (R_1 + R_2) \sin(2\omega t) \right] \quad (19)$$

De forma similar, pode-se encontrar a expressão para a tensão sobre o capacitor  $C_{dc2}$ , dada por:

$$v_{o2}(t) = \frac{V_o}{2} + \frac{1}{2\omega R_1 R_2 C_{dc}} \left[ \left( -\frac{V_o^2}{2V_p} (R_1 + R_2) + V_p (R_2 - R_1) \right) \cos(\omega t) - \frac{V_o}{4} (R_1 + R_2) \sin(2\omega t) \right] \quad (20)$$

Percebe-se claramente que as tensões sobre os capacitores do barramento CC apresentam ondulações na frequência fundamental e no segundo harmônico, ao conectar cargas resistivas na saída do retificador meia-ponte, mesmo que essas sejam iguais.

A tensão total do barramento CC, definida como  $v_o(t) = v_{o1}(t) + v_{o2}(t)$ , também apresenta ondulações no dobro da frequência fundamental. Contudo, somente irá apresentar ondulações na frequência fundamental para cargas diferentes, como pode-se observar na seguinte equação:

$$v_o(t) = V_o + \frac{1}{2\omega R_1 R_2 C_{dc}} \left[ 2V_p (R_2 - R_1) \cos(\omega t) - \frac{V_o}{2} (R_1 + R_2) \sin(2\omega t) \right] \quad (21)$$

Por outro lado, a tensão diferencial do barramento CC, definida como  $v_d(t) = v_{o2}(t) - v_{o1}(t)$ , apresenta somente ondulações na frequência fundamental, como pode-se verificar na seguinte equação:

$$v_d(t) = -\frac{1}{2\omega R_1 R_2 C_{dc}} \left[ \frac{V_o^2}{V_p} (R_1 + R_2) \cos(\omega t) \right] \quad (22)$$

### 2.2.3.2 Cálculo dos Capacitores do Barramento CC

Para o cálculo dos capacitores do barramento CC será assumido que as cargas resistivas conectadas no retificador meia-ponte são iguais, ou seja,  $R_1 = R_2 = R$ .

Assim, a expressão para  $v_{o1}(t)$ , dada por (19), torna-se:

$$v_{o1}(t) = \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{2\omega RC_{dc}} \left[ \left( \frac{V_o}{V_p} \right) \cos(\omega t) - \frac{1}{2} \sin(2\omega t) \right] \quad (23)$$

Além disso, como:

$$\frac{V_o}{V_p} > \frac{1}{2} \quad (24)$$

Pode-se considerar a seguinte expressão aproximada para  $v_{o1}(t)$ :

$$v_{o1}(t) \approx \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{2\omega RC_{dc}} \left[ \left( \frac{V_o}{V_p} \right) \cos(\omega t) \right] \quad (25)$$

Dessa forma, o valor aproximado da ondulação de tensão sobre cada capacitor do barramento CC, considerando cargas resistivas equilibradas, pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$\Delta v_{cc} \approx \frac{2P_o}{V_p \omega C_{dc}} \quad (26)$$

Usando as especificações apresentadas na Tabela 1 e utilizando (26), o valor calculado para o capacitores do barramento CC é 1,4 mF. Devido à disponibilidade dos componentes no laboratório optou-se por utilizar bancos de capacitores de 2 mF.

A Figura 10 apresenta um comparativo entre os resultados matemáticos obtidos para as ondulações de tensão sobre o capacitor  $C_{dc1}$ , obtidos com as expressões (23), resultante da solução da equação diferencial apresentada em (18), definida como  $v_{o1}(t)$ , e (25), que é a expressão simplificada que determina a tensão sobre um dos capacitores do barramento CC no tempo, definida como  $v_{o1\_ap}(t)$ . Os resultados obtidos são semelhantes e confirmam a possibilidade de utilização da expressão aproximada que determina as ondulações sobre as tensões de barramento

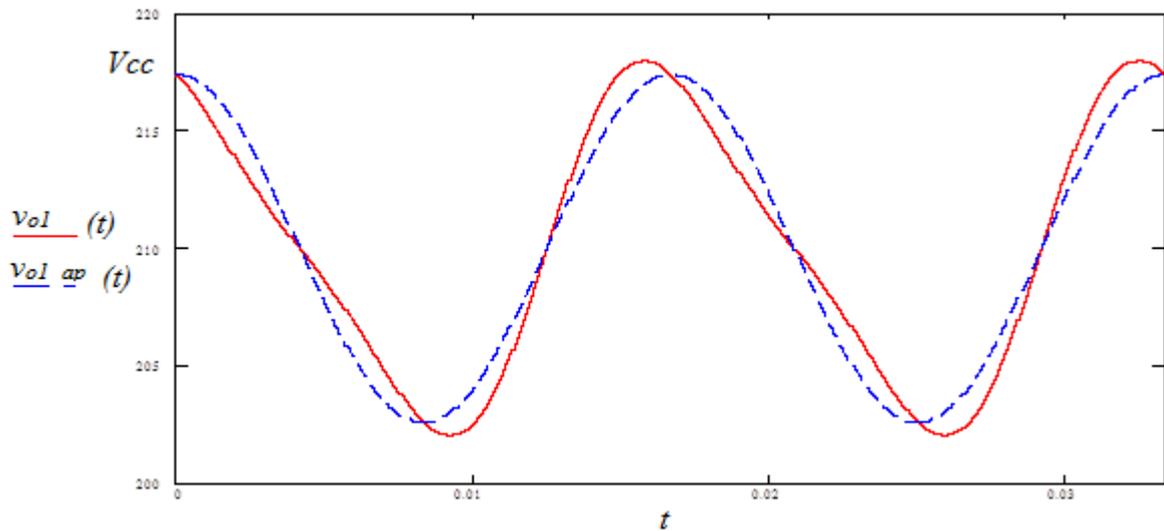


Figura 10: Comparativo entre os métodos de cálculo para as ondulações de tensão do barramento CC, sobre  $C_{dc1}$ .

### 2.2.3.3 Ondulação de Tensão com Inversor Meia Ponte Conectado ao Barramento

Na seção 2.2.3.1 foi verificado que as tensões sobre os capacitores do barramento CC apresentam ondulações na frequência fundamental e no segundo harmônico, ao conectar cargas resistivas na saída do retificador meia-ponte. Entretanto, embora o circuito equivalente simplificado com cargas resistivas possa ser utilizado para dimensionamento dos componentes do conversor e para projeto do sistema de controle, o mesmo não representa adequadamente o conversor para análise das frequências das ondulações de tensão sobre os capacitores do barramento CC. Isso se deve ao fato que um inversor meia-ponte é conectado nos capacitores que compõem o barramento CC e esse inversor pode alimentar diferentes tipos de cargas, inclusive cargas não lineares, resultando em ondulações de diferentes frequências nas tensões sobre os capacitores.

Do ponto de vista do retificador, o inversor de saída pode ser representado pela conexão de diversas fontes de corrente de diferentes frequências em paralelo com os capacitores do barramento CC, como mostrado na Figura 11.

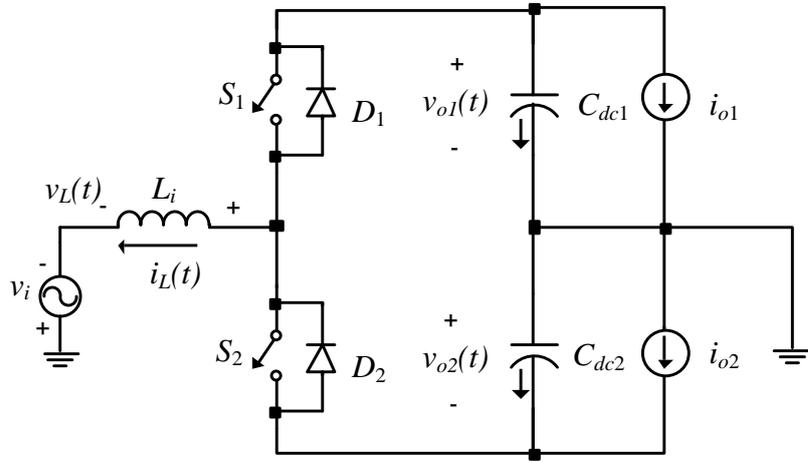


Figura 11: Circuito simplificado representando o inversor de saída através de fontes de corrente.

Assim, as correntes de carga  $i_{o1}(t)$  e  $i_{o2}(t)$ , que representam a corrente da carga conectada nos capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ , respectivamente, podem ser dadas por:

$$i_{o1}(t) = I_{dc1} + \sum_{h=1}^{\infty} I_{1,h} \text{sen}(h\omega t + \phi_{1,h}) \quad (27)$$

$$i_{o2}(t) = I_{dc2} + \sum_{h=1}^{\infty} I_{2,h} \text{sen}(h\omega t + \phi_{2,h}) \quad (28)$$

onde  $I_{dc1}$  e  $I_{dc2}$  são os níveis CC de corrente e  $I_{1,h}$  e  $I_{2,h}$  são as amplitudes do  $h$ -ésimo harmônico da corrente das cargas conectadas, respectivamente, aos capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$ .

A ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_{dc1}$  pode ser obtida resolvendo-se a seguinte equação:

$$C_{dc1} \frac{dv_{o1}(t)}{dt} + i_{o1}(t) + D(t)i_L(t) = 0 \quad (29)$$

Como se deseja avaliar a contribuição de cada harmônico de corrente na ondulação de tensão sobre o capacitor  $C_{dc1}$ , assume-se que a corrente  $i_{o1}(t)$  é composta de somente um harmônico de corrente, ou seja:

$$i_{o1}(t) = I_{1,h} \text{sen}(h\omega t + \phi_{1,h}) \quad (30)$$

Logo, substituindo (30) em (29) e resolvendo, obtém-se:

$$v_{o1}(t) = \frac{I_{1,h} \cos(h\omega t + \phi_{1,h})}{h\omega C_{dc1}} - \frac{1}{C_{dc1}} \int^t D(t)i_L(t) \quad (31)$$

A partir de (31) percebe-se que um harmônico de corrente produz uma ondulação de tensão de mesma frequência sobre o capacitor do barramento. Dessa forma, além das ondulações na frequência fundamental e no segundo harmônico produzidos pelo produto  $D(t)i_L(t)$ , o sistema de controle do retificador deve considerar a existências de ondulações em diferentes frequências, produzidas pelas cargas conectadas ao inversor de saída da UPS.

Esta análise justifica a utilização de filtros digitais de média móvel nas malhas de tensão total e diferencial, proposta desta dissertação, pois com a utilização dos mesmos as ondulações de tensão presentes no barramento CC não irão distorcer o sinal de referência da malha de controle de corrente, e, portanto, não ocorrerão distorções harmônicas na forma de onda da corrente de entrada por este motivo.

Do ponto de vista da correção do fator de potência, a utilização desta técnica permite a redução da capacitância do barramento CC, já que o sistema de controle não irá sofrer os efeitos das ondulações de tensão. Assim, o dimensionamento dos capacitores do barramento dependerá do inversor de saída e das especificações das cargas ligada ao mesmo, tal como o *hold-up time* durante uma falha na rede de distribuição de energia.

## 2.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas as principais características operacionais do conversor, onde se apresentou primeiramente o funcionamento característico da UPS sob estudo e a análise qualitativa do retificador meia-ponte que compõe o estágio de entrada da UPS, demonstrando seu circuito e cada uma de suas etapas de operação. Após, foram apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em seus principais componentes. Também foi apresentada a análise quantitativa para análise e dimensionamento dos capacitores do barramento CC e do indutor de entrada.

Na análise quantitativa pôde-se verificar a presença de ondulações de tensão sobre o barramento CC, que estas são múltiplas da frequência fundamental da rede elétrica e ocorrem em função da aplicação de carga não linear ao barramento. Também verificou-se que com a aplicação de um inversor ligado ao barramento CC, o mesmo proporciona ondulações de tensão no barramento da mesma ordem dos harmônicos oriundos da carga ligada ao inversor.

### 3 SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO

Este capítulo apresenta o sistema de controle digital proposto para o retificador meia-ponte monofásico que compõe o estágio de entrada da UPS não isolada de dupla conversão mostrada na Figura 1. A seção 3.1 descreve o sistema de controle digital proposto, enquanto a seção 3.2 apresenta os modelos dinâmicos necessários para o projeto dos controladores. Por fim, a seção 3.3 mostra um exemplo de projeto para o sistema de controle proposto.

#### 3.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

O retificador meia-ponte que compõe o estágio de entrada da UPS mostrada na Figura 1 deve operar como conversor pré-regulador com elevado fator de potência. Dessa forma, o sistema de controle do retificador deve atender as seguintes especificações:

- Sintetizar uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica;
- Regular a tensão total do barramento CC no valor desejado;
- Manter as tensões nos capacitores que formam o barramento CC iguais.

Para atender estas especificações, o sistema de controle proposto, apresentado na Figura 12, é composto por três malhas de controle, sendo uma malha interna de corrente e duas malhas externas de tensão.

A malha interna de corrente controla os interruptores de modo que a forma de onda da corrente de entrada seja senoidal ou proporcional à tensão da rede, obtendo um fator de potência próximo da unidade. O compensador de corrente  $C_i(z)$  deve garantir que a banda passante dessa malha seja elevada, a fim de sintetizar a forma de onda desejada para a corrente de entrada e apresentar uma rápida resposta transitória na ocorrência de distúrbios. A corrente de entrada  $i_L(t)$  é amostrada uma vez a cada período de comutação  $T_{s1} = 1/f_{s1}$  e o sensor de corrente é modelado como um ganho  $h_i$ . O sinal de referência da malha interna de corrente  $i_L^*(t)$  é composto de duas componentes, os quais são produzidos pelas malhas de tensão.

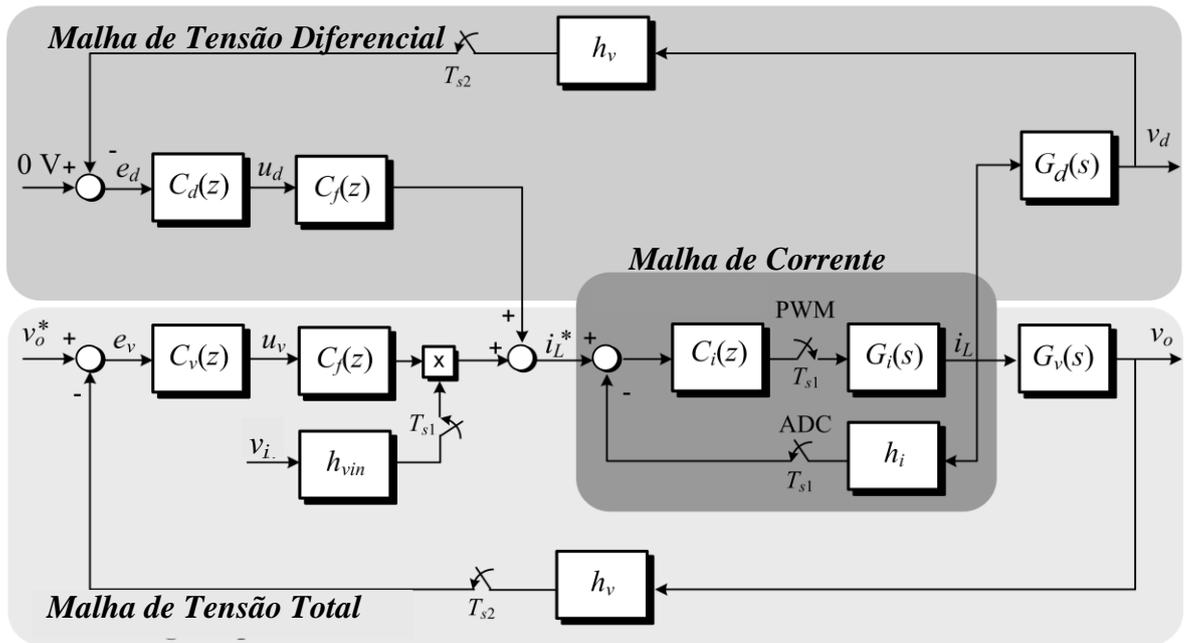


Figura 12: Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.

Uma malha de tensão regula a tensão total do barramento CC, definida anteriormente como  $v_o(t) = v_{o1}(t) + v_{o2}(t)$ , para o valor desejado da tensão de referência  $v_o^*(t)$ , a partir do ajuste da amplitude da corrente de entrada  $i_L(t)$ . Usualmente, a banda passante dessa malha de tensão é significativamente menor que a frequência da rede (usualmente menor que 10 Hz), devido a presença das ondulações de tensão nos capacitores do barramento CC [20], [25].

Portanto, para aumentar a banda passante desta malha de tensão, esta dissertação de mestrado propõe a inclusão de um filtro de média móvel digital  $C_f(z)$  [33] na saída de compensador de tensão total  $C_v(z)$ , rejeitando as ondulações de tensão múltiplas de 60 Hz medidas nos capacitores do barramento CC. A inclusão de um filtro de média móvel justifica-se, pois, como demonstrado no Capítulo 2, as ondulações de tensão nos capacitores do barramento CC podem apresentar componentes de frequência que são múltiplos inteiros da frequência fundamental, por exemplo, quando o inversor conectado ao barramento alimenta uma carga não linear.

As tensões do barramento são amostradas em um período de amostragem  $T_{s2} = 1/f_{s2}$  maior do que o da malha de corrente, para reduzir o número de amostras necessárias na implementação do filtro de média móvel digital. O sinal de saída do filtro de média móvel é multiplicado por uma amostra da tensão da rede  $v_{in}(t)$  para obter o sinal de referência para a malha de corrente em fase com a tensão de entrada. A tensão da rede  $v_{in}(t)$  é amostrada no

mesmo período de amostragem da malha de corrente ( $T_{s1}$ ), de modo que a referência de corrente  $i_L^*(t)$  é atualizada uma vez a cada período de comutação.

A outra malha de tensão deve manter as tensões nos capacitores do barramento CC iguais, ou seja, a tensão diferencial entre os capacitores do barramento CC, definida como  $v_d(t) = v_{o2}(t) - v_{o1}(t)$  deve ser igual a zero. Essa malha de tensão injeta um nível CC na referência de corrente  $i_L^*(t)$  para manter equilibradas as tensões nos capacitores, mesmo com cargas distintas conectadas aos capacitores de barramento. Similarmente à malha de tensão total, um filtro de média móvel digital  $C_f(z)$  foi incluído a essa malha para rejeitar as ondulações múltiplas de 60 Hz presentes na saída do compensador de tensão diferencial  $C_d(z)$  e, assim, permitir melhorar a resposta dinâmica.

## 3.2 MODELAGEM DINÂMICA

A modelagem foi realizada buscando as funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do retificador meia-ponte, sendo que os modelos dinâmicos obtidos nesta seção são necessários para os projetos dos compensadores das três malhas que compõem o sistema de controle digital proposto. Analisando a Figura 12, verifica-se que as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores são:

- $G_i(s)$  – função de transferência que expressa a relação entre a corrente de entrada e a razão cíclica;
- $G_v(s)$  – função de transferência que expressa a relação entre a tensão total do barramento CC e a corrente de entrada;
- $G_d(s)$  – função de transferência que expressa a relação entre a tensão diferencial do barramento CC e a corrente de entrada.

### 3.2.1 Malha de Corrente

Uma vez que as malhas de tensão mantêm reguladas as tensões sobre os capacitores do barramento CC e as mesmas são significativamente mais lentas que a malha de corrente, pode-se substituir os capacitores do barramento e as cargas por duas fontes de tensão CC com amplitudes iguais à  $V_o/2$ , como mostrado na Figura 13, para realizar o projeto do compensador da malha de corrente.

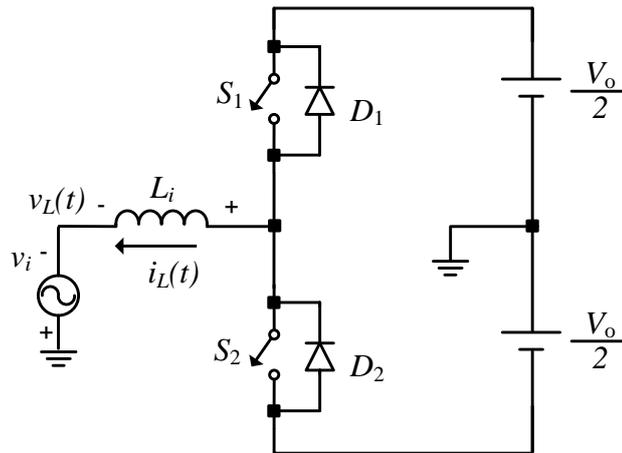


Figura 13: Circuito simplificado para análise e projeto da malha de corrente.

Considerando que  $d(t)$  é a razão cíclica do interruptor  $S_1$ , e usando a aproximação de pequenas ondulações para substituir  $i_L(t)$  e  $v_i(t)$  pelos seus valores médios em um período de comutação  $T_{s1}$ ,  $\langle i_L(t) \rangle$  e  $\langle v_i(t) \rangle$  respectivamente, pode-se obter o seguinte modelo médio para descrever a variação temporal da corrente de entrada [[6]]:

$$L_i \frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} = \langle v_i(t) \rangle + \frac{V_o}{2} [2d(t) - 1] \quad (32)$$

Então, para encontrar a função de transferência  $G_i(s)$ , assume-se que a tensão de entrada  $v_i(t)$  é constante em um período de comutação e que pequenas perturbações CA são impostas na razão cíclica e na corrente de entrada,  $\hat{d}(t)$  e  $\hat{i}_L(t)$  respectivamente, ou seja:

$$\langle i_L(t) \rangle = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (33)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (34)$$

onde:

$$|\hat{i}_L(t)| \ll I_L \quad (35)$$

$$|\hat{d}(t)| \ll D \quad (36)$$

Então, substituindo (33) e (34) em (32), considerando a hipótese de pequenas perturbações (35) e (36), e desprezando os termos CC, obtém-se o seguinte modelo CA linear:

$$L_i \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = V_o \hat{d}(t) \quad (37)$$

Portanto, a função de transferência simplificada que expressa a relação entre a corrente de entrada e a razão cíclica é dada por:

$$G_i(s) = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{V_o}{L_i s} \quad (38)$$

### 3.2.2 Malha de Tensão Total

Devido à malha interna de corrente, a fonte de tensão de entrada conectada em série com o indutor  $L_i$  pode ser substituída por uma fonte de corrente, como ilustrado na Figura 14, para encontrar os modelos dinâmicos necessários para projetar as malhas externas de tensão.

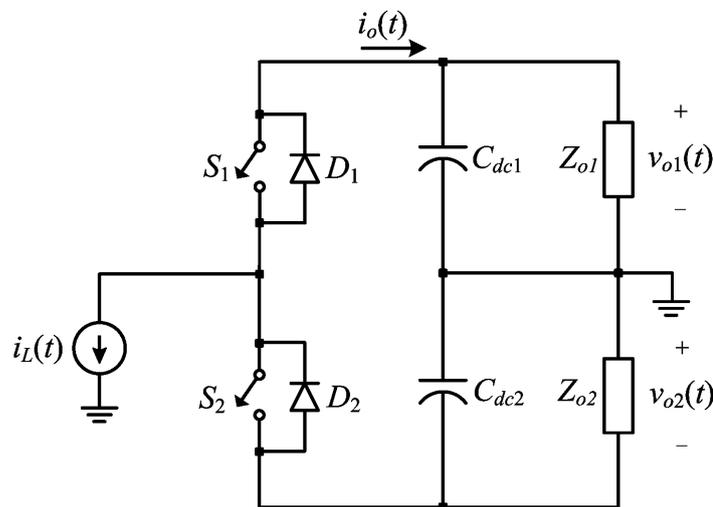


Figura 14: Circuito simplificado para análise e projeto das malhas de tensão.

Observando a Figura 14 e considerando que  $C_{dc1} = C_{dc2} = C$  e  $Z_{o1} = Z_{o2} = R$ , pode-se obter a função de transferência que relaciona a tensão total de saída  $v_o(t)$  e a corrente do lado CC  $i_o(t)$ , sendo dada por:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{2R}{RCs + 1} \quad (39)$$

A relação entre  $i_o(t)$  e  $i_L(t)$  pode ser encontrada através do balanço de potências do conversor, resultando em um modelo válido para baixas frequências.

Para a tensão nominal de operação, a corrente média de saída do conversor em um período da tensão de entrada pode ser obtida por:

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{P_o(t)}{V_o} \quad (40)$$

A relação entre a potência de saída ( $P_o$ ) e a potência ativa de entrada ( $P_{in}$ ) é dada por:

$$P_o(t) = \eta P_{in}(t) \quad (41)$$

onde  $\eta$  é o rendimento do retificador.

Além disso, considerando fator de potência unitário, a potência ativa de entrada é determinada por:

$$P_{in}(t) = \frac{V_p}{\sqrt{2}} i_{L(rms)}(t) \quad (42)$$

onde  $V_p$  é o valor de pico da tensão de entrada, o qual é considerado constante, e  $i_{L(rms)}(t)$  é o valor eficaz da corrente de entrada, o qual varia de acordo com a carga.

Substituindo (41) e (42) em (40), obtém-se:

$$\langle i_o(t) \rangle = \eta \frac{V_p}{\sqrt{2} V_o} i_{L(rms)}(t) \quad (43)$$

Ainda, lembrando que o índice de modulação de amplitude ( $m_a$ ) é definido como:

$$m_a = \frac{V_p}{V_o} \quad (44)$$

Logo:

$$\langle i_o(t) \rangle = \eta \frac{m_a}{\sqrt{2}} i_{L(rms)}(t) \quad (45)$$

Assim, a função de transferência que expressa a relação entre a tensão total do barramento CC e o valor eficaz da corrente de entrada, válida para baixas frequências, pode ser expressa por:

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{L,rms}(s)} = \frac{\sqrt{2} \eta m_a R}{R C s + 1} \quad (46)$$

As malhas de corrente e tensão atuam de forma independente no mesmo sistema de controle e o processo de integração destas malhas ocorre através de um bloco multiplicador, em que o sinal de saída do compensador da malha de tensão total é multiplicado pela amostra da tensão de entrada para gerar o sinal de referência da malha de corrente.

Uma vez que o valor eficaz da corrente de entrada foi empregado como variável de entrada da função de transferência da planta  $G_v(s)$ , o multiplicador utilizado no sistema de controle mostrado na Figura 12 pode ser modelado como um ganho  $K_m$ , dado pelo valor eficaz da amostra da tensão de entrada, ou seja:

$$K_m = V_{i(rms)} h_{vin} h_{AD} \quad (47)$$

onde  $V_{i(rms)}$  é o valor eficaz da tensão de entrada,  $h_{vin}$  é o ganho do sensor empregado para medir a tensão de entrada e  $h_{AD}$  é o ganho do conversor analógico-digital.

### 3.2.3 Malha de Tensão Diferencial

Para obter a função de transferência  $G_d(s)$ , que expressa a relação entre a tensão diferencial do barramento CC e a corrente de entrada, também se utilizou o circuito simplificado apresentado na Figura 14.

Assim, novamente considerando que  $C_{dc1} = C_{dc2} = C$  e  $Z_{o1} = Z_{o2} = R$ , os valores médios das tensões sobre os capacitores  $C_{dc1}$  e  $C_{dc2}$  em um período de comutação podem ser calculados, respectivamente, por:

$$\langle v_{o1}(t) \rangle = -d(t)Z \langle i_L(t) \rangle \quad (48)$$

$$\langle v_{o2}(t) \rangle = (1-d(t))Z \langle i_L(t) \rangle \quad (49)$$

onde  $Z$  é a impedância do circuito paralelo formado por  $R$  e  $C$ .

Uma vez que a tensão diferencial foi definida como  $v_d(t) = v_{o2}(t) - v_{o1}(t)$ , tem-se que:

$$\langle v_d(t) \rangle = Z \langle i_L(t) \rangle \quad (50)$$

Portanto, a função de transferência  $G_d(s)$  é dada por:

$$G_d(s) = \frac{V_d(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs+1} \quad (51)$$

## 3.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Nesta seção será apresentado o projeto do sistema de controle proposto, mostrado na Figura 12. Os projetos dos compensadores foi baseado no método da resposta em frequência no plano  $W$  [46]. Assim, as funções de transferência da planta, obtidas na seção 3.2, foram discretizadas e, posteriormente, convertidas para o plano  $W$ . Utilizando técnicas clássicas de projeto no domínio da frequência, obteve-se os compensadores no plano  $W$  e, após, realizou-se a discretização dos mesmos. Para a implementação dos compensadores, as funções de transferência em  $Z$  dos compensadores foram transformadas para equações diferença, possibilitando a implementação em um processador digital de sinais.

O projeto dos compensadores e filtros empregados no sistema de controle digital proposto foi realizado a partir dos parâmetros mostrados na Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros para projeto do sistema de controle.

$P_o = 1 \text{ kW}$	Potência Nominal de Saída
$V_o = 420 \text{ V}$	Tensão Nominal do Barramento CC
$V_i = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$	Tensão de Entrada Nominal
$f_1 = 60 \text{ Hz}$	Frequência da Rede
$f_s = 39,6 \text{ kHz}$	Frequência de Comutação
$f_{s1} = 39,6 \text{ kHz}$	Frequência de Amostragem (malha de corrente)
$f_{s2} = 1,2 \text{ kHz}$	Frequência de Amostragem (malha de tensão)
$C_{dc1} = C_{dc2} = 2 \text{ mF}$	Capacitâncias do Barramento CC
$L_i = 1 \text{ mH}$	Indutância de Entrada do Conversor
$h_i = 1/10$	Ganho do Sensor de Corrente
$h_v = 2/165$	Ganho do Sensor de Tensão CC do Barramento
$h_{vin} = 1/165$	Ganho do Sensor de Tensão CA de Entrada
$h_{AD} = 4096/3$	Ganho do Conversor A/D
$K_{PWM} = 1/1894$	Ganho do PWM

A seguir serão apresentados os projetos para cada uma das malhas de controle, sendo que um diagrama de blocos simplificado será apresentado para cada malha sob análise.

### 3.3.1 Compensador de Corrente

A malha de corrente deve garantir que a corrente de entrada apresente reduzida distorção harmônica e esteja em fase com a tensão de entrada, resultando em um elevado fator de potência. Para tanto, o compensador de corrente  $C_i(z)$  deve ser projetado para que a malha de corrente apresente uma elevada banda passante.

Nesse sentido, as seguintes especificações foram impostas para o projeto do compensador de corrente:

- Resposta em frequência da função de transferência em malha aberta com elevado ganho em baixas frequências para reduzir o erro em regime permanente;
- Frequência de cruzamento do ganho da resposta em frequência da função de transferência em malha aberta deve estar uma década abaixo da frequência de comutação, ou seja, em torno de 4 kHz;

- Margem de fase mínima de 45°.

Baseado nessas especificações, optou-se por empregar um compensador proporcional-integral (PI) com um pólo adicional em alta frequência, que atua como filtro para ruídos em alta frequência.

Então, para realizar o projeto do compensador  $C_i(z)$  utilizou-se o diagrama de blocos referente a malha interna de corrente, mostrado na Figura 15.

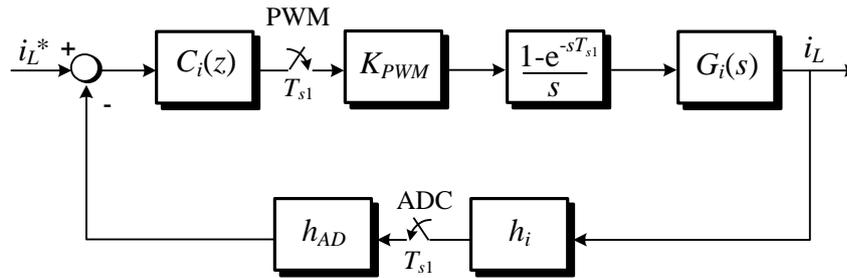


Figura 15: Diagrama de blocos da malha interna de corrente.

O modulador por largura de pulso pode ser aproximado por um amostrador retentor de ordem zero (ZOH – *Zero-Order Hold*), uma vez que a frequência de comutação é muito superior à frequência do sinal de referência [46]. Logo, a função transferência discreta de  $G_i(s)$  é dada por:

$$G_i(z) = Z \left\{ \left( \frac{1 - e^{-sT_{s1}}}{s} \right) G_i(s) \right\} \quad (52)$$

Como destacado anteriormente, o projeto do compensador  $C_i(z)$  foi baseado no método de resposta em frequência no plano  $W$  [46]. Conseqüentemente, é necessário obter a função transferência de malha aberta  $T_i(w)$  no domínio  $W$ . Para o sistema mostrado na Figura 15, essa função transferência é dada por:

$$T_i(w) = C_i(w) K_{PWM} G_i(w) h_i h_{AD} \quad (53)$$

onde:

$$z = \frac{1 + \frac{T_{s1}}{2} w}{1 - \frac{T_{s1}}{2} w} \quad (54)$$

A função transferência no domínio  $W$  do controlador PI com a adição do pólo em alta frequência é dada por:

$$C_i(w) = k_i \frac{w + \omega_z}{w(w + \omega_p)} \quad (55)$$

onde  $k_i$ ,  $\omega_z$  e  $\omega_p$  são os parâmetros a serem projetados.

Considerando as especificações impostas para a malha de corrente, obteve-se o seguinte compensador de corrente no domínio  $W$ :

$$C_i(w) = 9,885 \times 10^4 \frac{w + 6283}{w(w + 1,255 \times 10^5)} \quad (56)$$

A função transferência discreta  $C_i(z)$  é obtida usando (54):

$$C_i(z) = \frac{0,5185z^2 + 0,07538z - 0,4431}{z^2 - 0,7774z - 0,2226} \quad (57)$$

A Figura 16 apresenta a resposta em frequência da função transferência de malha aberta  $T_i(w)$  com o compensador apresentado em (56).

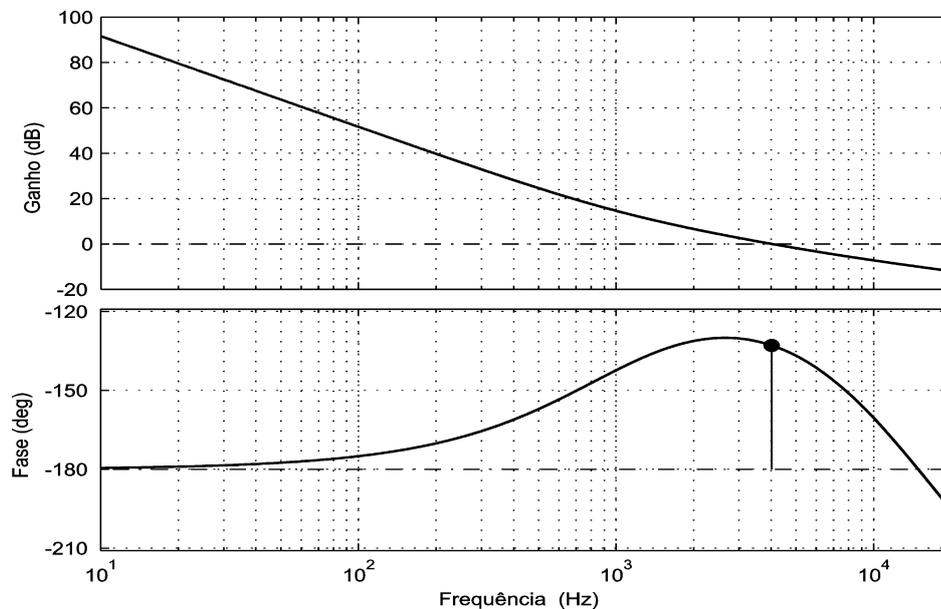


Figura 16: Resposta em frequência para a função transferência em malha aberta  $T_i(w)$  (frequência de cruzamento do ganho: 4 kHz; margem de fase:  $47^\circ$ ).

### 3.3.2 Filtro de Média Móvel

Conforme demonstrado no Capítulo 2, dependendo da carga conectada no retificador meia ponte, os capacitores do barramento CC podem apresentar ondulações de tensão com componentes de frequência que são múltiplos inteiros da frequência fundamental (60 Hz).

As ondulações de tensão presentes nas tensões do barramento distorcem o sinal de referência da malha de corrente e com isso acaba ocasionando uma elevada THD da corrente de entrada.

Como já mencionado anteriormente, as bandas passantes das malhas de controle de tensão deveriam ser bem menores que a frequência da tensão da rede para sintetizar a corrente de entrada com baixa distorção harmônica.

Uma alternativa para minimizar o impacto das ondulações de tensão na distorção da corrente de entrada é empregar um filtro *notch* para cada harmônico, aumentando a complexidade do sistema de controle. Outra opção é usar um filtro de média móvel digital [33], que promove grande atenuação para cada harmônico de ordem menor igual a  $M/2$ , onde  $M$  é o número de amostras em um período da fundamental.

O filtro de média móvel digital pode ser representado pela seguinte equação recursiva:

$$y(k) = y(k-1) + \frac{1}{M} [x(k) - x(k-M)] \quad (58)$$

onde  $x(k)$  e  $y(k)$  são os sinais de entrada e saída, respectivamente, do filtro de média móvel digital.

Assim, a função de transferência do filtro de média móvel digital é dada por:

$$C_f(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{M} \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \quad (59)$$

O projeto de um filtro de média móvel digital é extremamente simples, uma vez que é necessário definir apenas o número de amostras  $M$ . O número de harmônicos filtrados depende diretamente do valor de  $M$ . Todavia, pode-se verificar por (58) que a implementação do filtro de média móvel requer um vetor com  $M$  registradores para armazenar as últimas  $M$  amostras.

Portanto, as tensões nos capacitores do barramento CC foram amostradas a 1,2 kHz, de tal forma que os harmônicos com ordem menor ou igual a 10 foram filtrados com apenas duas operações de soma, uma multiplicação e um vetor com 20 registradores. Harmônicos de ordem superior também poderiam ser filtrados ao aumentar o número de amostras, mas as amplitudes desses harmônicos nas tensões do barramento CC não são significativas.

A resposta em frequência do filtro de média móvel projetado com  $M = 20$  é apresentada na Figura 17.

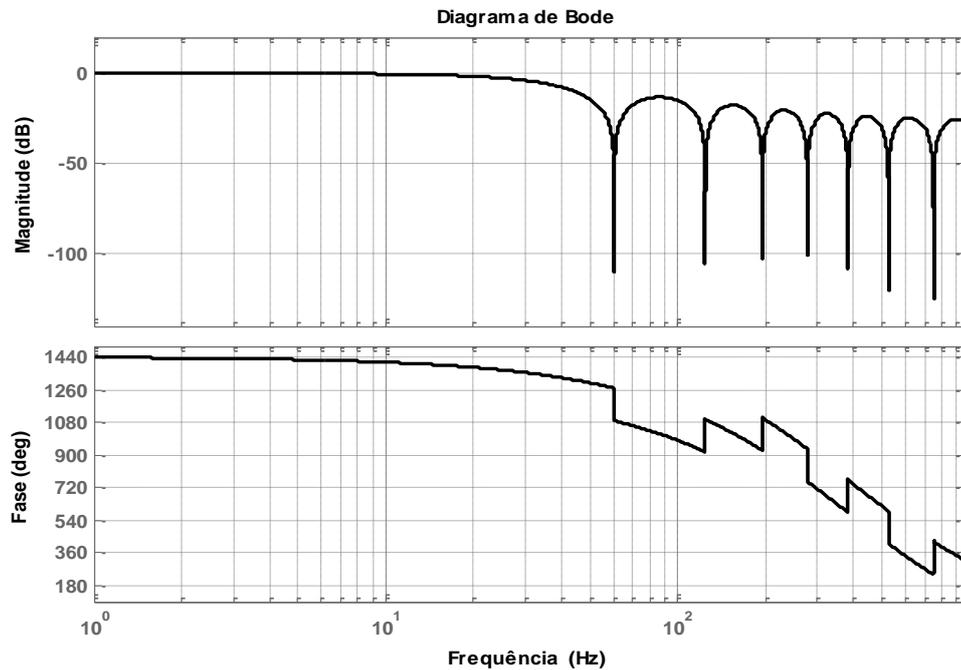


Figura 17: Ganho em dB e fase do filtro de média móvel.

Com a utilização do filtro de média móvel nas malhas de tensão total e diferencial é possível realizar seus respectivos projetos com bandas passantes elevadas, obtendo um melhor desempenho destas malhas, sem interferir na referência da malha de corrente, e, portanto, mantendo a capacidade de sintetizar a corrente de entrada de forma senoidal.

Outra vantagem da utilização do filtro de média móvel é a possibilidade de redução das capacitâncias do barramento, já que o aumento das ondulações de tensão não irá interferir no sistema de controle em função da presença do filtro de média móvel nas malhas de tensão.

### 3.3.3 Compensador da Tensão Total

A malha de controle da tensão do barramento CC tem a função de regular a tensão total do barramento, sem prejudicar o funcionamento das demais malhas do sistema de controle, principalmente da malha de controle da corrente de entrada. O controle de tensão ocorre de maneira indireta, ou seja, a tensão total do barramento é regulada através da variação da amplitude do sinal de referência da malha de corrente. Dessa forma, pode-se controlar a energia injetada nos capacitores e, conseqüentemente, a tensão total do barramento CC.

Usualmente, para não distorcer o sinal de referência da malha de corrente, a banda passante da malha de tensão seria limitada em torno de uma década abaixo da menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento CC. Assim, nesta aplicação, estaria limitada em torno de 6 Hz. Entretanto, com a utilização do filtro de média móvel para rejeitar as ondulações múltiplas de 60 Hz na saída do compensador, pode-se aumentar a banda passante da malha de controle da tensão total.

A importância da melhoria da resposta dinâmica das malhas de tensão total e diferencial se dá principalmente pelo fato de que o barramento CC irá alimentar o inversor de saída, conforme apresentado no capítulo 1. Assim, com as malhas de tensão mais rápidas também se obtém uma melhoria do desempenho dinâmico do inversor de saída, que alimentará cargas críticas.

Então, para realizar o projeto do compensador da malha de tensão total do barramento, as seguintes especificações foram impostas:

- Erro nulo em regime permanente;
- Frequência de cruzamento do ganho da resposta em frequência da função de transferência em malha aberta em 30 Hz;
- Margem de fase mínima de 45°.

Baseado nessas especificações optou-se por empregar um compensador proporcional-integral-derivativo (PID) a fim de garantir erro nulo em regime permanente e compensar o atraso de fase introduzido pelo filtro de média móvel. Além disso, como a malha de controle da tensão total é significativamente mais lenta que a malha de controle de corrente, o compensador de tensão opera com uma frequência de amostragem inferior a da malha de corrente, mais especificamente em 1,2 kHz.

Para realizar o projeto do compensador da tensão total  $C_v(z)$ , a malha interna de corrente pode ser substituída pelo ganho  $1/(h_i h_{AD})$ . Esta simplificação é válida, pois as malhas de tensão são significativamente mais lentas que a malha de corrente e o ganho da função de transferência em malha aberta  $T_i$  é elevado em baixas frequências [6]. Então, realizando essa simplificação e baseado no diagrama de blocos do sistema de controle proposto, apresentado na Figura 12, o diagrama de blocos, apresentado na Figura 18, pode ser empregado para realizar o projeto do compensador  $C_v(z)$ .

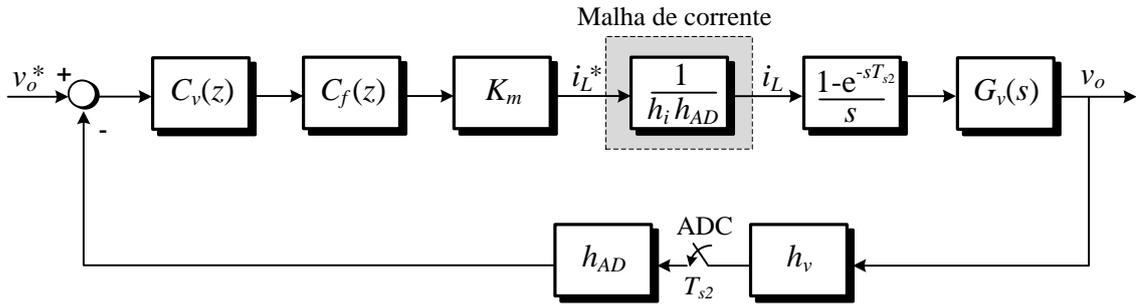


Figura 18: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão total.

Assumindo que a corrente de entrada é constante em um período de amostragem  $T_{s2}$ , pode-se encontrar a função de transferência discreta de  $G_v(s)$ :

$$G_v(z) = Z \left\{ \left( \frac{1 - e^{-sT_{s2}}}{s} \right) G_v(s) \right\} \quad (60)$$

Logo, a função de transferência em malha aberta no plano  $W$ ,  $T_v(w)$ , utilizada para projetar o compensador de tensão, é dada por:

$$T_v(w) = C_v(w) C_f(w) K_m \frac{1}{h_i} G_v(w) h_v \quad (61)$$

Considerando as especificações impostas para a malha de controle da tensão total do barramento CC, obteve-se o seguinte compensador no domínio  $W$ :

$$C_v(w) = 0,0287 \frac{(w + 38,7)(w + 67,6)}{w(w + 730)} \quad (62)$$

Usando (54), pode-se obter a função transferência discreta do compensador da malha de controle da tensão total:

$$C_v(z) = \frac{0,023z^2 - 0,044z + 0,02105}{z^2 - 1,5335z + 0,5335} \quad (63)$$

A Figura 19 apresenta a resposta em frequência da função transferência em malha aberta  $T_v(w)$  com o compensador apresentado em (62) e o filtro de média móvel.

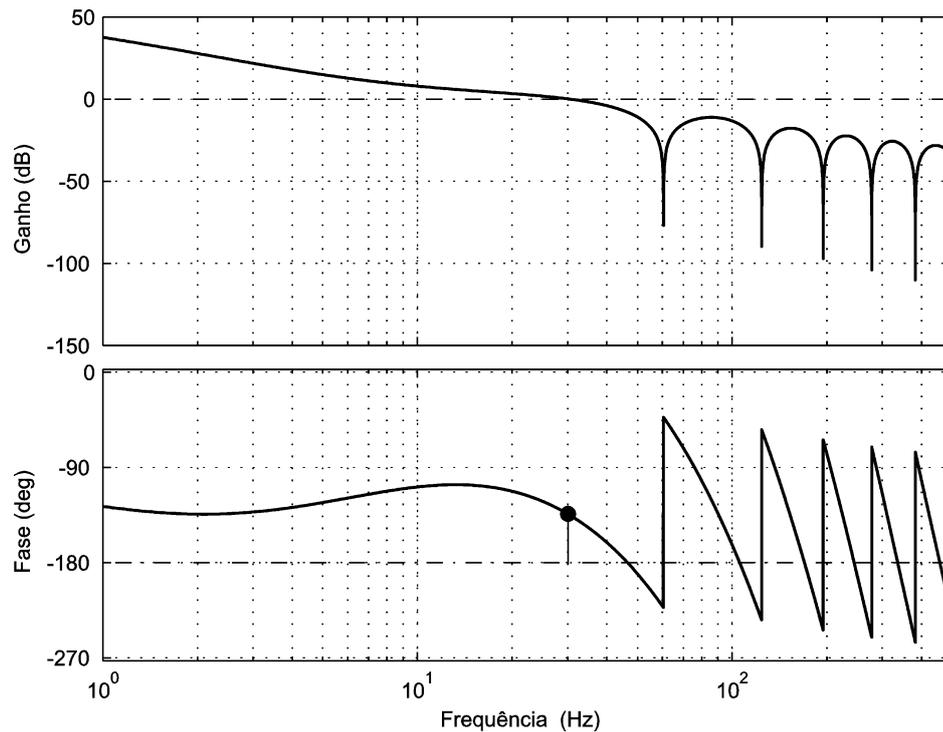


Figura 19: Resposta em frequência da função transferência de malha aberta  $T_v(w)$  (frequência de cruzamento do ganho: 30 Hz; margem de fase:  $45^\circ$ ).

### 3.3.4 Compensador da Tensão Diferencial

O compensador da malha de tensão diferencial  $C_d(z)$  deve garantir que as tensões sobre os capacitores do barramento CC sejam iguais, mesmo com a aplicação de cargas desequilibradas na saída do retificador. De forma similar ao que ocorre com a malha de controle da tensão total do barramento, o controle da tensão diferencial também ocorre de maneira indireta. Esta malha injeta um nível CC no sinal de referência da malha de corrente, fazendo que um capacitor se carregue ou descarregue mais que o outro para corrigir eventuais desequilíbrios de tensão entre os capacitores.

Também de forma similar ao controle da tensão total, a banda passante da malha de tensão diferencial deve ser significativamente menor que a menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento CC para não distorcer o sinal de referência da malha de corrente. Para superar essa limitação de banda passante também se utilizou um filtro de média móvel digital na saída do compensador  $C_d(z)$  para rejeitar as ondulações múltiplas de 60 Hz.

Assim, as seguintes especificações foram impostas para realizar o projeto do compensador da malha de tensão diferencial do barramento:

- Erro nulo em regime permanente;
- Frequência de cruzamento do ganho da resposta em frequência da função de transferência em malha aberta em 15 Hz;
- Margem de fase mínima de 60°.

Baseado nessas especificações, também optou-se por empregar um compensador PID a fim de garantir erro nulo em regime permanente e compensar o atraso de fase introduzido pelo filtro de média móvel. Além disso, a malha de controle da tensão diferencial opera com a mesma frequência de amostragem da malha de tensão total, ou seja, 1,2 kHz.

Novamente realizando a simplificação que a malha interna de corrente pode ser substituída pelo ganho  $1/(h_i h_{AD})$  [6] e considerando o diagrama de blocos do sistema de controle proposto, mostrado na Figura 12, pode-se utilizar o diagrama de blocos apresentado na Figura 20 para realizar o projeto do compensador  $C_d(z)$ .

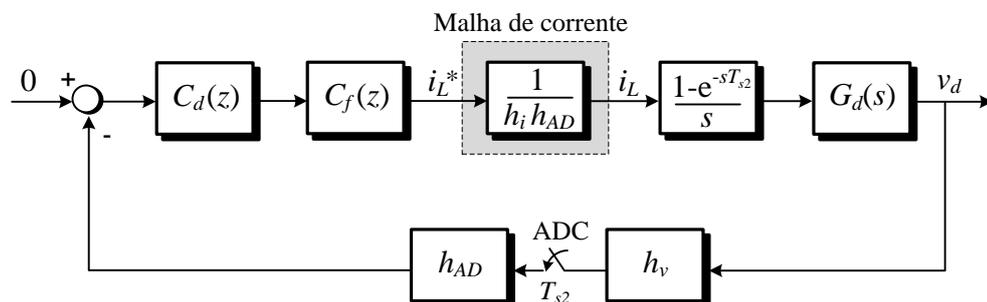


Figura 20: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão diferencial.

O projeto do compensador da malha de tensão diferencial é baseado na função de transferência em malha aberta  $T_d(w)$ , dada por:

$$T_d(w) = C_d(w)C_f(w)\frac{1}{h_i}G_d(w)h_v \quad (64)$$

Considerando as especificações impostas para a malha de controle da tensão diferencial do barramento CC, obteve-se a seguinte função de transferência para o compensador no plano  $W$ :

$$C_d(w) = 5,6 \frac{(w+31,4)(w+62,8)}{w(w+377)} \quad (65)$$

Assim, a função de transferência discreta do compensador de tensão diferencial é:

$$C_d(z) = \frac{5,031z^2 - 9,676z + 4,651}{z^2 - 1,7285z + 0,7285} \quad (66)$$

A Figura 21, mostra a resposta em frequência da função transferência em malha aberta  $T_d(w)$  com o compensador apresentado em (65).

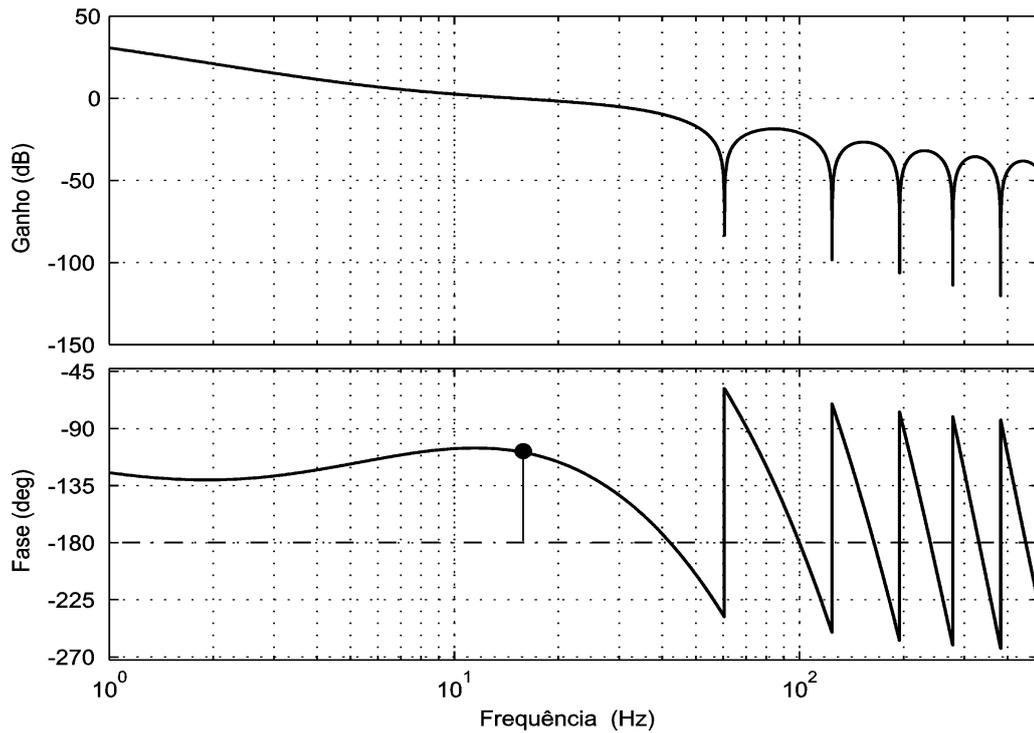


Figura 21: Resposta em frequência da função transferência em malha aberta  $T_d(w)$  (frequência de cruzamento do ganho: 15 Hz; margem de fase:  $70^\circ$ ).

### 3.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o sistema de controle digital proposto para o retificador meia-ponte que compõe o estágio de entrada da UPS. Este sistema de controle faz uso de filtros de média móvel para tornar possível o aumento da banda passante das malhas de tensão, permitindo obter uma rápida resposta transitória de saída sem prejudicar a distorção harmônica da corrente de entrada.

Os modelos matemáticos necessários para os projetos dos compensadores também foram obtidos nesse capítulo. Por fim, foi apresentada uma metodologia de projeto para o sistema de controle proposto.

A malha de corrente foi projetada com uma elevada frequência de cruzamento do ganho (4 kHz), visando a síntese de uma corrente de entrada com baixa distorção e com rápida resposta transitória. Já as malhas de tensão total e diferencial foram projetadas com frequências de cruzamento do ganho de 30 Hz e 15 Hz, respectivamente, que são valores significativamente maiores que as frequências envolvidas nos sistemas de controle convencionais, usualmente abaixo de 6 Hz. Também foi apresentado o projeto do filtro de média móvel digital, que integra as malhas de tensão, permitindo o aumento de suas bandas passantes sem a interferência no funcionamento da malha de corrente.

Os compensadores projetados e apresentados neste capítulo serão utilizados nas simulações e implementação prática do sistema de controle.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta resultados de simulações realizadas no Matlab/Simulink<sup>®</sup>, usando os parâmetros do retificador meia ponte apresentados na Tabela 2.

A estrutura de potência empregada para a avaliação do desempenho do sistema de controle digital proposto para o retificador meia-ponte consiste de um sistema retificador-inversor monofásico, ambos na configuração meia-ponte, sendo que o conversor bidirecional abaixador/elevador para carga e descarga do banco de baterias da UPS não foi incluído nas simulações. O inversor meia-ponte conectado ao barramento CC opera em malha aberta e possui os parâmetros apresentados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros do inversor meia-ponte de saída.

$P_o = 1 \text{ kW}$	Potência nominal de saída
$V_{out} = 127 \text{ V}_{\text{rms}}$	Tensão de saída nominal
$f_o = 60 \text{ Hz}$	Frequência de saída
$L_o = 700 \text{ } \mu\text{H}$	Indutância do filtro de saída
$C_o = 5 \text{ } \mu\text{F}$	Capacitância do filtro de saída
$f_s = 39,6 \text{ kHz}$	Frequência de comutação

Para realizar a simulação, dois tipos distintos de carga foram conectados na saída do inversor, sendo uma carga linear resistiva e outra uma carga não linear, do tipo retificador meia onda com fator de crista igual a 3. Os capacitores do barramento CC são igualmente descarregados ao aplicar a carga resistiva, enquanto que a conexão do retificador meia onda na saída do inversor produz uma descarga distinta nos dois capacitores do barramento CC. Além disso, a conexão desse tipo de carga não linear produz ondulações de tensão no barramento CC com frequências múltiplas de 60 Hz.

Para ambos os tipos de cargas foram realizadas simulações com carga plena e meia carga, obtendo resultados em regime permanente e no período transitório após a mudança de carga. Assim, os circuitos simplificados que mostram os dois tipos de cargas conectadas no inversor de saída são apresentados nas Figura 22 e Figura 23.

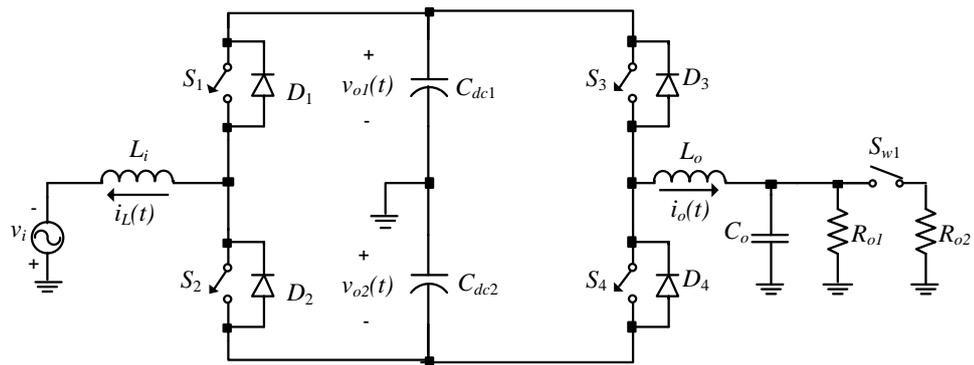


Figura 22: Circuito simplificado do sistema retificador-inversor alimentando cargas resistivas.

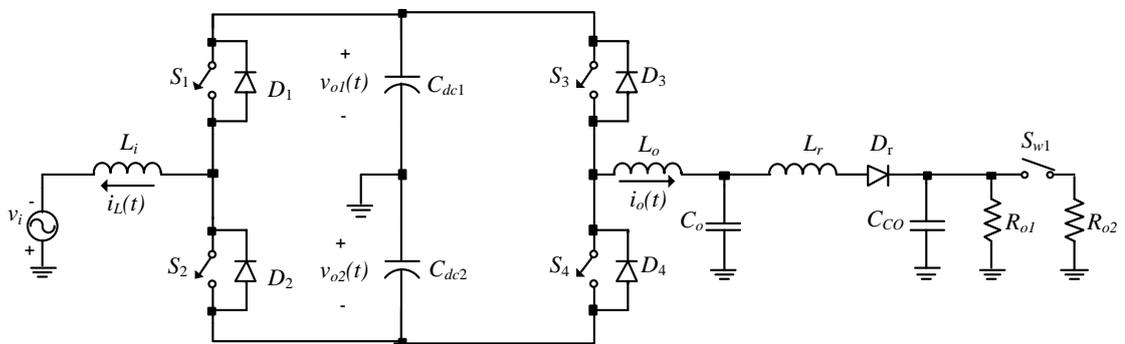


Figura 23: Circuito simplificado do sistema retificador-inversor alimentando uma carga não linear, um retificador meia onda, com cargas resistivas ligadas ao mesmo.

A Figura 24 e a Figura 25 mostram, respectivamente, os circuitos de potência e de controle implementados no *Simulink* para a realização das simulações numéricas.

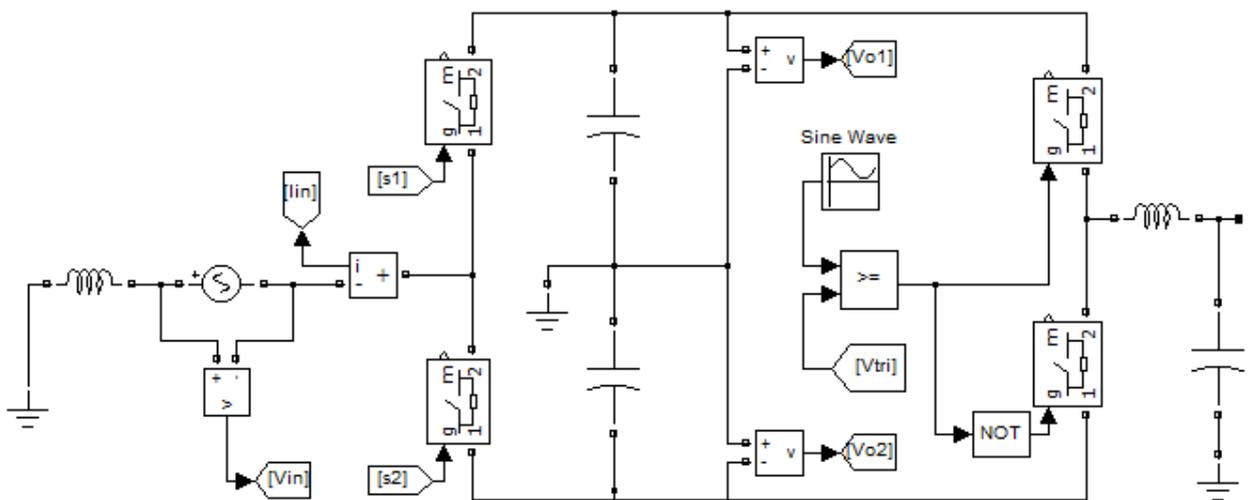


Figura 24: Circuito de potência implementado no *Simulink*.

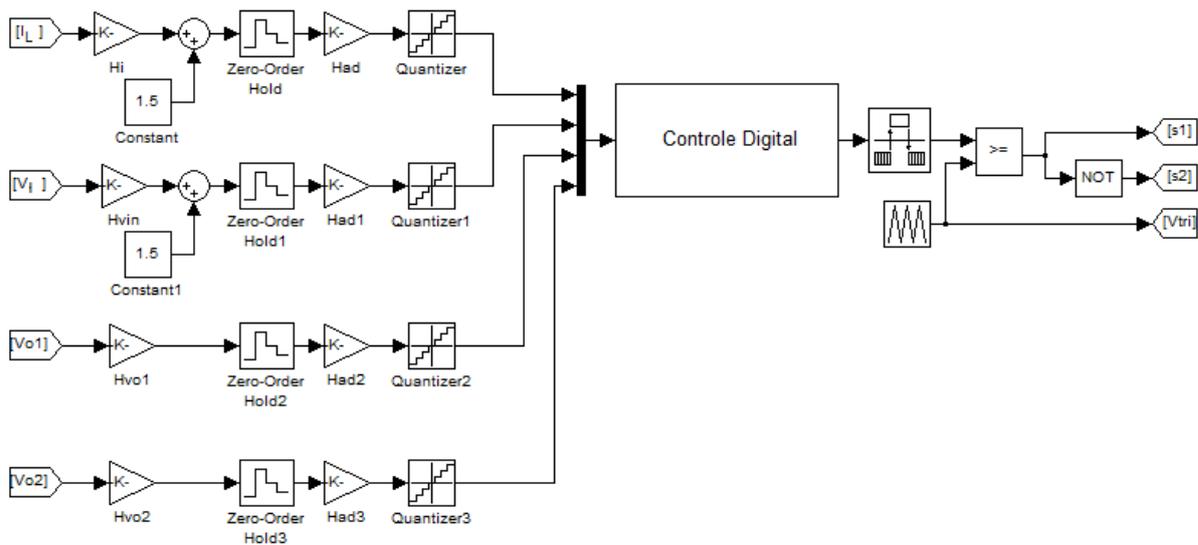


Figura 25: Circuito de instrumentação, controle e *PWM*, implementado no *Simulink*.

Os sinais  $i_L$ ,  $v_i$ ,  $v_{o1}$  e  $v_{o2}$ , provenientes do circuito de potência, são os sinais de entrada do circuito de instrumentação e condicionamento de sinais. Após o condicionamento, os mesmos são convertidos para sinais discretos no tempo através de um conversor A/D, representado no *Simulink* por três blocos em cascata: amostrador-retentor de ordem zero (*Zero Order Hold*), ganho do conversor A/D e quantizador. Os sinais discretos no tempo são os sinais de entrada do bloco de controle, que implementa o sistema de controle proposto através de um software muito similar ao posteriormente implementado no DSP para obtenção dos resultados experimentais. O sinal de saída do bloco de controle é comparado com um sinal triangular para gerar os sinais de comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  do retificador meia-ponte.

Esse circuito foi simulado com quatro sistemas de controle distintos, com o intuito de comparar o desempenho do sistema de controle proposto no Capítulo 3. Os três sistemas de controle simulados são compostos por três malhas, necessárias para realizar o controle da corrente de entrada, da tensão total do barramento e da tensão diferencial entre os capacitores. Contudo, ao contrário do sistema de controle proposto, dois dos sistemas de controle analisados não utilizam filtros digitais de média móvel na saída dos compensadores de tensão.

O primeiro método de controle simulado é um sistema de controle convencional, sem empregar filtros de média móvel digital na saída dos compensadores de tensão, com reduzidas bandas passantes para as malhas de tensão. Os compensadores de tensão foram projetados para resultar em frequências de cruzamento do ganho de 6 Hz e 2 Hz, respectivamente, para as malhas de controle da tensão total e da tensão diferencial.

O segundo método de controle apresenta a mesma estrutura do primeiro e emprega o mesmo compensador para a malha de corrente. Entretanto, os compensadores de tensão foram projetados para resultar em frequências de cruzamento do ganho de 15 Hz e 5 Hz, respectivamente, para as malhas de controle da tensão total e da tensão diferencial, resultando em uma melhor resposta dinâmica para as malhas de tensão.

O terceiro método simulado tem as mesmas características de segundo método, ou seja, os compensadores de tensão também foram projetados com frequências de cruzamento do ganho de 15 Hz e 5 Hz, respectivamente, para as malhas de controle de tensão total e diferencial, entretanto, ambos os projetos receberam a inclusão de filtros digitais de média móvel. Com isso, torna-se possível comparar o desempenho entre o segundo e o terceiro métodos simulados e a diferença de funcionamento obtida em função da inclusão dos filtros digitais.

Finalmente, a última simulação foi realizada utilizando os controladores propostos e projetados no Capítulo 3, com frequências de cruzamento do ganho de 30 Hz para a malha de tensão total e 15 Hz para a malha de tensão diferencial, e empregando filtros digitais de média móvel na saída dos compensadores. É importante destacar que o compensador da malha de corrente é o mesmo usado nos outros três sistemas de controle.

Além da definição das cargas, e métodos de controle simulados, optou-se pela padronização de limites máximos aceitáveis de ondulação das tensões médias de barramento, com esta padronização será possível avaliar o tempo de estabilização das tensões de barramento de cada método de controle experimentado. Definiu-se 2% como a taxa de variação máxima das tensões médias do barramento CC para considera-las controladas.

Por tanto, o tempo de estabilização das malhas de controle de tensão do barramento será medido a partir da aplicação de um degrau de carga até que as tensões do barramento CC atinjam no limite de + ou - 2% das tensões nominais pré-definidas e que não saiam mais deste limite, em regime permanente.

Os resultados das simulações referentes aos quatro sistemas de controle são apresentados nas seções 4.1, a 4.6, a seguir. Uma análise comparativa dos resultados é apresentado na seção 4.7.

#### 4.1 SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM REDUZIDAS BANDAS PASSANTES

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação numérica obtidos para o circuito retificador-inversor na Figura 22 e na Figura 23, utilizando um método de controle convencional. Neste método, o controlador de corrente é o mesmo aplicado aos demais sistemas de controle, e os compensadores das malhas de controle da tensão total e diferencial foram projetados para resultar em frequências de cruzamento de ganho de 6 Hz e 2 Hz, respectivamente.

Na Figura 26 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com meia carga resistiva. Pode-se observar que a corrente de entrada possui um formato aproximadamente senoidal com baixa distorção harmônica. A THD da corrente de entrada é igual à 8 %, onde a THD é calculada desprezando-se o nível CC e considerando os 100 primeiros harmônicos de corrente. Já a Figura 27 mostra as mesmas formas de onda para carga nominal resistiva, resultando em uma THD da corrente de entrada igual à 2 %.

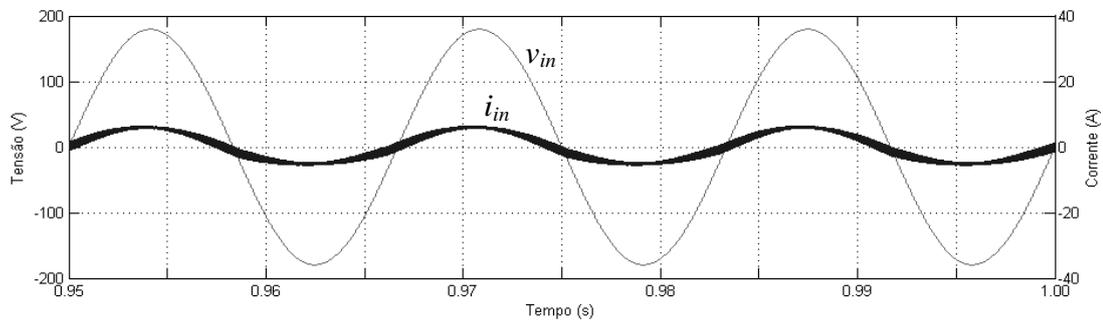


Figura 26: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva.

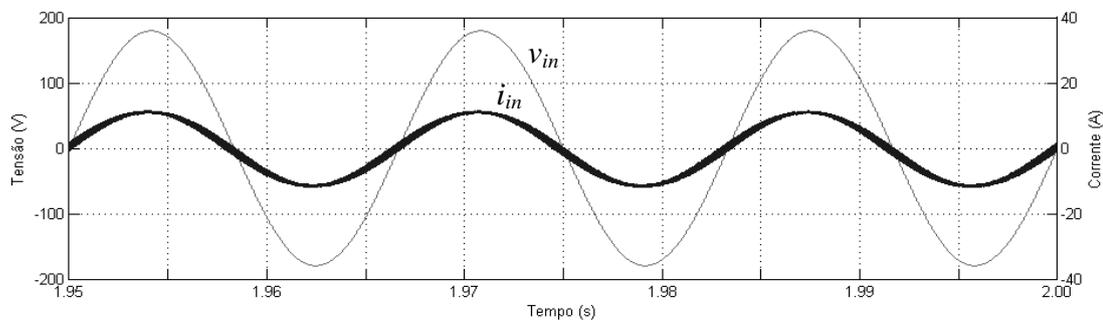


Figura 27: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

A Figura 28 e a Figura 29 mostram as formas de onda das tensões sobre os capacitores do barramento CC ao aplicar, respectivamente, 50% e 100% da carga resistiva nominal. Observa-se que as tensões estão equilibradas e, como os capacitores são submetidos às mesmas condições de carga, as ondulações possuem mesma amplitude e estão defasadas entre si de  $180^\circ$ , resultando em uma tensão total com baixa ondulação para essa condição de carga.

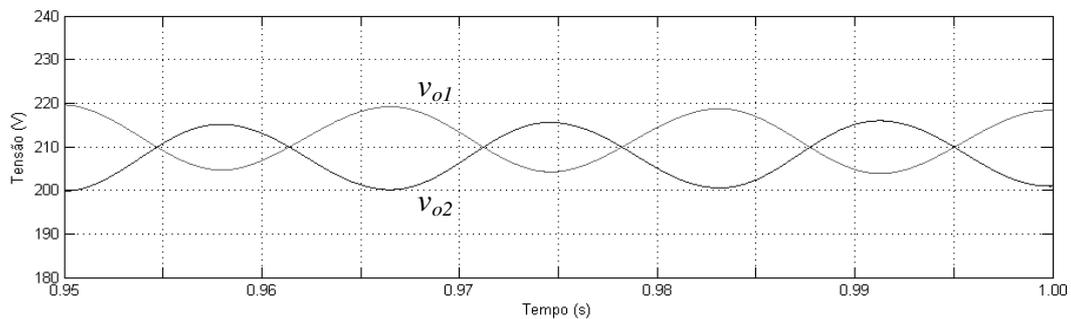


Figura 28: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva.

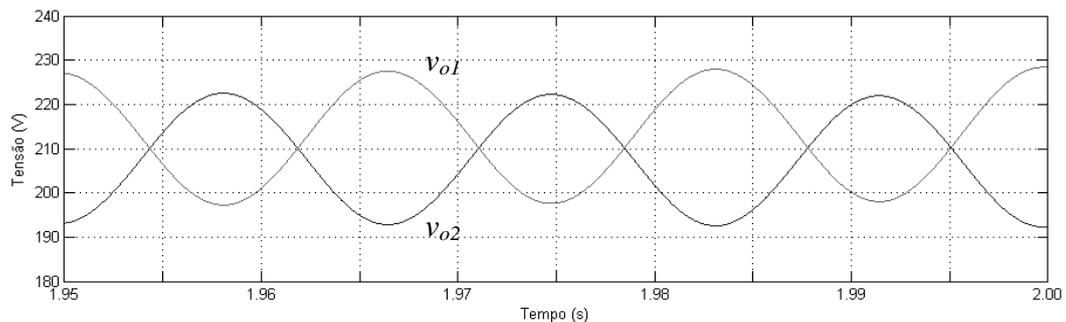


Figura 29: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

Para ilustrar a operação do sistema retificador-inversor, a Figura 30 e a Figura 31 apresentam as formas de onda de tensão e corrente na saída com 50% e 100%, respectivamente, da carga nominal resistiva aplicada ao mesmo.

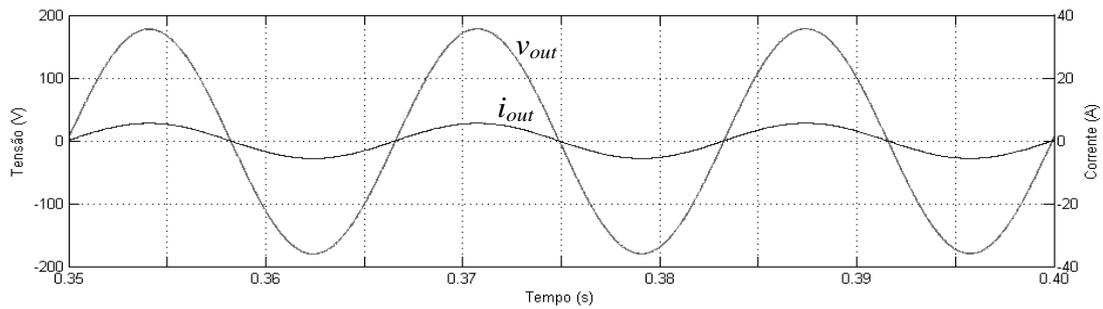


Figura 30: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.

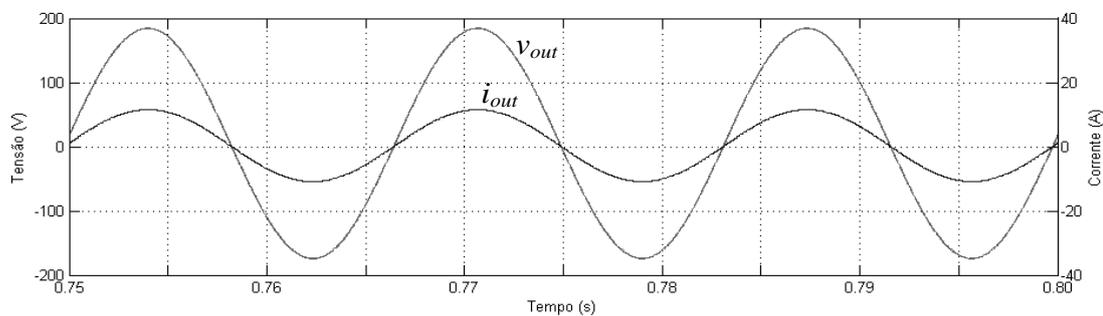


Figura 31: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva.

Após avaliar o desempenho em regime permanente, foram aplicados degraus de carga no conversor para avaliar a resposta dinâmica do sistema simulado. A Figura 32 mostra as tensões do barramento CC quando o conversor é submetido a um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva. Pode-se observar que o sistema de controle garante a regulação das tensões do barramento, porém, a resposta dinâmica é bastante lenta, com tempo de regulação das tensões de barramento maior que 1s.

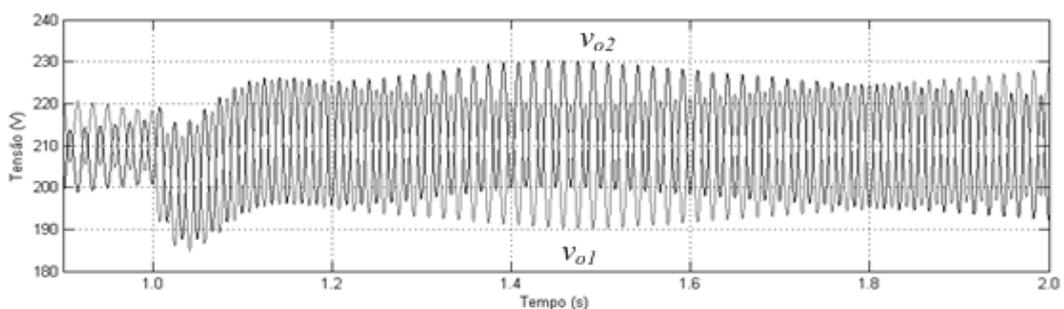


Figura 32: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

Em uma segunda sequência de simulações, as cargas lineares foram substituídas por cargas não lineares do tipo retificador meia onda, como exposto no início deste capítulo. A Figura 33 e a Figura 34 mostram as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com 50% e 100%, respectivamente, da carga não linear nominal ligada ao inversor. Nesses casos, a THD da corrente de entrada é igual à 17% e 11%, respectivamente.

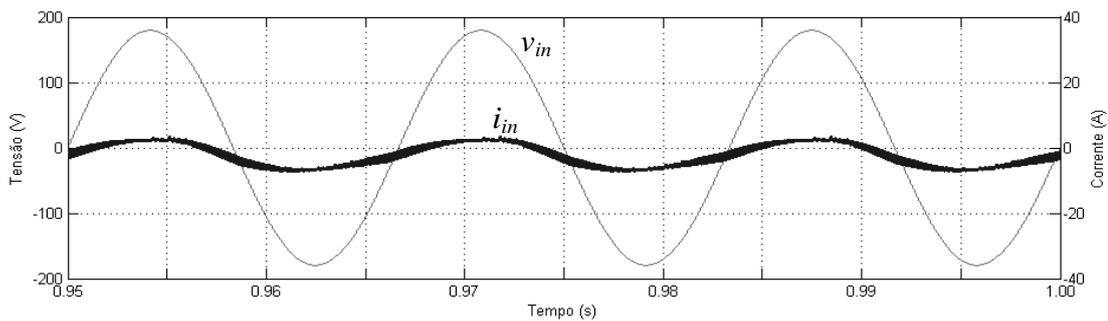


Figura 33: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal.

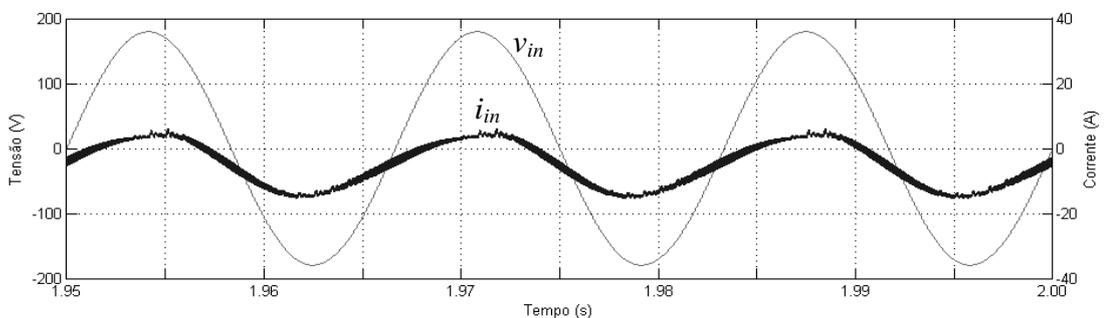


Figura 34: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

A Figura 35 e a Figura 36 apresentam as formas de onda das tensões do barramento CC ao aplicar, respectivamente, 50% e 100% da carga não linear nominal. Verifica-se que as tensões estão equilibradas e que as ondulações apresentam amplitudes diferentes, indicando que os capacitores são submetidos a condições de carga distintas (carga desbalanceada).

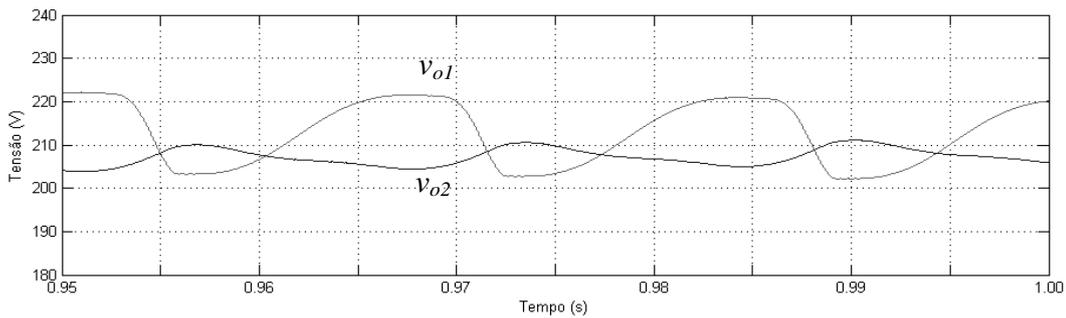


Figura 35: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal

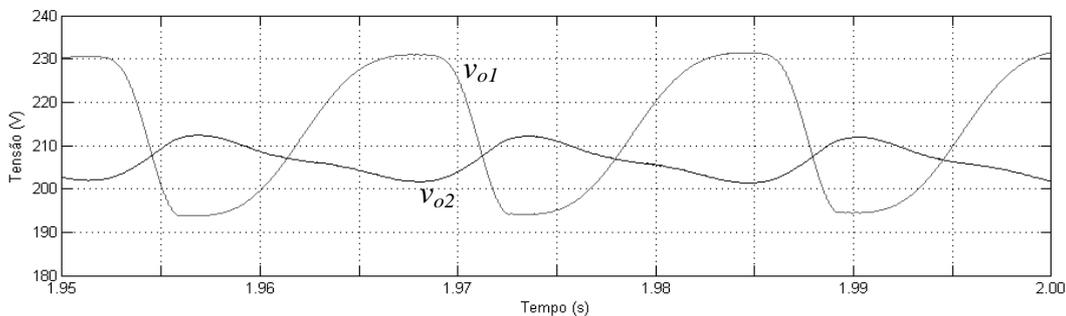


Figura 36: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

A tensão e corrente de saída para 50% e 100% da carga não linear nominal são apresentadas na Figura 37 e na Figura 38, respectivamente. Claramente se observa a não linearidade da carga e a presença de nível CC na corrente, que causa a carga desbalanceada dos capacitores do barramento. Além disso, como o inversor de saída opera em malha aberta, verifica-se uma grande distorção na tensão de saída para esse tipo de carga.

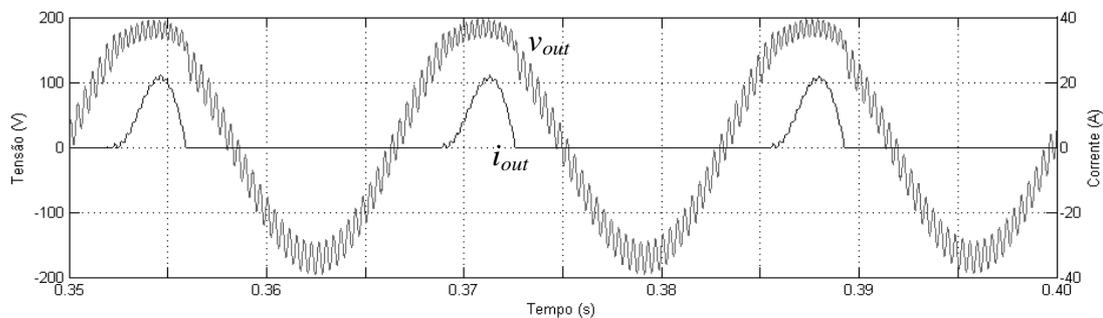


Figura 37: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal.

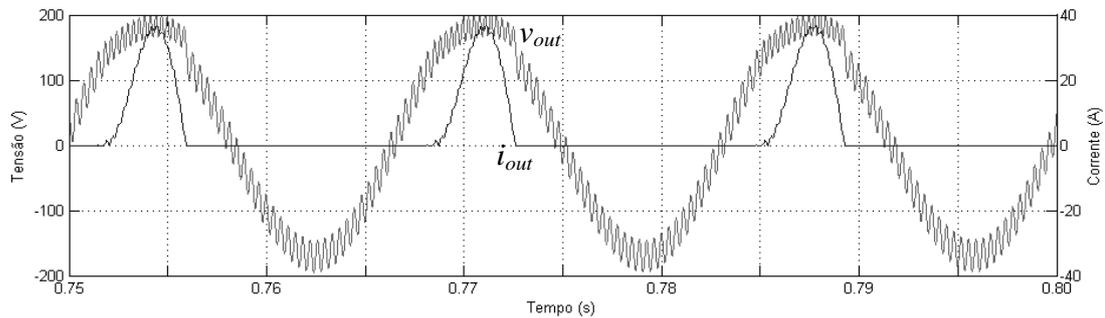


Figura 38: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal.

A resposta dinâmica das malhas de tensão pode ser avaliada a partir da Figura 39, que mostra as tensões do barramento CC para um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal. Pode-se observar que o sistema é bastante lento na regulação das tensões do barramento, levando mais que 1s, e, em função disso, ocorrem sobre e subtensões significativas durante o transitório.

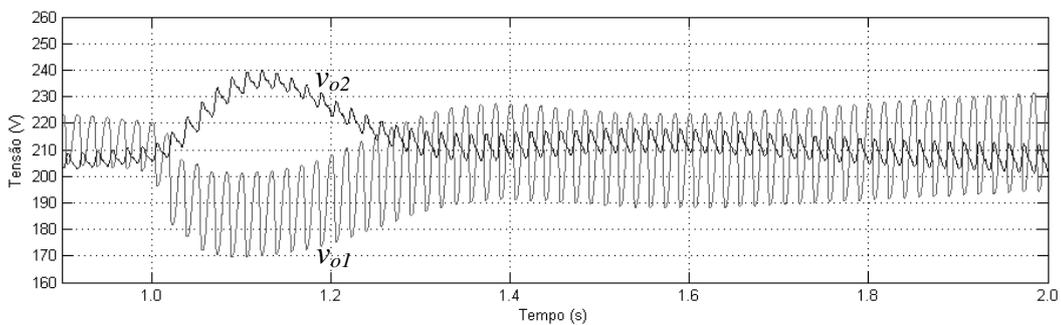


Figura 39: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.

## 4.2 SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES

Nesta seção são apresentados resultados de simulação usando o método de controle convencional com maiores bandas passantes. O controlador de corrente é o mesmo aplicado aos demais sistemas de controle, mas os compensadores das malhas de controle da tensão total e diferencial foram projetados para resultar em frequências de cruzamento de ganho de 15 Hz e 5 Hz, respectivamente.

Então, seguindo a mesma rotina de simulações para os três métodos de controle, o sistema convencional com elevadas bandas passantes foi simulado obedecendo a mesma sequência de aplicação de cargas empregada na seção anterior.

A Figura 40 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com meia carga resistiva, sendo que a THD da corrente de entrada é igual a 8 % (desprezando-se o nível CC e considerando os 100 primeiros harmônicos de corrente). Já a Figura 41 apresenta as mesmas formas de onda para carga nominal resistiva, resultando em uma THD da corrente de entrada igual a 2,5 %.

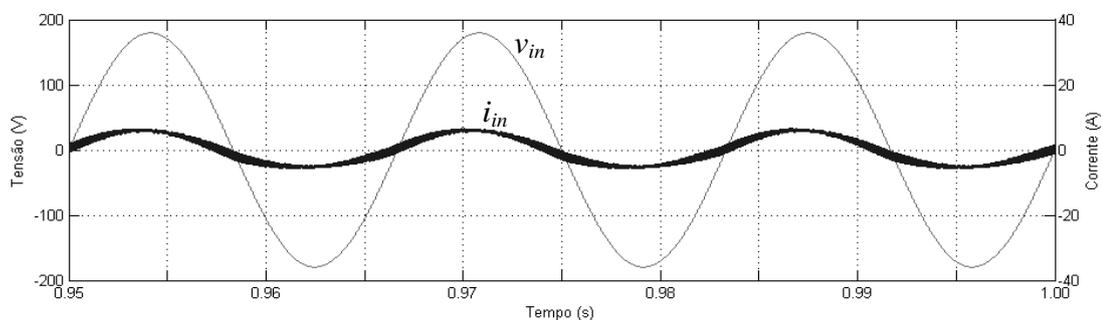


Figura 40: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva.

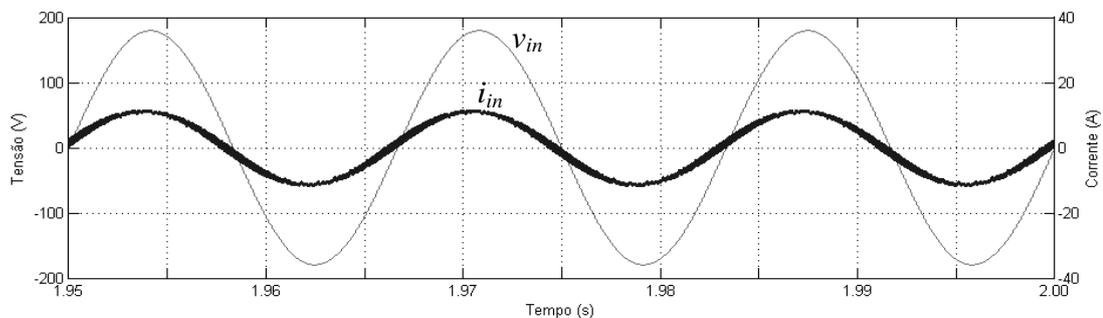


Figura 41: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

Na Figura 42 e na Figura 43 são apresentadas as tensões do barramento CC ao aplicar, respectivamente, 50% e 100% da carga resistiva nominal. Novamente, verifica-se que as tensões do barramento estão equilibradas e que, para cada caso, as ondulações possuem a mesma amplitude e estão defasadas entre si de  $180^\circ$ , produzindo uma tensão total com baixa amplitude de ondulação. Devido a isso, sintetiza-se uma corrente de entrada com baixa THD para essa carga, mesmo aumentando a frequência de cruzamento da malha de tensão total para 15 Hz.

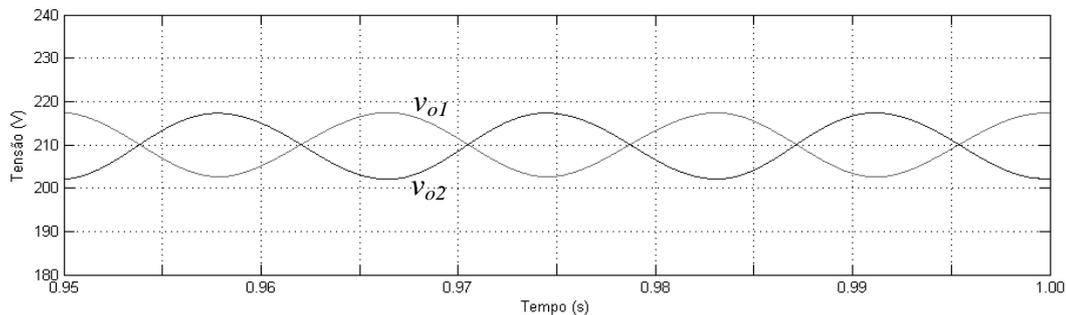


Figura 42: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva.

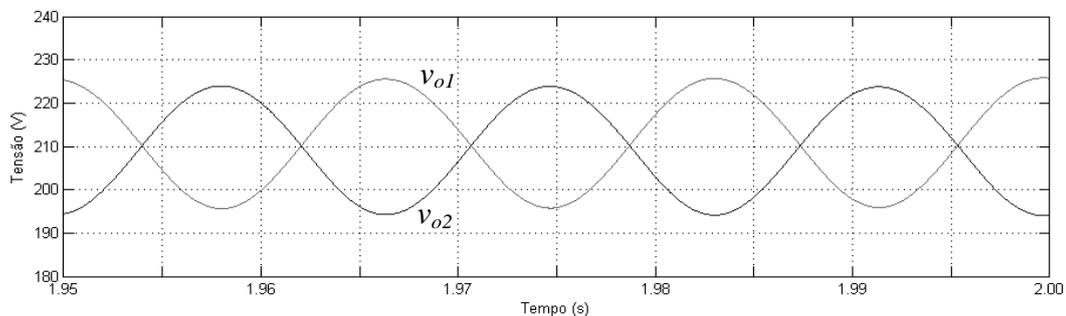


Figura 43: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

As formas de onda de tensão e corrente na saída do sistema-retificador com 50% e 100% da carga nominal resistiva conectada ao mesmo são mostradas nas Figura 44 e Figura 45, respectivamente.

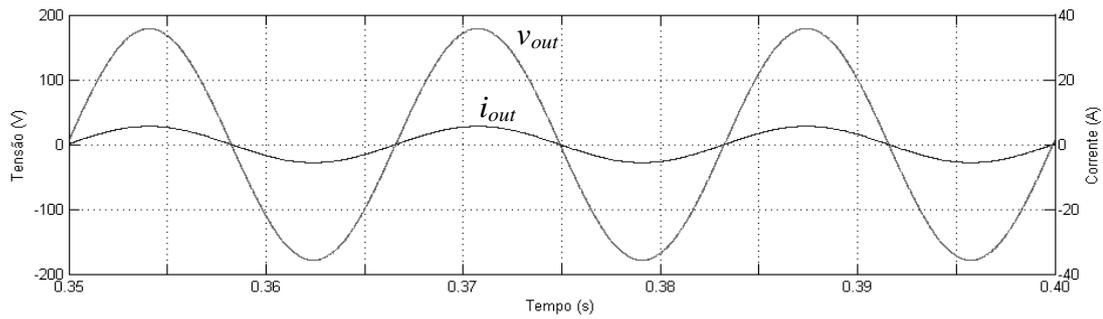


Figura 44: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.

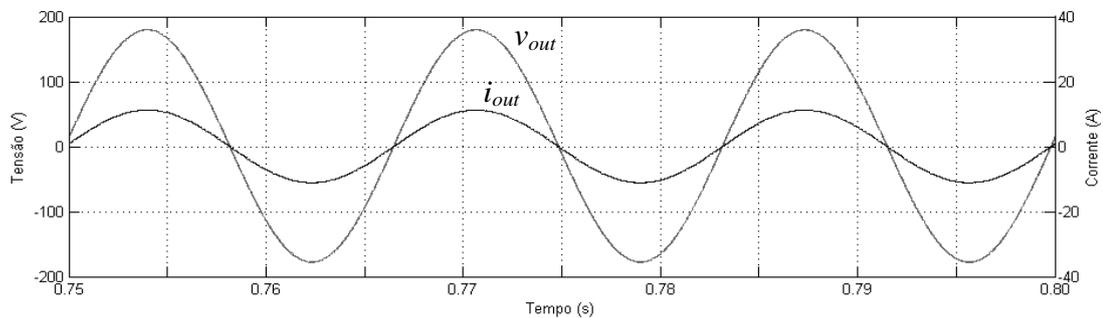


Figura 45: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva.

A resposta dinâmica das tensões do barramento CC quando o conversor é submetido a um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva é mostrada na Figura 46. Conforme esperado, o sistema de controle regula as tensões do barramento com resposta transitória mais rápida à obtida com o sistema de controle analisado na seção anterior, com bandas passantes reduzidas, com tempo de aproximadamente 30 ms.

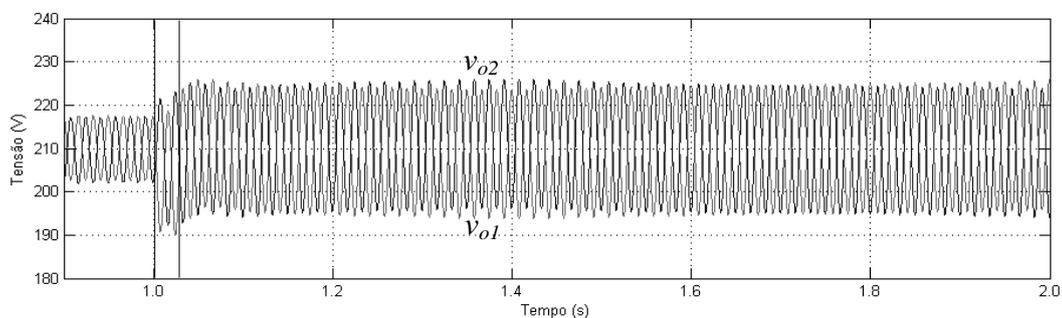


Figura 46: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

Apesar do bom desempenho desse sistema de controle com a aplicação de cargas lineares resistivas, o sistema não apresentou bons resultados com a conexão de um retificador meia onda no inversor de saída, ocorrendo distorções significativas na forma de onda da corrente de entrada. A Figura 47 e a Figura 48 apresentam as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com 50% e 100%, respectivamente, da carga não linear nominal, onde a THD da corrente de entrada é igual à 39 % e 31 %, respectivamente.

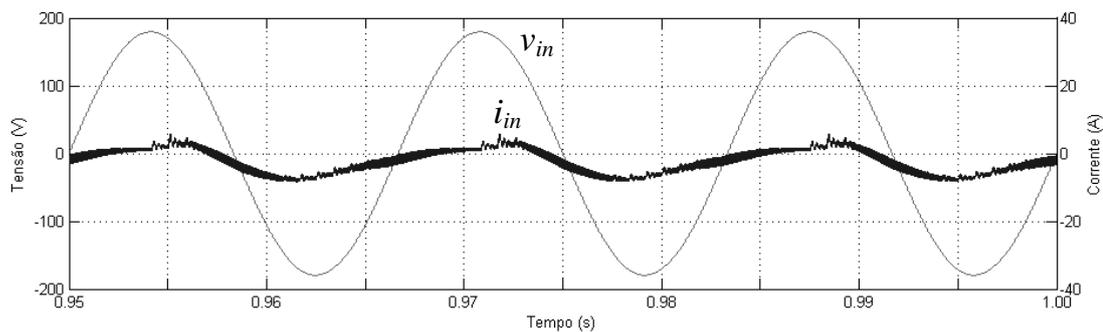


Figura 47: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal.

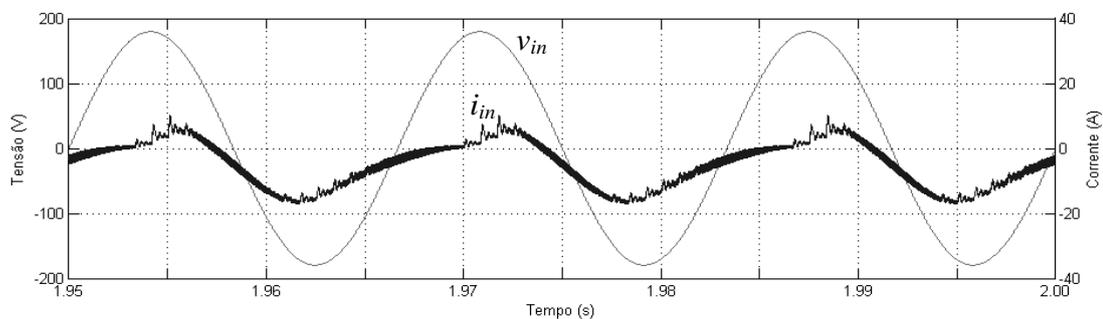


Figura 48: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

A Figura 49 e a Figura 50 mostram as tensões do barramento CC ao conectar, respectivamente, 50% e 100% da carga não linear nominal. Novamente pode-se observar que as tensões estão equilibradas e que possuem ondulações com amplitudes diferentes, indicando que os capacitores são submetidos a cargas distintas. Além disso, as tensões do barramento possuem ondulações com diferentes frequências, múltiplas de 60 Hz.

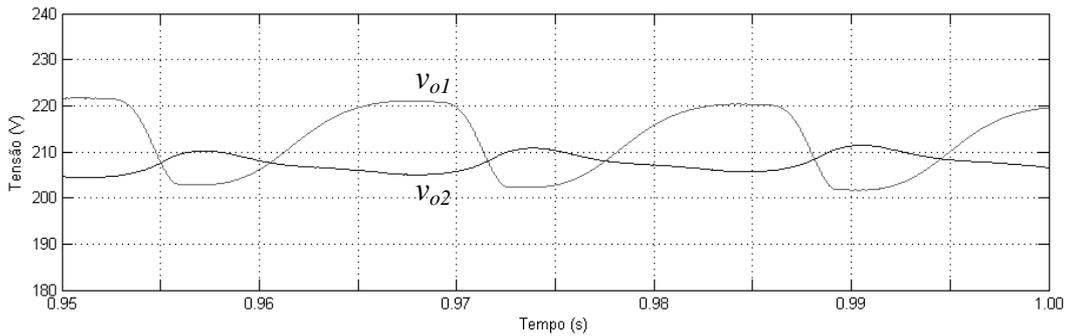


Figura 49: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal.

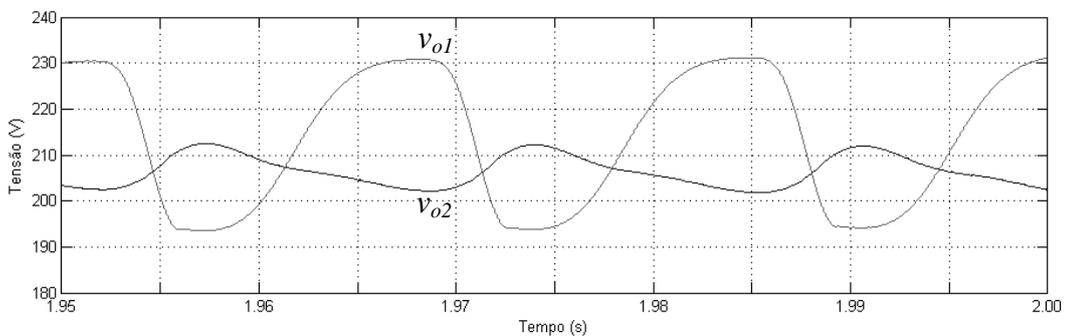


Figura 50: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

A Figura 51 e a Figura 52 mostram as formas de onda da tensão e da corrente de saída para 50% e 100% da carga não linear nominal, respectivamente. As formas de onda mostradas nessas figuras são muito similares as apresentadas na seção anterior, uma vez que o inversor opera em malha aberta e as formas de onda das tensões do barramento CC são similares em regime permanente.

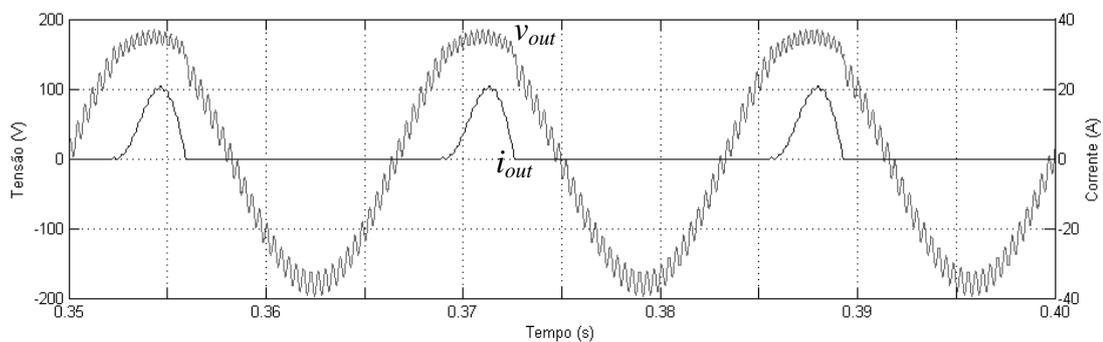


Figura 51: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal.

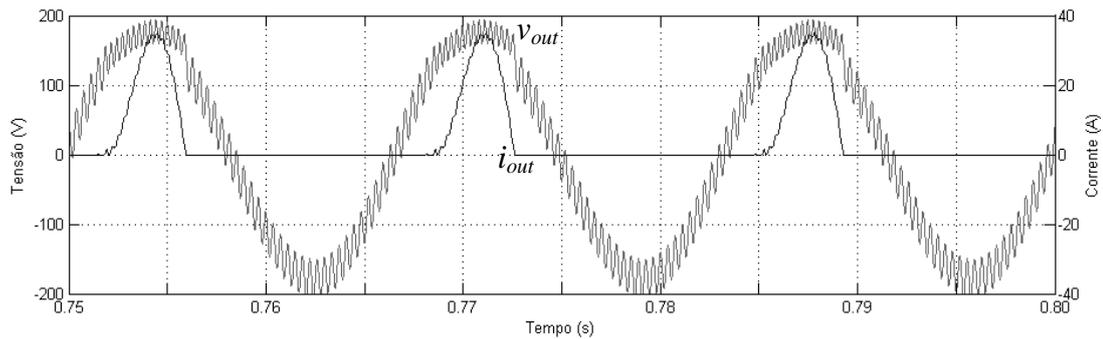


Figura 52: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal.

A resposta dinâmica das malhas de tensão também pode ser avaliada com um degrau de carga não linear, como apresentado na Figura 53. Verifica-se claramente a regulação das tensões do barramento CC e que a resposta transitória é significativamente mais rápida que o sistema de controle analisado na seção anterior para o mesmo degrau de carga não linear, levando aproximadamente 195 ms para regular as tensões do barramento.

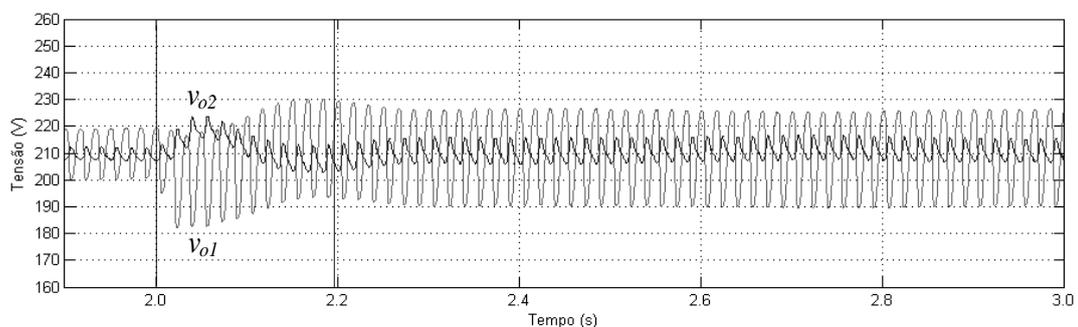


Figura 53: Resultado de simulação com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.

### 4.3 SISTEMA DE CONTROLE COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES E FILTROS DE MÉDIA MÓVEL

Esta seção mostra resultados de simulação empregando um sistema de controle digital com as mesmas frequências de cruzamento dos controladores apresentados na Seção 4.2, mas utilizando filtros digitais de média móvel na saída dos compensadores das malhas de tensão. O controlador de corrente é o mesmo aplicado aos demais sistemas de controle empregados nesta Dissertação e os compensadores de tensão total e diferencial foram projetados para resultar em frequências de cruzamento de ganho de 15 Hz e 5 Hz, respectivamente, com a inclusão de filtros digitais de média móvel em suas malhas de tensão.

Então, seguindo a mesma rotina de simulações de todos os métodos, o sistema com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel foi simulado obedecendo a mesma sequência de aplicação de cargas empregada das demais seções.

Os resultados de simulação são apresentados a seguir, onde a

Figura 54 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com meia carga resistiva. A corrente de entrada é aproximadamente senoidal e possui uma THD igual a 4,3 %. De forma similar, a corrente de entrada também possui baixa distorção harmônica, com carga nominal resistiva, apresentando uma THD igual a 2,7 %, como pode ser observado na Figura 55.

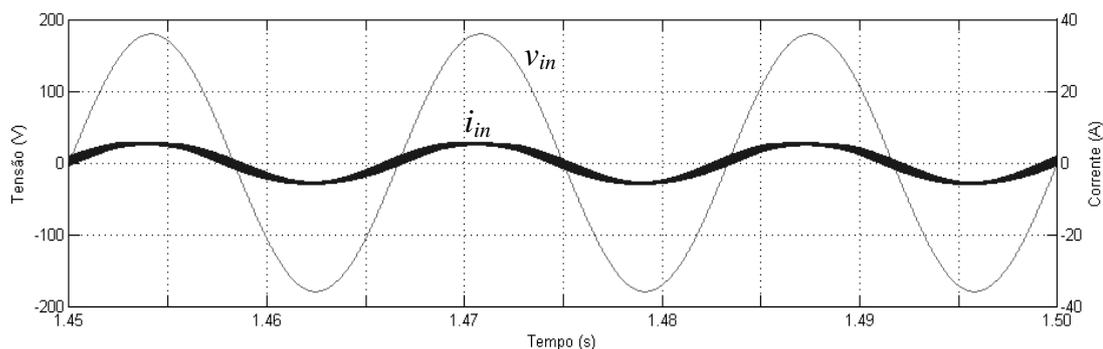


Figura 54: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva.

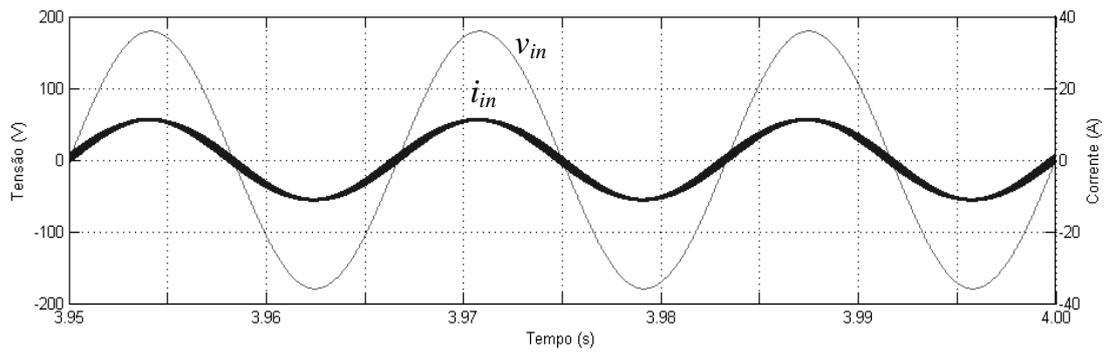


Figura 55: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

Na Figura 56 e na Figura 57, são apresentadas as ondulações de tensão presentes no barramento CC com a aplicação de carga resistiva, sendo 50% e 100% da carga nominal, respectivamente. Verifica-se o aumento das ondulações presentes nas tensões de barramento, com o aumento da carga conectada ao inversor.

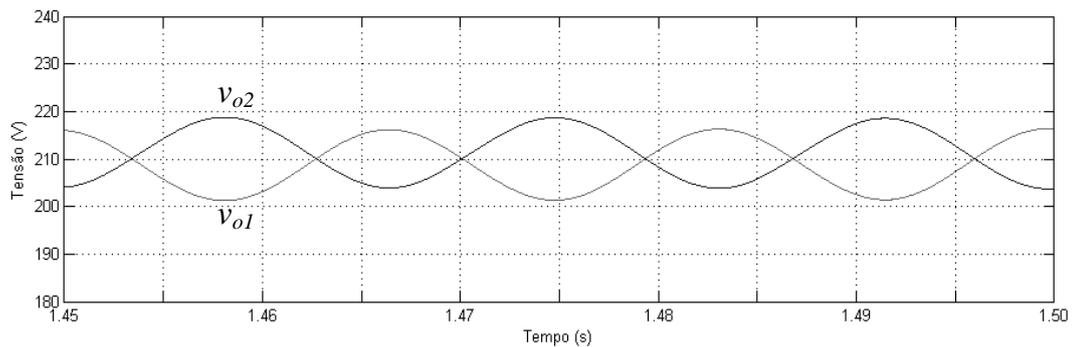


Figura 56: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva.

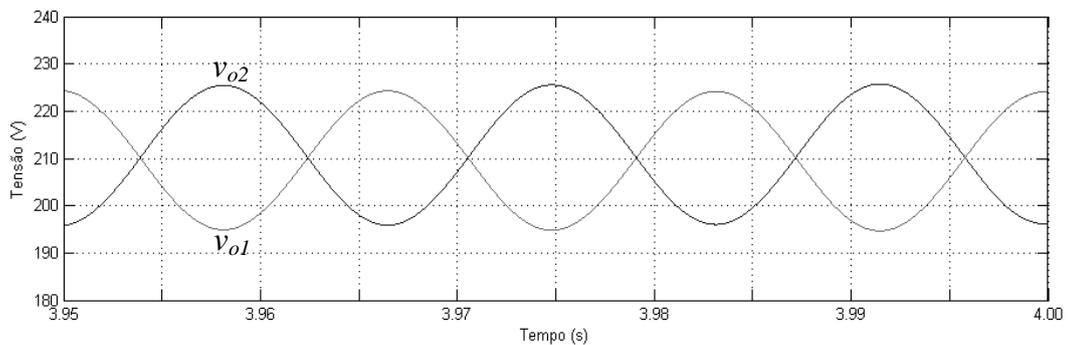


Figura 57: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

As formas de onda de tensão e corrente na saída do inversor podem ser observadas na Figura 58 e a Figura 59, sendo com 50% e 100% da carga nominal resistiva, respectivamente, conectada ao mesmo. Facilmente pode-se verificar que os resultados obtidos são muito similares aos obtidos nas mesmas condições e apresentados nas seções anteriores, para as mesmas condições de carga.

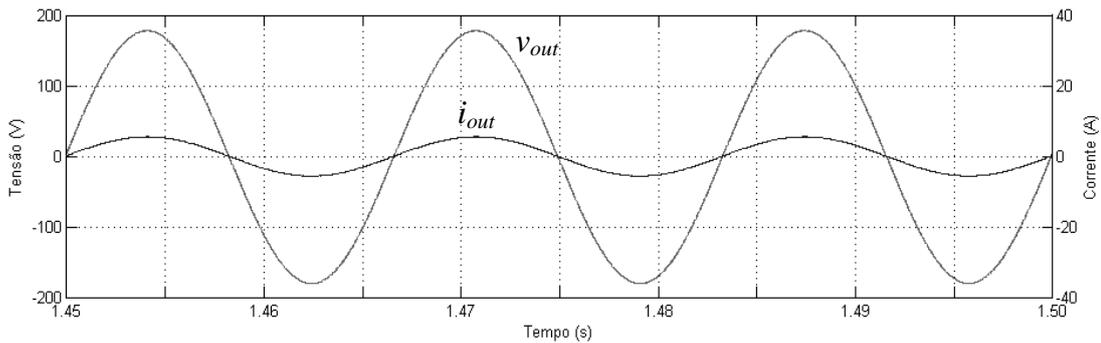


Figura 58: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.

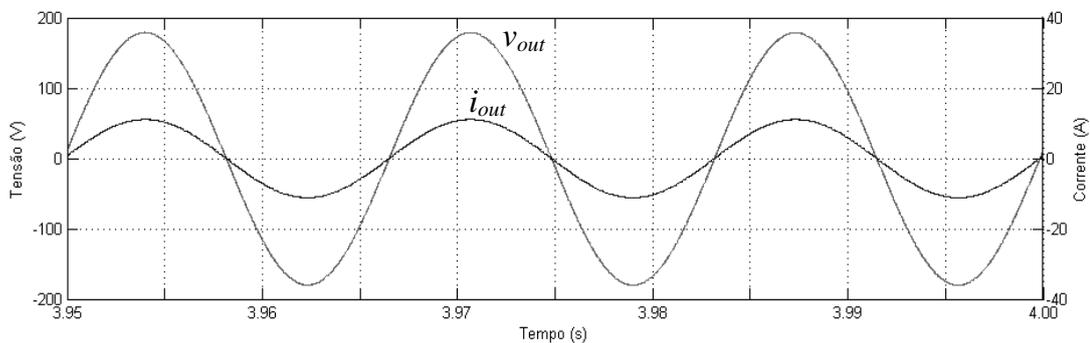


Figura 59: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva.

Aplicou-se um degrau de 50% para 100% da carga resistiva nominal na saída do inversor, para avaliar a resposta dinâmica das malhas de tensão. O sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel manteve as tensões do barramento CC reguladas e equilibradas, levando em torno de 25 ms para regular as tensões de barramento, como pode ser verificado na Figura 60.

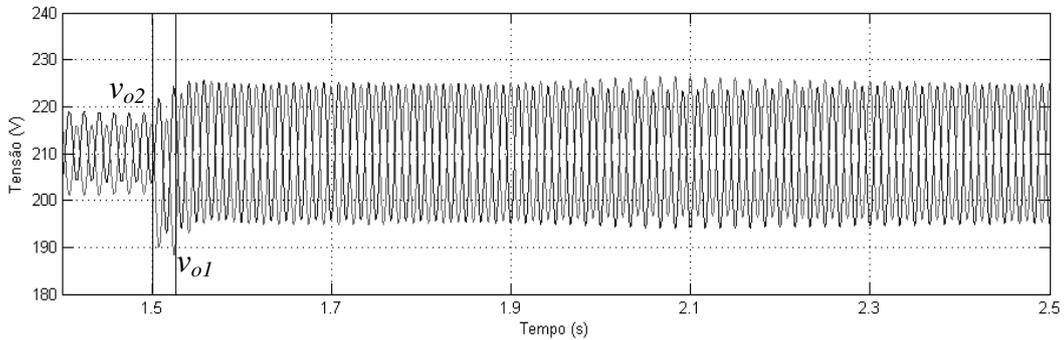


Figura 60: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

Agora o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel foi simulado com a conexão de uma severa carga não linear, sendo um retificador meia onda ligado à saída do inversor.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador são apresentadas na Figura 61 e na Figura 62, onde pode-se observar claramente que a malha de tensão diferencial força um nível CC na corrente de entrada para manter as tensões do barramento CC equilibradas, mesmo em condições severas de desequilíbrio de carga. Com tudo, a corrente de entrada é aproximadamente senoidal, resultando em uma THD de 5,4% e 3,5% para 50% e 100% da carga nominal não linear, respectivamente.

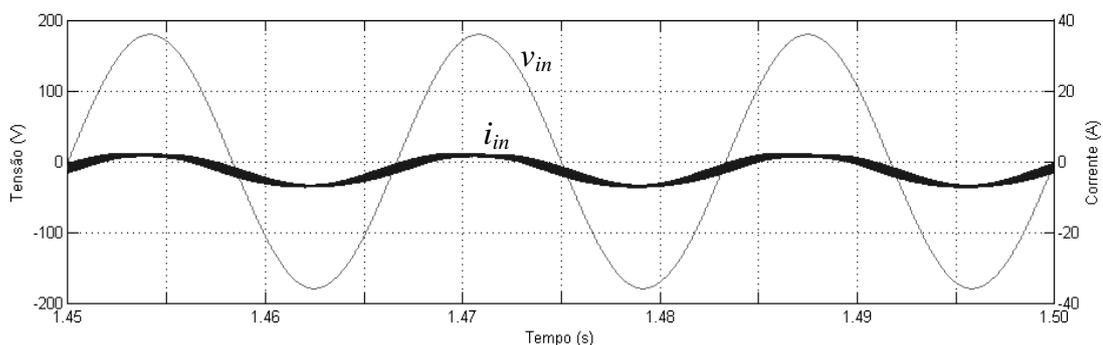


Figura 61: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal.

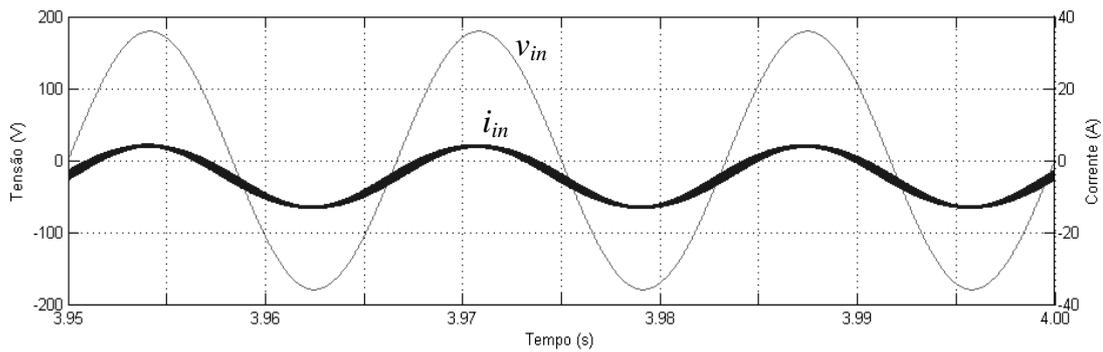


Figura 62: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

Conforme pode ser observado na Figura 63 e na Figura 64, as formas de onda das tensões do barramento CC são semelhantes aos respectivos resultados em regime permanente obtidos para os demais métodos simulados com a aplicação de carga não linear. Entretanto, com o sistema com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel, as ondulações de tensão não produzem distorções na forma de onda de corrente de entrada.

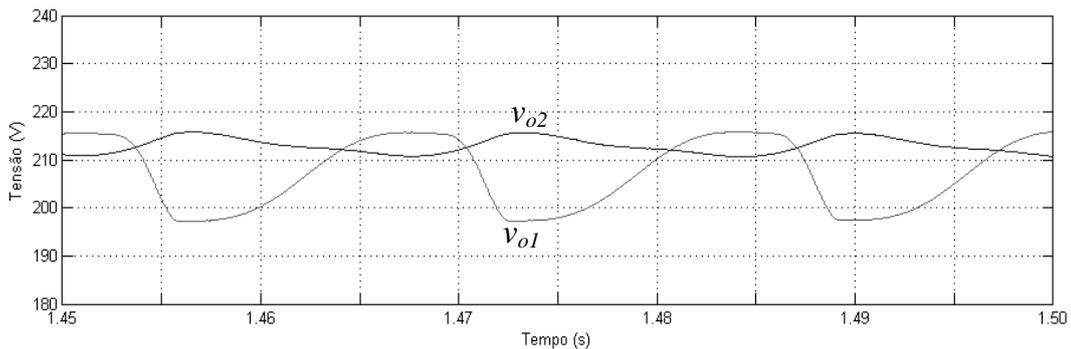


Figura 63: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal.

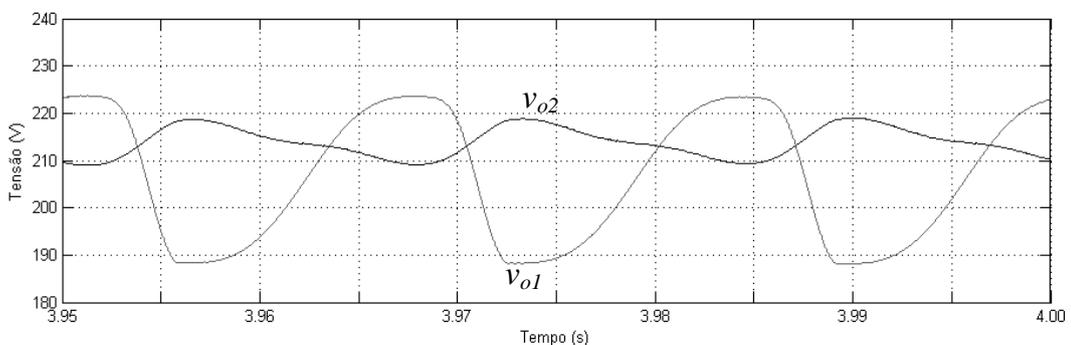


Figura 64: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

A seguir são apresentados os resultados obtidos para a tensão e corrente na carga, na Figura 65 e na Figura 66, para 50% e 100% da carga não linear nominal, respectivamente. Novamente destaca-se que esses resultados são muito semelhantes às respectivas formas de onda mostradas nas seções anteriores, pois as formas de onda das tensões do barramento CC são similares em regime permanente.

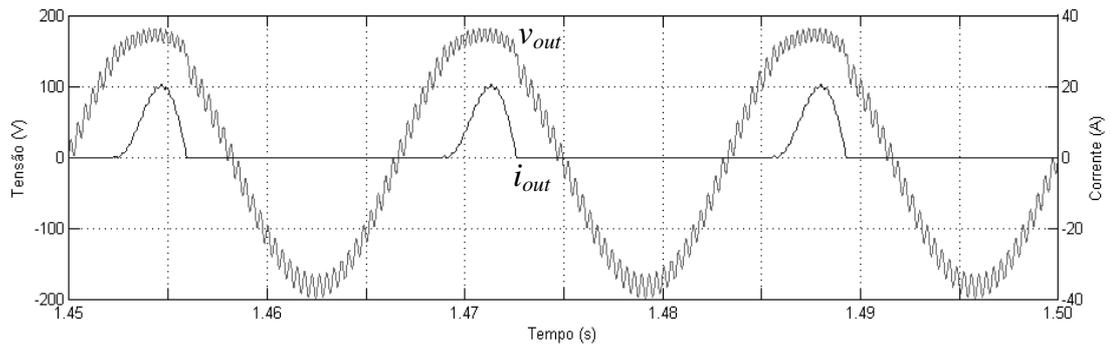


Figura 65: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal.

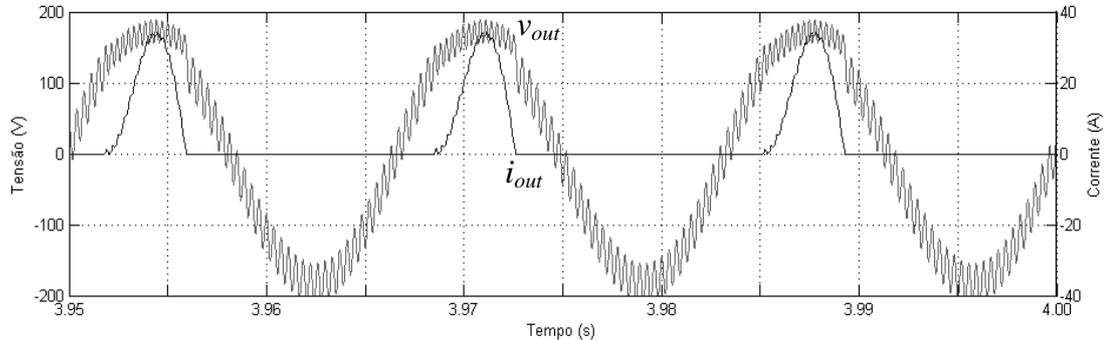


Figura 66: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal.

A resposta transitória do sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel pode ser verificada através da Figura 67, que mostra que as tensões do barramento CC permanecem reguladas e equilibradas, levando aproximadamente 150 ms, mesmo após esse severo degrau de carga não linear, de 50% para 100%, na saída do inversor.

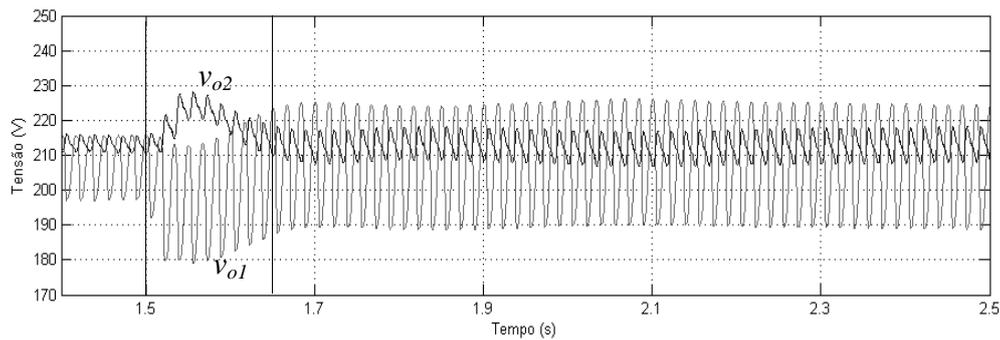


Figura 67: Resultado de simulação com o sistema de controle com elevadas bandas passantes e filtros de média móvel: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear.

#### 4.4 SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES

Esta seção mostra resultados de simulação empregando o sistema de controle proposto, descrito e projetado no Capítulo 3. O compensador de corrente é o mesmo utilizado nos sistemas de controle analisados nas seções anteriores, enquanto que os compensadores das malhas de controle da tensão total e diferencial foram projetados para resultar em frequências de cruzamento de ganho de 30 Hz e 15 Hz, respectivamente. Além disso, convém destacar que são usados filtros de média móvel digitais nas saídas dos compensadores das malhas de tensão.

Dessa forma, obedecendo a mesma sequência de aplicação de cargas utilizadas nas seções anteriores, a Figura 68 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada com meia carga resistiva. A corrente de entrada é aproximadamente senoidal e possui uma THD igual a 8 %. De forma similar, a corrente de entrada também possui baixa distorção harmônica, com THD igual a 2 %, com a carga nominal resistiva, como pode ser observado na Figura 69.

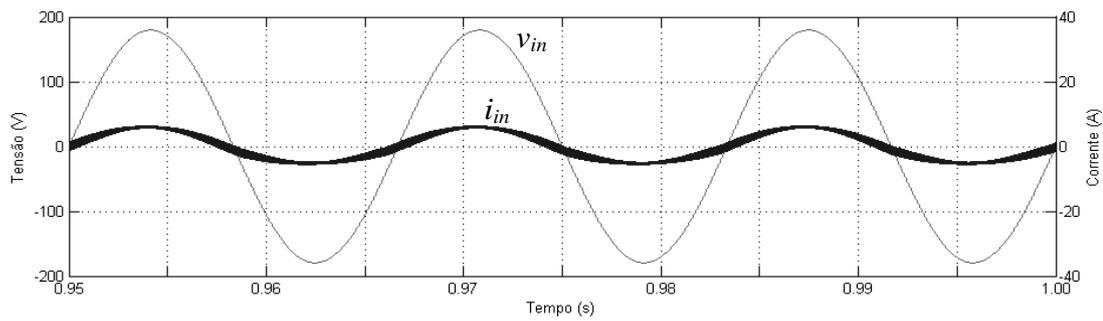


Figura 68: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com meia carga resistiva.

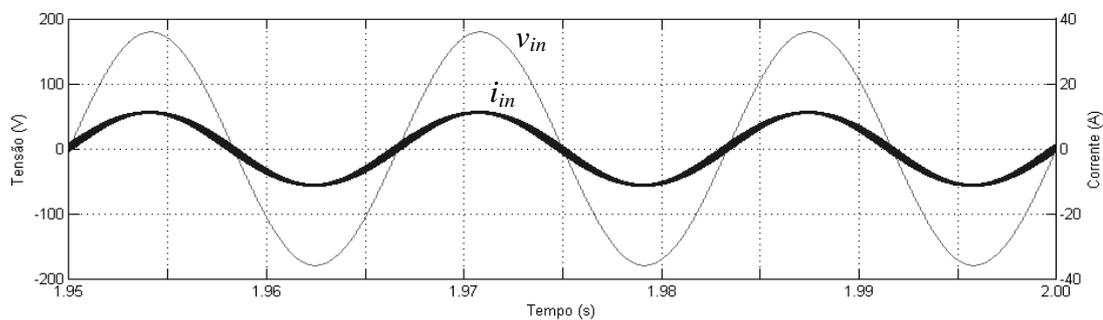


Figura 69: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

As ondulações de tensão presentes no barramento CC com a aplicação de carga resistiva são mostradas na Figura 70 e na Figura 71 para 50% e 100% da carga nominal, respectivamente. Pode-se verificar que com o aumento da carga conectada ao inversor, aumentam as ondulações de tensão sobre os capacitores do barramento. Porém, as ondulações da tensão total são pequenas, já que as ondulações de tensão sobre os capacitores do barramento estão defasadas em  $180^\circ$ , situação que só ocorre com a aplicação de carga linear na saída do inversor.

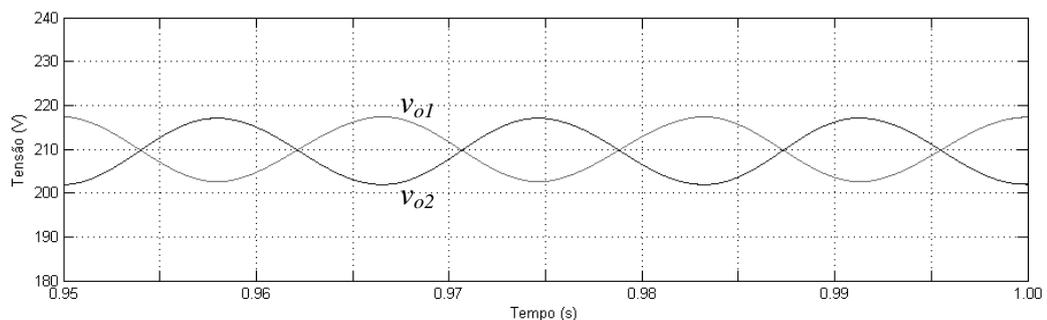


Figura 70: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com meia carga resistiva.

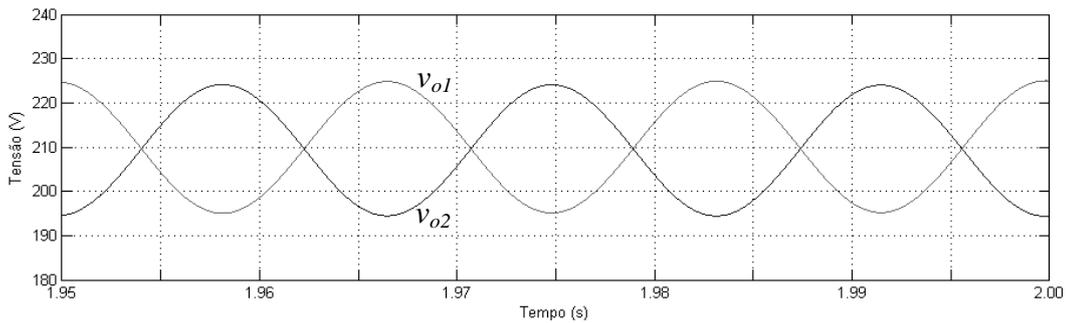


Figura 71: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

A Figura 72 e a Figura 73 apresentam as formas de onda de tensão e corrente na saída do sistema-retificador com 50% e 100% da carga nominal resistiva, respectivamente, conectada ao mesmo. Como destacado anteriormente, essas formas de onda são muito similares às mostradas nas seções anteriores para a mesma condição de carga, pois o inversor opera em malha aberta e as tensões do barramento são similares em regime permanente.

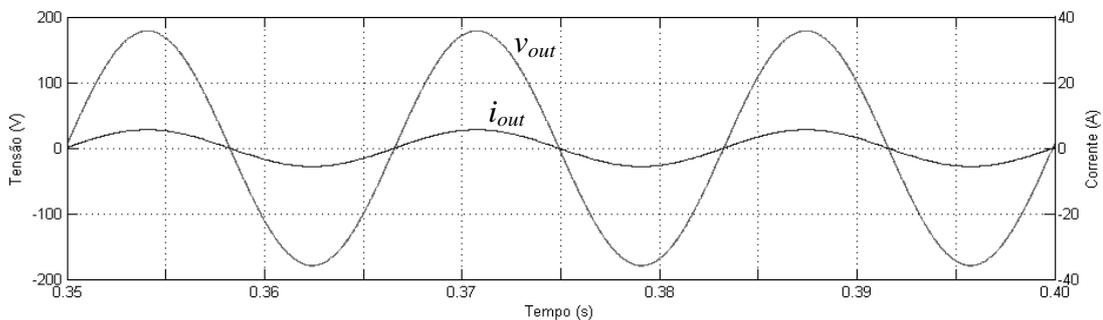


Figura 72: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com meia carga resistiva.

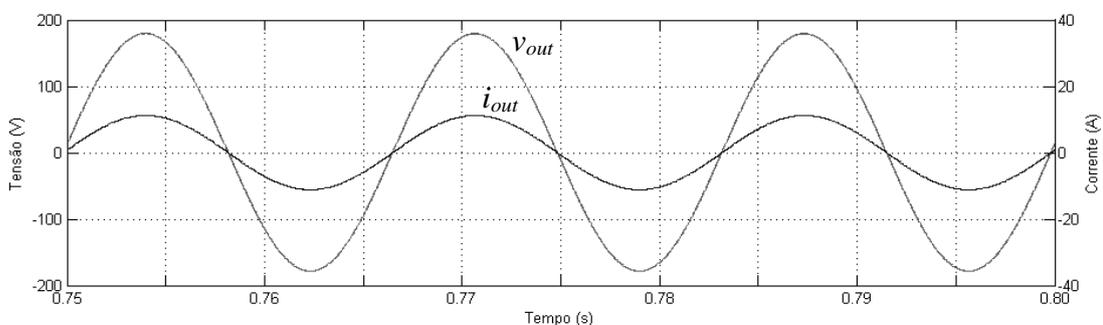


Figura 73: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com carga nominal resistiva.

A resposta dinâmica das malhas de tensão foi avaliada com um degrau de 50% para 100% da carga resistiva nominal na saída do inversor. O sistema de controle proposto manteve as tensões do barramento CC reguladas e equilibradas, além de resultar em uma rápida resposta transitória, com tempo de regulação nulo, para os limites de + e - 2% da tensão nominal de barramento, já que mesmo com a presença de ondulações a partir do momento em que se aplicou o degrau de carga, as tensões médias de barramento não ultrapassaram estes limites. Este resultado é apresentado na Figura 74.

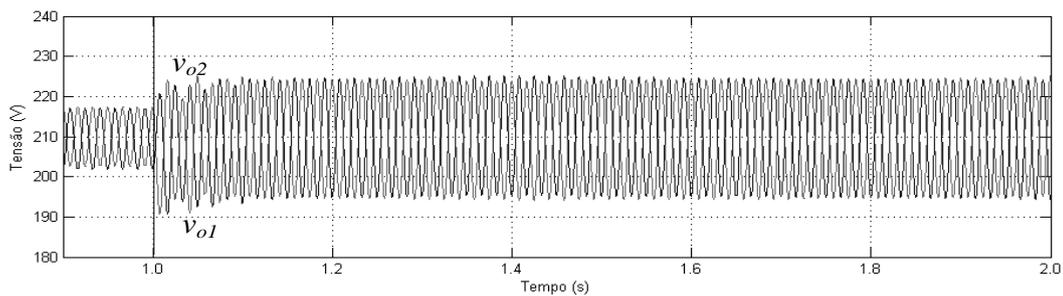


Figura 74: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

O sistema de controle proposto foi novamente simulado, porém, agora com a conexão de uma severa carga não linear, do tipo retificador meia onda, na saída do inversor.

Na Figura 75 e na Figura 76 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador. Pode-se claramente observar que a malha de tensão diferencial injeta um nível CC na corrente de entrada para manter as tensões do barramento CC equilibradas, mesmo em condições severas de desequilíbrio de carga. Além disso, a corrente de entrada é aproximadamente senoidal, mesmo com elevadas bandas passantes nas malhas de tensão total e diferencial, com frequências de cruzamento iguais a 30 Hz e 15 Hz, respectivamente. A THD da corrente de entrada para 50% e 100% da carga nominal não linear é 10 % e 2 %, respectivamente.

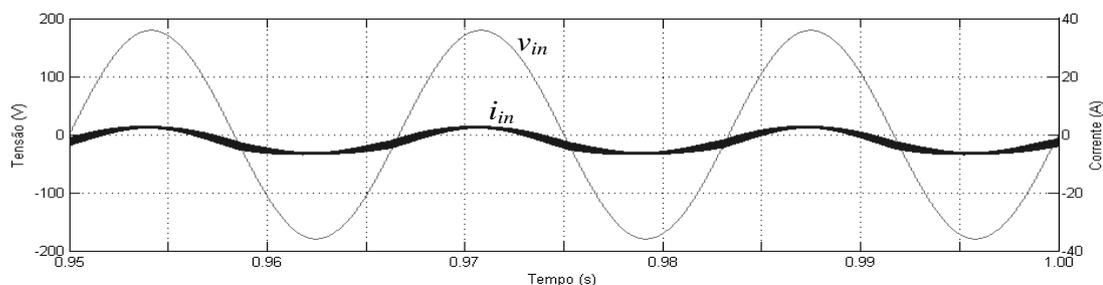


Figura 75: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com 50% da carga não linear nominal.

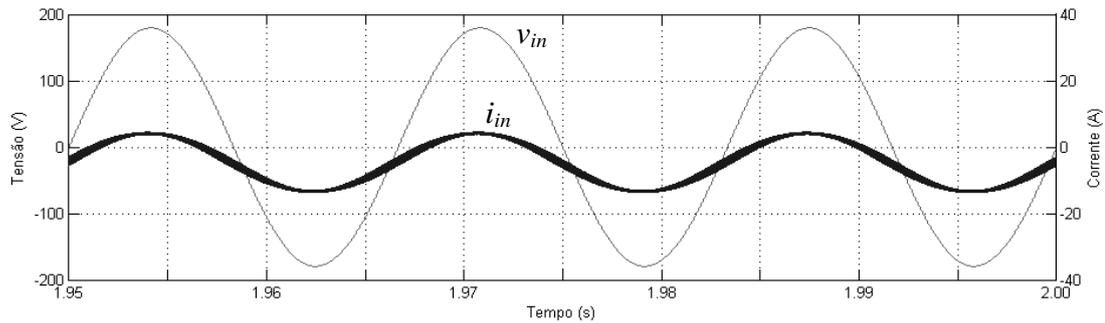


Figura 76: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

As tensões do barramento são apresentadas na Figura 77 e na Figura 78. Observa-se que as formas de onda das tensões do barramento CC são semelhantes aos respectivos resultados em regime permanente obtidos para os demais métodos simulados com a aplicação de carga não linear. Entretanto, com o sistema proposto, as ondulações de tensão não produzem distorções na forma de onda de corrente de entrada.

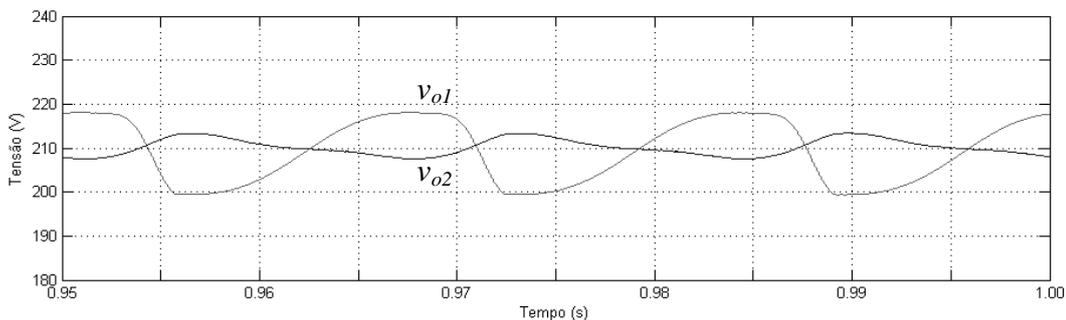


Figura 77: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com 50% da carga não linear nominal.

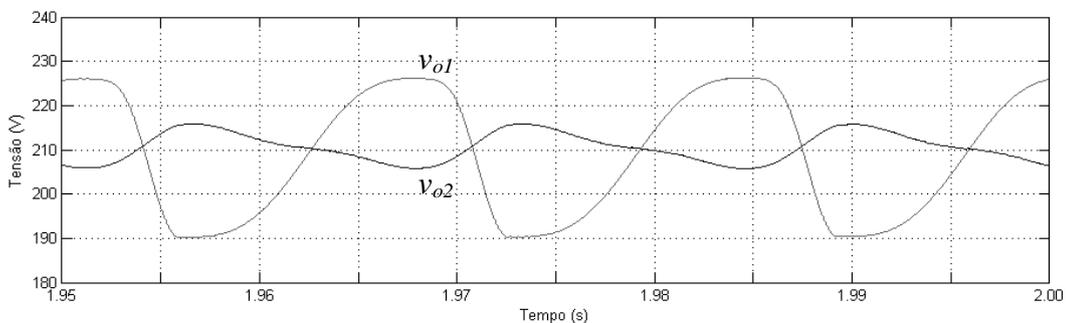


Figura 78: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

As formas de onda da tensão e da corrente na carga podem ser visualizadas na Figura 79 e na Figura 80, para 50% e 100% da carga não linear nominal, respectivamente. Novamente destaca-se que esses resultados são muito semelhantes às respectivas formas de onda mostradas nas seções anteriores, pois as formas de onda das tensões do barramento CC são similares em regime permanente.

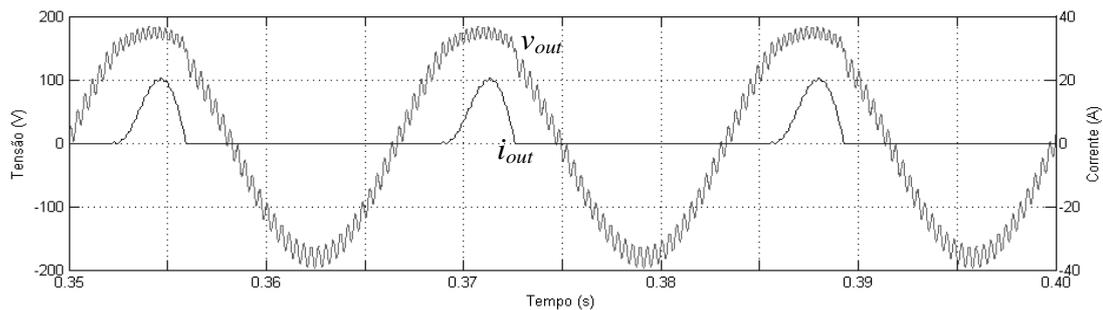


Figura 79: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com 50% da carga não linear nominal.

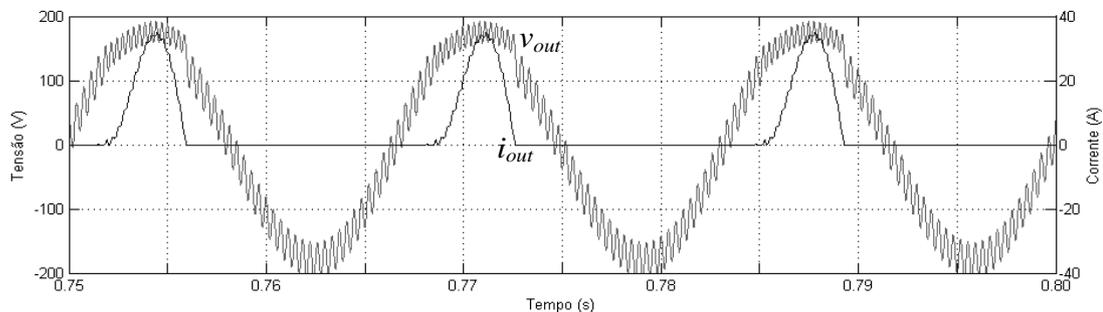


Figura 80: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de saída com carga não linear nominal.

A Figura 81 mostra as formas de onda da tensão do barramento CC ao aplicar um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal na saída do inversor. Pode-se verificar a rápida resposta transitória do sistema de controle proposto, com tempo de regulação de aproximadamente 85 ms, e que as tensões do barramento CC permanecem reguladas e equilibradas, mesmo após esse severo degrau de carga não linear.

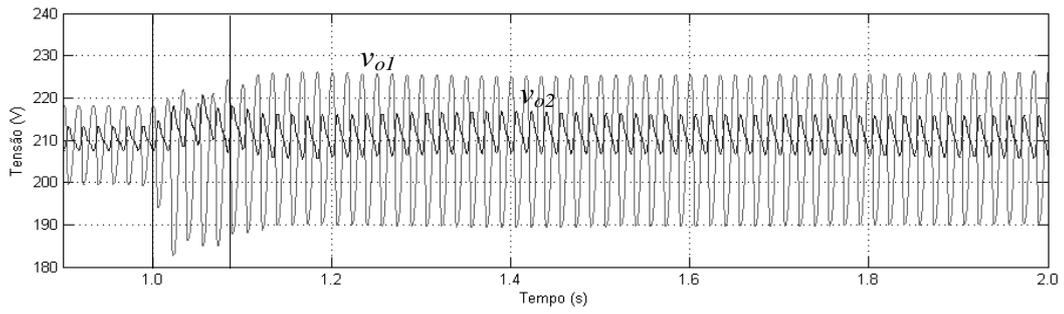


Figura 81: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear.

## 4.5 RESPOSTA DO SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO À VARIAÇÕES DE FREQUÊNCIA DE ENTRADA E SAÍDA

Uma vez que a frequência da tensão de entrada pode sofrer variações, nesta seção é apresentado um estudo do comportamento do sistema de controle proposto quando ocorrem variações de frequência.

Dessa forma, podem-se verificar quais os efeitos ocasionados no sistema de controle digital proposto, já que o mesmo é composto por filtros digitais e estes estão matematicamente sintonizados na frequência fundamental nominal (60 Hz) e em seus múltiplos, com  $N = 20$ . Pretende-se também verificar os efeitos na THD da corrente de entrada em função da variação da frequência das tensões de entrada e de saída do conversor.

Primeiramente, optou-se pela variação somente da frequência de entrada em função de que este retificador compõe uma UPS e que esta deverá manter em suas saídas cargas críticas, que por sua vez, não devem sofrer variações em suas alimentações. Após, foram aplicadas variações nas frequências tanto na entrada quanto na saída da UPS (entrada e saída sincronizadas), visando verificar os efeitos destas variações no sistema como um todo.

A análise será feita a partir de resultados obtidos em simulações realizadas com o auxílio do Matlab/Simulink<sup>®</sup>, variando primeiramente a frequência da fonte de entrada do retificador, e, posteriormente, a frequência da tensão de entrada do retificador e a de saída do inversor. Para ambos os testes o inversor de saída se encontra na pior condição de carga, ou seja, com aplicação de 100% de carga não linear em sua saída.

Para a realização das simulações, variou-se a frequência entre os valores de 58 Hz e 62 Hz com passos de 0,4 Hz. Entretanto, optou-se pela visualização somente das formas de onda em 62 Hz e 58 Hz. Os demais resultados obtidos serão apresentados em tabelas.

A Figura 82 e a Figura 83 apresentam a forma de onda da corrente de entrada quando a frequência da tensão de entrada é 58 Hz e 62 Hz, respectivamente. Pode-se observar que a forma de onda da corrente de entrada possui uma envoltória em baixa frequência, cujo valor é igual à diferença entre as frequências de entrada e de saída (nessa simulação, 60Hz).

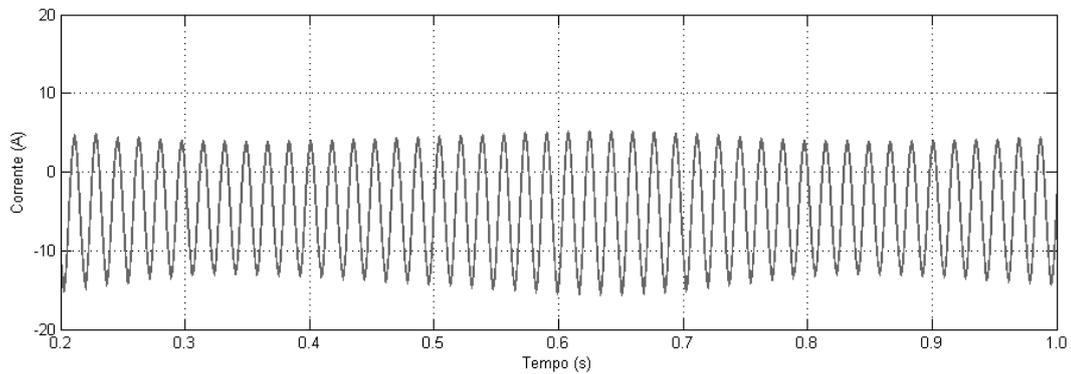


Figura 82: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Variação de frequência de entrada para 58 Hz.

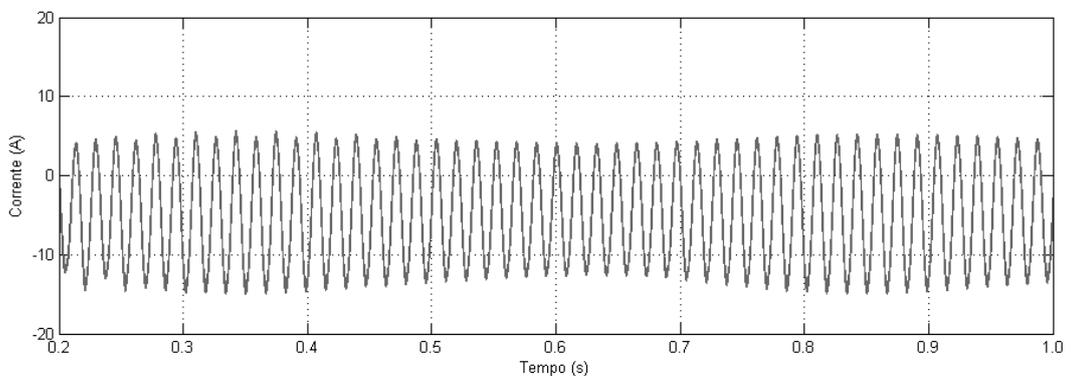


Figura 83: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Variação de frequência de entrada para 62 Hz.

Na Figura 84 e na Figura 85 são apresentadas em detalhe as forma de onda da corrente de entrada nas frequências de 58 Hz e 62 Hz, respectivamente. Onde verifica-se um aumento da distorção harmônica, onde a THD obtida foi de 3,56% e 3,21% , respectivamente.

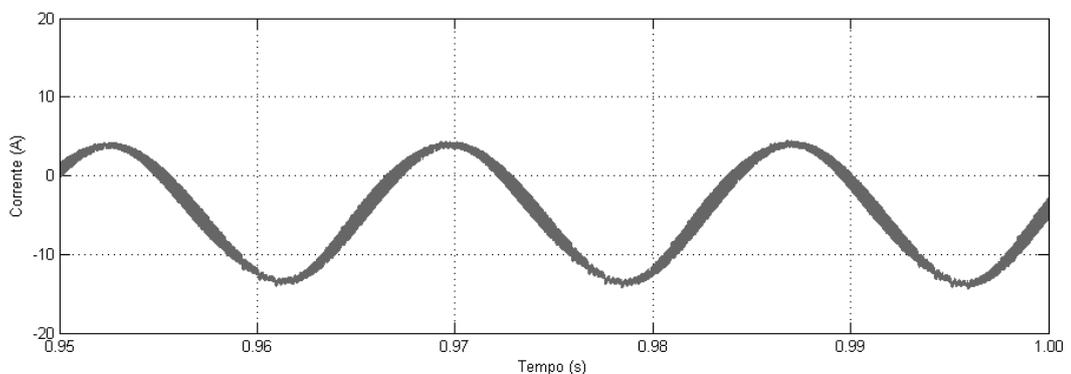


Figura 84: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 58 Hz.

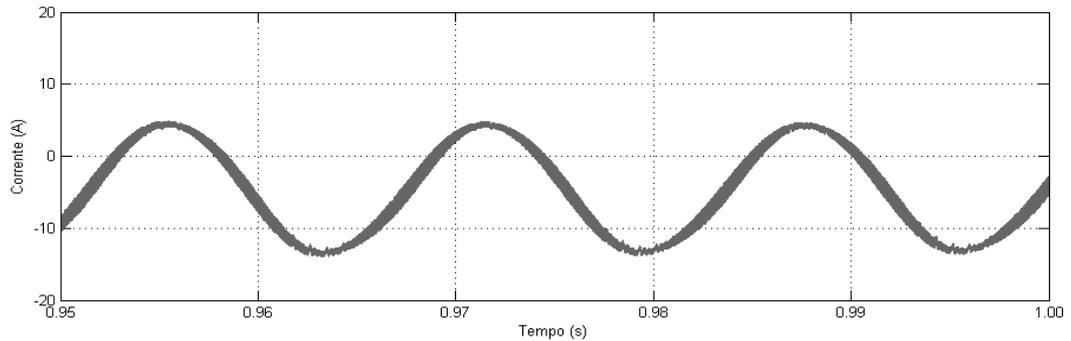


Figura 85: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 62 Hz

A síntese dos resultados obtidos durante as simulações variando-se somente a frequência da tensão de entrada do retificador é apresentada na Tabela 4.

Tabela 4: Variação da THD da corrente de entrada em função da variação da frequência da tensão de entrada do retificador.

Variação de Frequência Hz	THD da Corrente de
Entrada	Entrada %
58	3.56
58,4	2.97
58,8	1.79
59,2	1.23
59,6	0.92
60	0.22
60,4	0.86
60,8	1.29
61,2	2.07
61,6	2.40
62	3.21

A seguir são apresentados resultados de simulação para variações de frequência sincronizadas na entrada e na saída do sistema retificador-inversor.

Estes resultados podem ser visualizados na Figura 95 e na Figura 96, onde variou-se as frequências de entrada e saída entre 58 Hz e 62 Hz, respectivamente. Como pode-se observar, neste caso não ocorrem ondulações de baixa frequência na corrente de entrada.

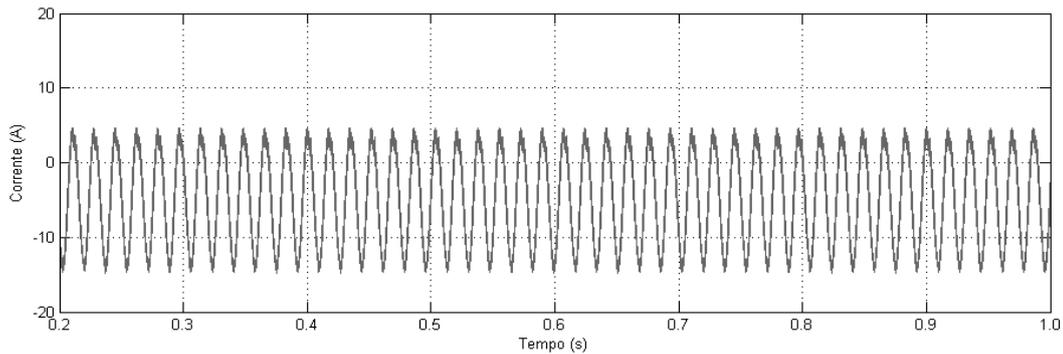


Figura 86: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Forma de onda da corrente de entrada em 58 Hz, com inversor de saída à 58 Hz.

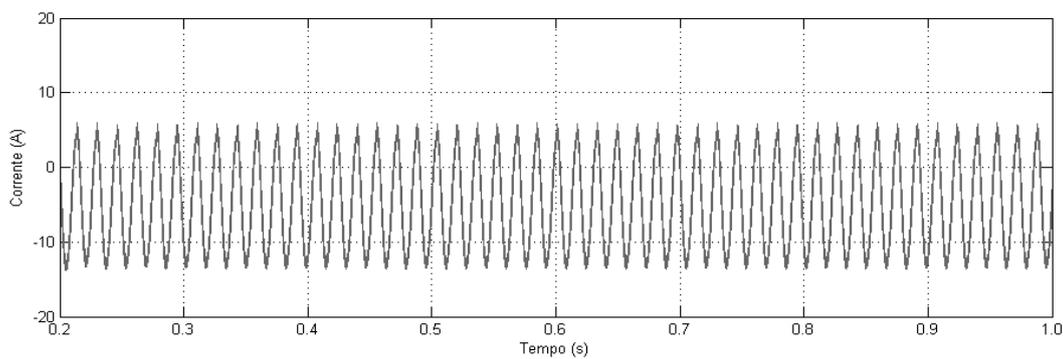


Figura 87: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Forma de onda da corrente de entrada em 62 Hz, com inversor de saída à 62 Hz.

Apesar da não ocorrência de ondulações de baixa frequência sobre a corrente de entrada, observa-se em detalhe na Figura 97 e na Figura 98, a ocorrência de deformações na forma de onda da corrente de entrada, e com isso, o aumento da THD da mesma, sendo 9,15% e 7,75% respectivamente.

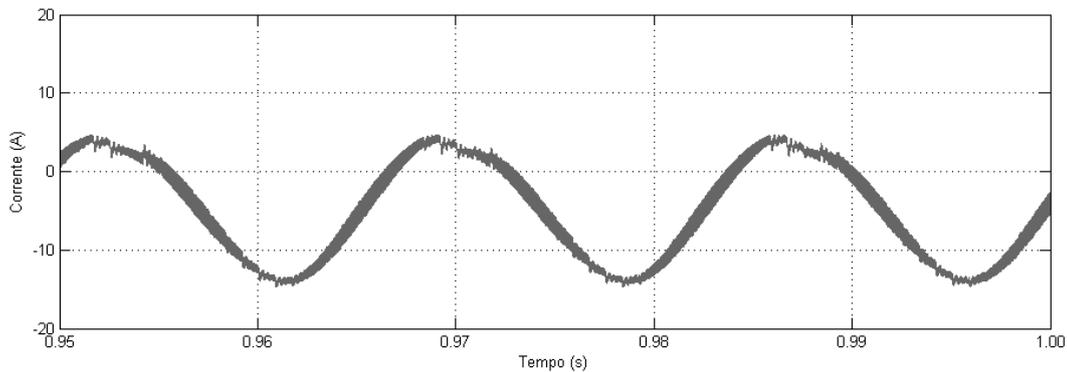


Figura 88: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 58 Hz, com inversor de saída à 58 Hz.

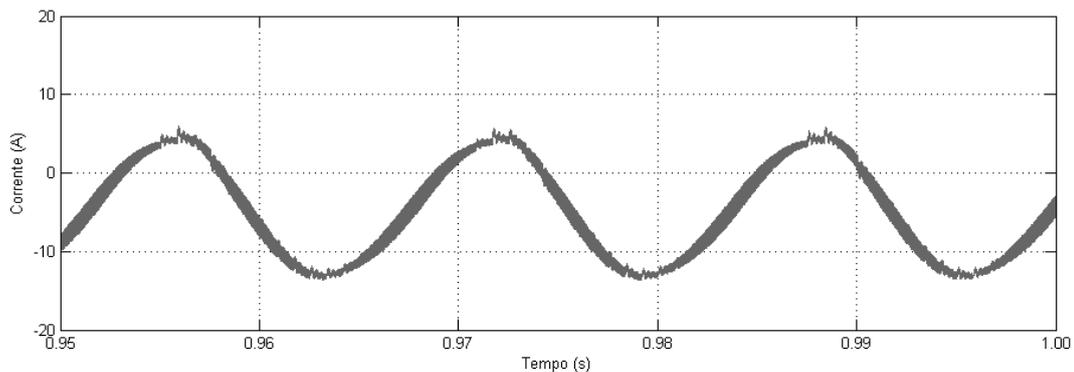


Figura 89: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Detalhe da forma de onda da corrente de entrada em 62 Hz, com inversor de saída à 62 Hz.

Conforme demonstrado no capítulo 2, as ondulações de tensão presentes no barramento dependem da carga ligada ao mesmo. Com as variações de frequência nas tensões de entrada do retificador e saída do inversor, pode-se perceber uma degradação da THD da corrente de entrada, pois, devido ao fato de que a carga ligada ao barramento é um inversor, a frequência da tensão CA gerada pelo mesmo interfere na frequência das ondulações de tensão presentes no barramento, que por sua vez, interferem no sistema de controle.

Os resultados obtidos durante as simulações para variação de frequência tanto na entrada quanto na saída do sistema retificador-inversor são apresentados na Tabela 5, onde pode-se observar o aumento da THD com a variação de frequência.

Tabela 5: Variação da THD da corrente de entrada em função da variação da frequência da tensão de entrada do retificador e da tensão de saída do inversor.

Variação de Frequência Hz	THD da Corrente de
Entrada e Saída	Entrada %
58	9.15
58,4	7.27
58,8	5.35
59,2	3.52
59,6	1.64
60	0.22
60,4	1.65
60,8	3.28
61,2	4.90
61,6	6.31
62	7.75

Nas simulações realizadas com somente variação da frequência da tensão de entrada, a frequência da tensão de saída foi mantida em 60 Hz, e, portanto, as ondulações de tensão no barramento oriundas da carga permanecem múltiplas de 60 Hz, o sistema de controle com filtro de média móvel permaneceu operando para frequências múltiplas de 60 Hz e superiores a 120 Hz, oriundas da operação do inversor de saída.

Contudo, verificou-se que mesmo para pequenas variações sincronizadas de frequência, até 1Hz, nas tensões de entrada e de saída os efeitos de suas ondulações do barramento são pequenos na corrente de entrada, em função da presença do filtro de média móvel, que para pequenas variações de frequência sobre a fundamental, continua operando relativamente bem. O gráfico da Figura 90 apresenta o valor das THDs da corrente de entrada, obtidas em simulações, para variação da frequência da tensão de entrada do retificador e para a entrada do retificador e saída do inversor.

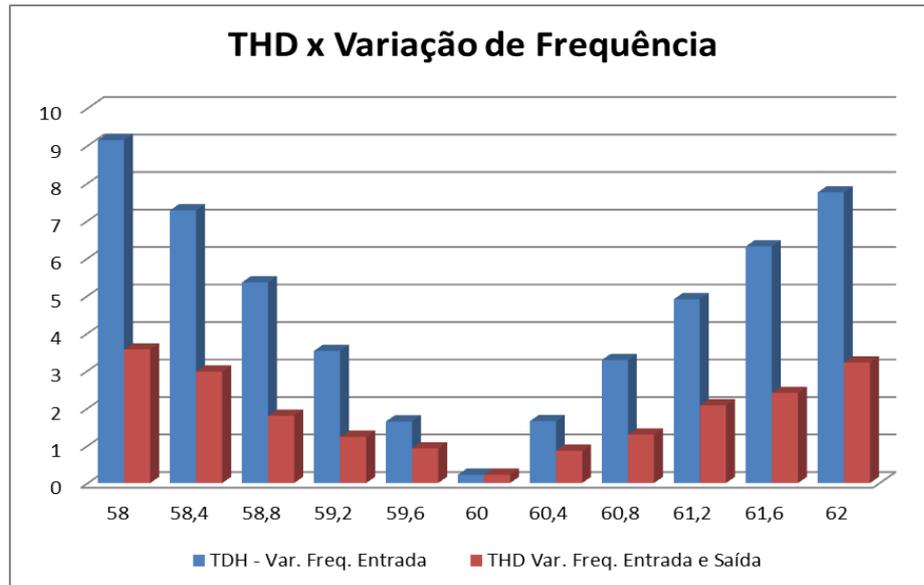


Figura 90: Gráfico da THD resultante na corrente de entrada em função da variação das frequências de entrada do retificador e saída do inversor.

Como pode ser verificado no gráfico da Figura 90, os melhores resultados do sistema, obtidos em simulação, foram para variações de frequência somente da tensão de entrada do retificador, na faixa de até 1,2 Hz, onde a THD da corrente de entrada não passou de 2%.

#### 4.6 REVERSIBILIDADE DO RETIFICADOR DE ENTRADA

A topologia do retificador de entrada é reversível em tensão e em corrente. Esta característica pode ser importante no auxílio da regulação das tensões de barramento, seja na ocorrência de um degrau de retirada de carga ou a reversão de corrente provocada por uma carga específica ligada ao inversor de saída.

Em ambos os casos poderia ocorrer uma sobre-tensão no barramento, em função da energia que deixa de ser consumida repentinamente pela retirada de carga ou do retorno de energia, oriunda de uma carga ligada ao inversor de saída, o que seria prejudicial ao funcionamento de todo o sistema, podendo provocar danos aos componentes eletrônicos, interruptores e demais itens ligados ao barramento, além do sistema de controle.

Neste item serão apresentados resultados de simulação para verificar a reversibilidade do retificador de entrada, onde o mesmo altera o modo de operação, e devolve energia para a rede elétrica auxiliando na manutenção da regulação da tensão de barramento.

Foram simulados dois casos distintos:

- No primeiro em uma situação normal de operação de uma UPS onde pode ocorrer um degrau de retirada de carga, neste caso aplicou-se um degrau de retirada de carga de 100% para 10% da carga nominal.
- No segundo caso foi aplicado um degrau de corrente de 200% da corrente nominal no barramento CC, através de uma fonte de corrente. O inversor de saída está ligado ao barramento, e no momento em que se aplica o degrau de corrente, a carga de saída do inversor passa a ser alimentada pela fonte de corrente CC e o retificador de entrada deve inverter seu modo de operação, devolvendo 100% de sua capacidade de corrente para a rede elétrica.

A Figura 91 apresenta os resultados de simulação para a reversão da corrente de entrada na aplicação de um degrau de retirada de carga de 100% para 10% na saída do inversor, pode-se observar uma rápida reversão no sentido de corrente durante poucos instantes no transitório, após, a corrente novamente fica em fase com a rede elétrica.

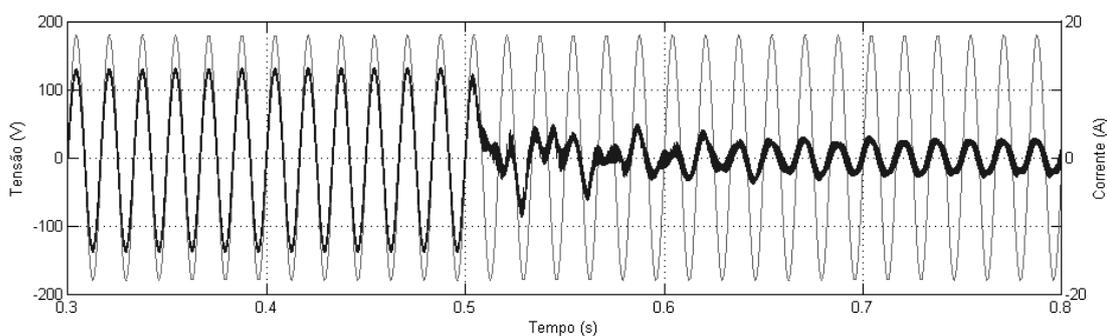


Figura 91: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório de reversibilidade da corrente de entrada com degrau de retirada de carga de 100% para 10%.

O transitório das tensões de barramento pode ser observado na Figura 92, onde verifica-se uma rápida regulação das tensões do barramento CC.

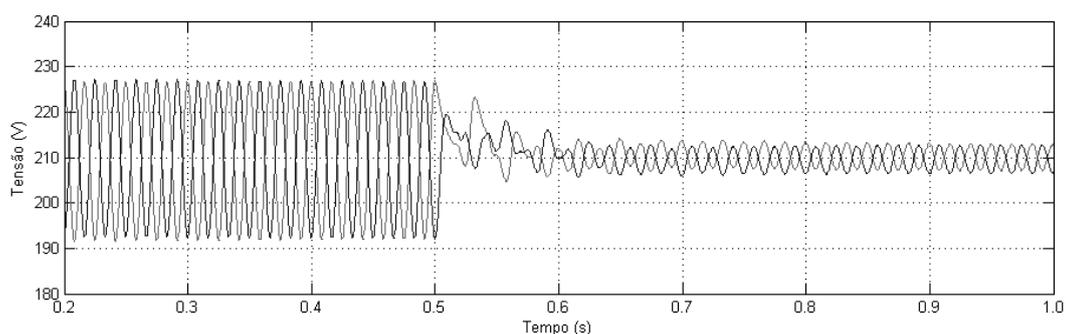


Figura 92: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório da tensão de barramento com degrau de retirada de carga de 100% para 10%.

A reversão do sentido da corrente de entrada do retificador com a aplicação de um degrau de 200% de corrente no barramento CC pode ser visualizado na Figura 93, onde nota-se claramente a inversão da fase da corrente de entrada, após o transitório.

As tensões de barramento e o transitório ocorrido em função da aplicação do degrau de corrente no barramento pode ser visualizado na Figura 94, onde nota-se um pico de sobre-tensão menor que 30Vcc e uma rápida regulação do sistema de controle, de aproximadamente 100 ms.

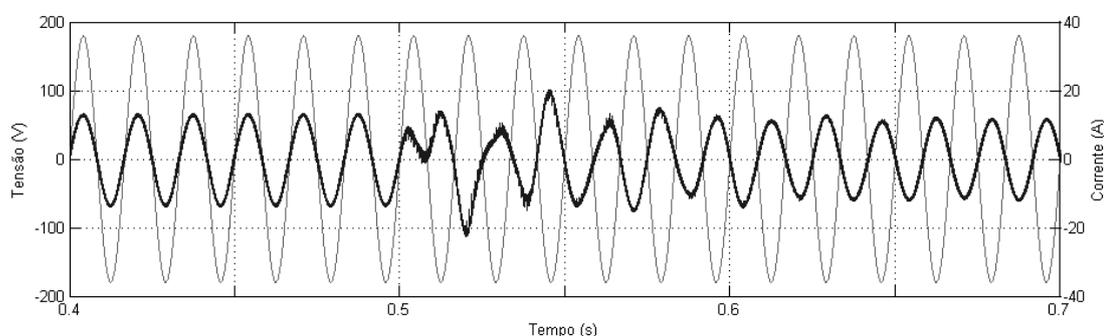


Figura 93: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório de reversibilidade da corrente de entrada com degrau de corrente no barramento CC.

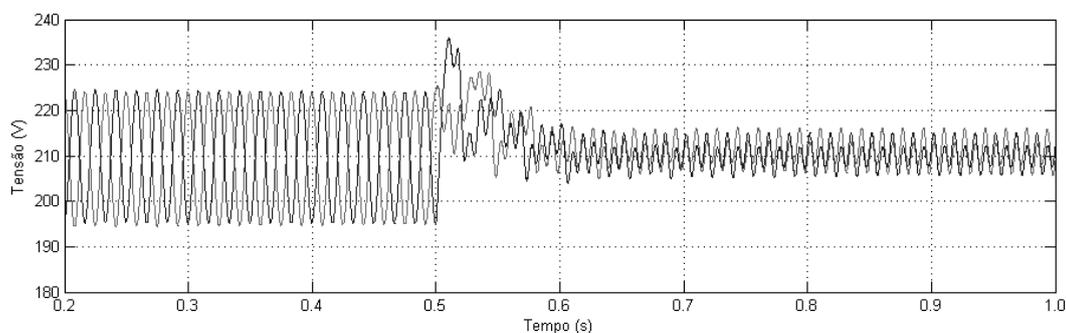


Figura 94: Resultado de simulação com o sistema de controle proposto: Transitório da tensão com degrau de corrente no barramento CC.

De acordo com as simulações o sistema operou corretamente e se mostrou eficiente no que se refere a reversibilidade da corrente de entrada, sendo este mais um recurso para auxiliar a regulação das tensões de barramento. Com tudo, é importante salientar que não houve reversibilidade de corrente na aplicação de degraus de carga nominal, de 100% para 50%, em nenhum dos sistemas simulados, e por tanto, os resultados de simulação apresentados representam unicamente o desempenho de suas respectivas malhas de controle de tensão.

#### 4.7 CONCLUSOES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas diversas simulações numéricas que analisaram o desempenho do sistema retificador-inversor em malha fechada. Quatro sistemas de controle distintos foram aplicados ao mesmo circuito de potência, permitindo uma comparação do desempenho do sistema de controle proposto.

Para realizar a avaliação dos quatro sistemas de controle foram aplicadas cargas resistivas e também cargas não lineares do tipo retificador meia onda ao inversor de saída. Desta forma, os efeitos de cargas não lineares, que resultam em diferentes frequências de ondulação de tensão no barramento CC, sobre o sistema de controle do retificador puderam ser avaliados.

Com a aplicação de carga linear à saída do inversor, todos métodos simulados sintetizaram correntes de entrada com baixa distorção harmônica. Já nas malhas de tensão total e tensão diferencial, as respostas transitórias obtidas foram diferentes para cada método de controle, quando aplicados degraus de carga na saída do inversor, destacando-se o método de controle proposto por ser mais rápido que os demais métodos.

Entretanto, com a aplicação de carga não linear a saída do inversor os métodos convencionais de controle apresentaram distorções na forma de onda da corrente de entrada. No método de controle com elevadas bandas passantes e a inclusão de filtros digitais de média móvel pode-se perceber uma melhora significativa da THD da corrente de entrada.

Além disso, a resposta dinâmica para as malhas de tensão total e diferencial foram similares nos sistemas de controle convencionais, enquanto que o sistema de controle proposto foi significativamente mais rápido.

Para facilitar a análise dos resultados obtidos em simulações na aplicação de degraus de carga nos sistemas de controle apresentados, a

Tabela 6 apresenta os tempos de regulação das tensões de barramento quando submetido a degraus de carga linear e não linear. Destacam-se os sistemas de controle que utilizam filtros digitais de média móvel nas malhas de controle de tensão, sendo que nas condições mais severas de carga destaca-se o sistema de controle proposto.

Tabela 6: Comparativo entre os sistemas de controle simulados e os tempos de regulação das tensões do barramento submetido a degraus de carga.

Sistema de Controle x Tempo de Regulação das Tensões do Barramento	Tempo de Regulação das Tensões do Barramento	
	Degrau de Carga Linear	Degrau de Carga Não Linear
Sistema de Controle Convencional com Reduzidas Bandas Passantes	>1s	>1s
Sistema de Controle Convencional com Elevadas Bandas Passantes	30 ms	195 ms
Sistema de Controle com Elevadas Bandas Passantes e Filtros Digitais	25 ms	150 ms
Sistema de Controle Proposto com Elevadas Bandas Passantes	0 ms	85 ms

Já, a Tabela 7 apresenta um comparativo entre os resultados de simulação obtidos para a THD da corrente de entrada em cada um dos sistemas de controle simulados.

Tabela 7: Comparativo entre os resultados obtidos para a THD da corrente de entrada do retificador nos 4 sistemas de controle simulados.

Sistema de Controle x THD Obtida	THD da Corrente de Entrada			
	Carga Linear		Carga Não Linear	
	50% Carga	100% Carga	50% Carga	100% Carga
Sistema de Controle Convencional com Reduzidas Bandas Passantes	8%	2%	17%	11%
Sistema de Controle Convencional com Elevadas Bandas Passantes	8%	2,5%	39%	31%
Sistema de Controle com Elevadas Bandas Passantes e Filtros Digitais	4,3%	2,7%	5,4%	3,5%
Sistema de Controle Proposto com Elevadas Bandas Passantes	8%	2%	10%	2%

O sistema de controle proposto foi testado quanto a sua capacidade de reversibilidade de corrente do retificador de entrada, os resultados de simulação atestam o seu bom funcionamento, o que pode auxiliar na regulação das tensões de barramento, quando o sistema for submetido a grandes degraus de retirada de carga ou a alguma carga que possa em algum momento devolver energia ao barramento.

O método de controle proposto destacou-se positivamente entre os demais métodos, pois o mesmo apresentou malhas de controle da tensão total e diferencial mais rápidas que os demais métodos, ao mesmo tempo em que a malha de corrente manteve a forma de onda da corrente de entrada com baixa THD nas diversas condições de carga.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão mostrados os resultados experimentais obtidos a partir de ensaios realizados no protótipo implementado em laboratório. Maiores detalhes sobre o protótipo implementado são apresentados no Apêndice A.

Três técnicas de controle distintas foram implementadas e avaliadas em laboratório. Os três sistemas de controle implementados são compostos por três malhas, necessárias para realizar o controle da corrente de entrada, da tensão total do barramento e da tensão diferencial entre os capacitores. Os três sistemas de controle usaram o mesmo compensador de corrente, diferenciando apenas no controle da tensão total e da tensão diferencial.

O primeiro método de controle implementado é um sistema de controle convencional, sem empregar filtros de média móvel digital na saída dos compensadores de tensão, com reduzidas frequências de cruzamento do ganho para as malhas de tensão total e diferencial (6 Hz e 2 Hz, respectivamente). O segundo método de controle apresenta a mesma estrutura do primeiro, mas os compensadores de tensão foram projetados para resultar em frequências de cruzamento do ganho de 15 Hz e 5 Hz, respectivamente, para as malhas de controle da tensão total e da tensão diferencial. Por fim, também foram implementados os controladores propostos e projetados no Capítulo 3, com frequências de cruzamento do ganho de 30 Hz para a malha de tensão total e 15 Hz para a malha de tensão diferencial, e empregando filtros digitais de média móvel na saída dos compensadores.

### 5.1 DEFINIÇÃO DAS CARGAS DE TESTE

Uma vez que o retificador meia-ponte compõe o estágio de entrada de uma UPS não isolada de dupla conversão, definiu-se a utilização de um inversor meia-ponte conectado ao barramento CC e que as cargas empregadas para os testes serão aplicadas ao inversor de saída. O inversor opera em malha aberta e os seus principais parâmetros são apresentados na Tabela 3.

Assim como no Capítulo 4, dois tipos distintos de carga foram conectados na saída do filtro LC para obter os resultados experimentais, sendo uma carga linear resistiva e outra uma carga não linear, do tipo retificador meia onda com fator de crista igual a 3, como mostrado na Figura 22 e na Figura 23. Para ambas as cargas aplicaram-se dois degraus de carga: um degrau variando de carga nominal para 50% de carga, e outro degrau partindo de 50% para 100% da carga nominal. Também foram medidos os tempos de acomodação das tensões de barramento em resposta aos degraus de carga, permitindo avaliar a performance de cada método sob este ponto de vista.

Nesse sentido, os parâmetros mostrados na Tabela 3 foram usados para o dimensionamento das cargas empregadas nos testes práticos. A carga resistiva calculada para atingir a potência nominal de saída é  $16,13 \Omega$ . Para a obtenção dos resultados experimentais utilizou-se uma carga resistiva de  $16,5 \Omega$ , atingindo 977 W. O retificador meia onda foi projetado para que a corrente consumida pelo mesmo tenha um fator de crista igual a três. Para tanto, utilizou-se um indutor  $L_r$  em série com o diodo retificador  $D_r$ , e definiu-se o capacitor  $C_{co}$  e a carga de saída  $Z_o$  para que a corrente resultante consumida pelo circuito esteja de acordo com as especificações. Os parâmetros projetados para o retificador meia-onda são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros projetados para o retificador meia-onda.

$L_r = 1000 \mu\text{H}$	Indutância do retificador meia-onda
$C_{co} = 1000 \mu\text{F}$	Capacitor do retificador meia-onda
$Z_o = 35 \Omega$	Carga resistiva do retificador meia-onda

Todos os testes práticos realizados para avaliar os métodos de controle aplicados ao retificador meia-ponte de entrada utilizaram o mesmo inversor de saída e as mesmas cargas conectadas ao inversor, permitindo a comparação entre os resultados obtidos.

Uma vez que o inversor opera em malha aberta e as tensões do barramento são similares em regime permanente, as formas de onda da tensão de saída do inversor e da corrente na carga são semelhantes, independente do método de controle empregado para o retificador meia-ponte. Para avaliar as formas de onda de saída obtidas com carga linear, a

Figura 95 mostra a tensão e corrente de saída com carga resistiva nominal conectada ao filtro LC de saída. Já a Figura 96 apresenta as formas de onda obtidas para a tensão e corrente de saída para carga não linear nominal, com fator de crista igual a 3, conectada ao filtro LC de saída.

Ao comparar as formas de onda obtidas com carga não linear com os respectivos resultados de simulação, percebe-se que as resistências parasitas presentes no circuito atenuaram significativamente as oscilações que apareciam na forma de onda da tensão de saída.

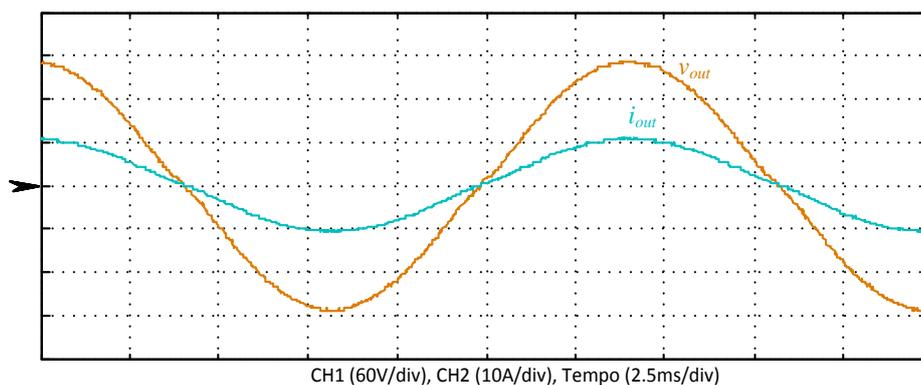


Figura 95: Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para carga resistiva nominal.

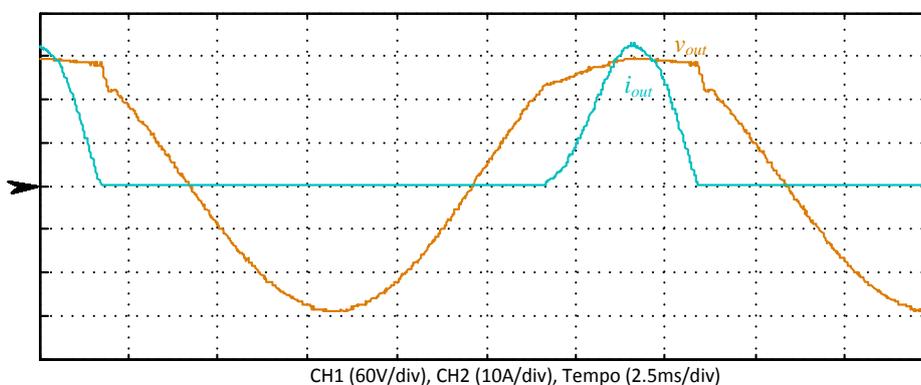


Figura 96: Resultado experimental: Formas de onda da tensão e corrente de saída para carga não linear nominal.

A seguir serão apresentados os demais resultados experimentais obtidos em laboratório, usando as três técnicas de controle citadas anteriormente, possibilitando a comparação entre os resultados obtidos.

## 5.2 SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM REDUZIDAS BANDAS PASSANTES

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos durante os ensaios de laboratório para o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes. Como destacado anteriormente, o compensador de corrente é o mesmo utilizado aos demais sistemas de controle implementados, enquanto que os compensadores das malhas de controle da tensão total e diferencial são do tipo proporcional-integral (PI), projetados para resultar em frequências de cruzamento de ganho de 6 Hz e 2 Hz, respectivamente. Assim, minimiza-se a distorção produzida no sinal de referência da malha de corrente, produzida pelas ondulações múltiplas de 60 Hz presentes no barramento. Contudo, resulta em malhas de controle de tensão muito lentas.

As próximas seções mostram os resultados experimentais obtidos tanto com cargas lineares resistivas quanto com cargas não lineares do tipo retificador meia-onda.

### 5.2.1 Ensaios com Cargas Resistivas

Os primeiros resultados foram obtidos com carga resistiva conectada ao filtro LC de saída, primeiramente aplicando a carga nominal e após aplicando degraus de redução e de aumento de carga, permitindo a avaliação da resposta dinâmica das malhas de tensão.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador para carga resistiva nominal podem ser visualizadas na Figura 97.

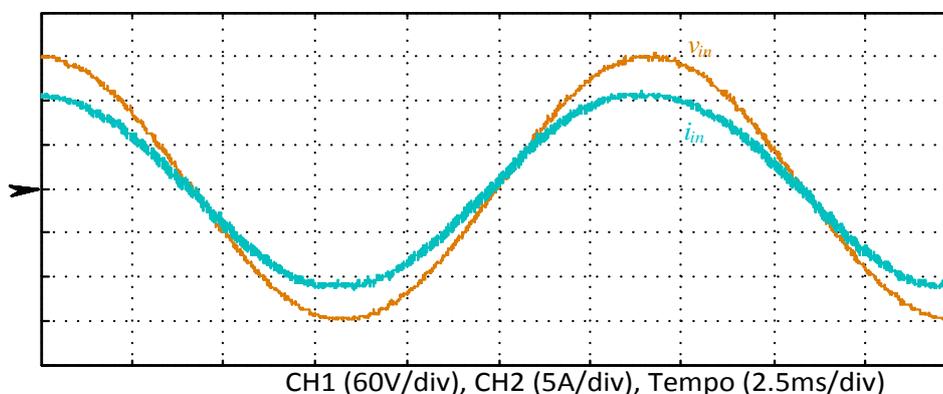


Figura 97: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

A Figura 98 e a Figura 99 mostram, respectivamente, o espectro harmônico das formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Percebe-se que tanto a tensão quanto a corrente de entrada apresentam reduzida distorção harmônica, com valores de THD iguais à 0,743% e 3,44%, respectivamente.

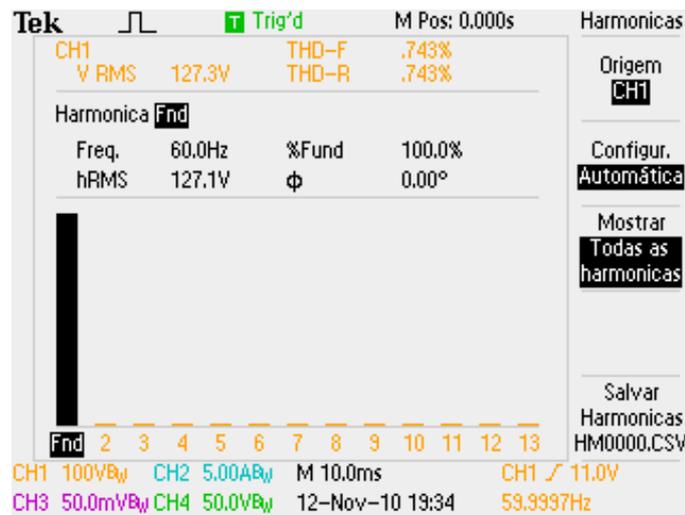


Figura 98: Resultado experimental: Espectro harmônico e THD da tensão de entrada.



Figura 99: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga nominal resistiva.

Em virtude da aplicação de carga linear na saída do inversor, e que o inversor está sincronizado com a frequência da rede elétrica de entrada, a potência instantânea é praticamente toda transferida para a carga, proporcionando um baixo nível de ondulação no barramento CC, conforme pode ser observado na Figura 100.

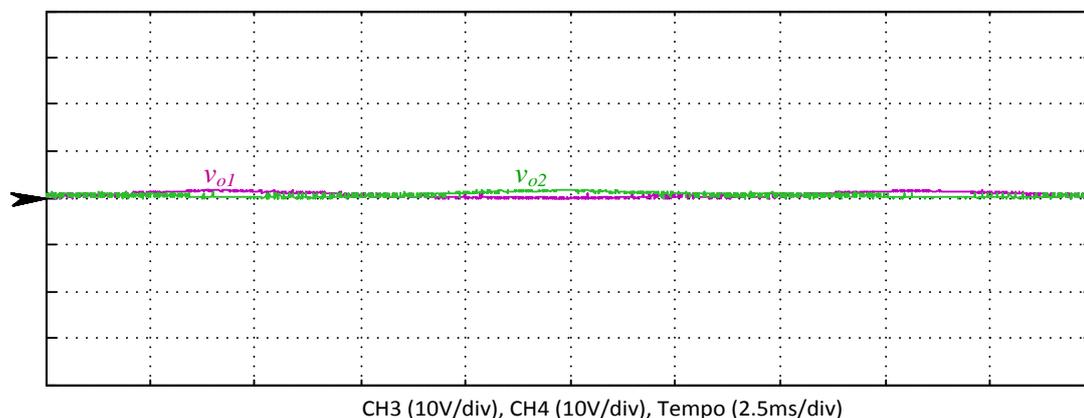


Figura 100: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

Para avaliar o desempenho das malhas de controle das tensões do barramento, a Figura 101 apresenta as formas de onda das tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de carga resistiva na saída do inversor, de 50% para 100% da carga nominal. Pode-se observar uma boa regulação das tensões dos capacitores do barramento, porém, com um tempo de acomodação considerável, em torno de 120 ms, no momento em que se aplica o degrau de carga.

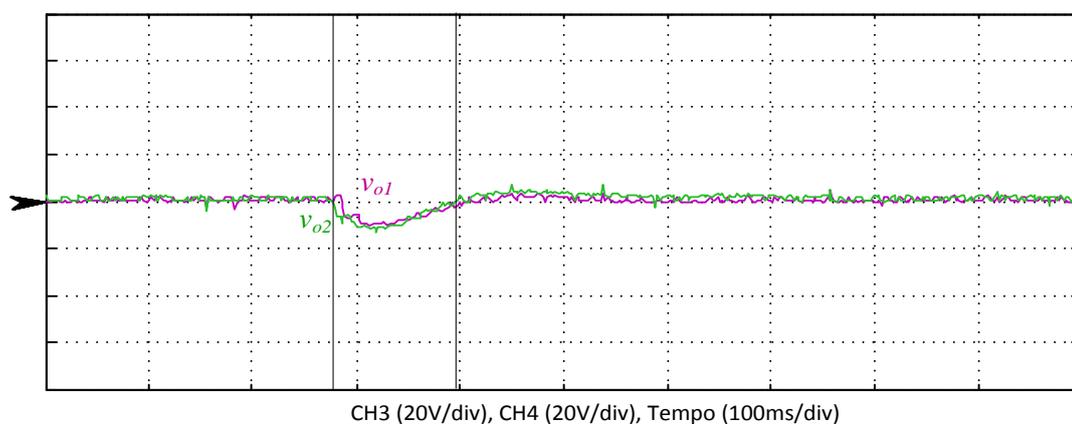


Figura 101: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

Na Figura 102 é mostrado um resultado experimental referente ao degrau de retirada de carga resistiva, de 100% para 50% do valor nominal. Verifica-se uma boa regulação de barramento, porém, de forma semelhante ao caso anterior, a resposta à retirada de carga é lenta, em torno de 115 ms.

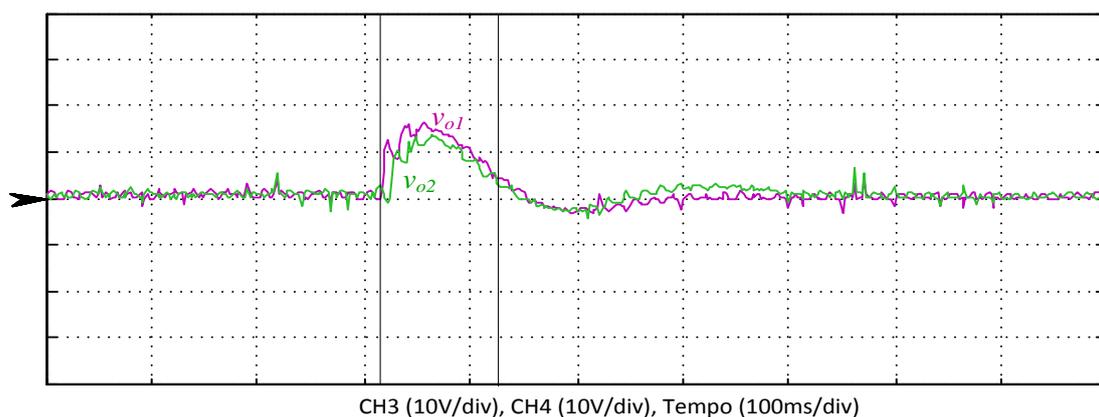


Figura 102: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga nominal resistiva.

É possível observar na Figura 101 e na Figura 102 uma pequena ocorrência de tensão diferencial durante os transitórios de aplicação e retirada de carga. Entretanto, essa diferença de tensão entre os capacitores é eliminada em regime permanente.

### 5.2.2 Ensaios com Cargas Não Lineares

Após a análise com cargas resistivas, aplicou-se uma carga não linear do tipo retificador meia-onda na saída do inversor, conforme descrição apresentada na seção 5.1.

Na Figura 103 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador meia-ponte com a conexão da carga não linear nominal na saída do inversor. Uma vez que os capacitores do barramento são submetidos a cargas distintas nessa situação, pode-se observar a existência de um nível CC na forma de onda da corrente de entrada, inserida pela malha de controle da tensão diferencial para manter as tensões dos capacitores equilibradas.

Na Figura 104 é mostrado o espectro harmônico da corrente de entrada do retificador meia-ponte. Observa-se um aumento na THD da corrente de entrada para 5% (sem considerar o nível CC), indicando que, apesar das malhas de controle da tensão total e diferencial apresentarem reduzidas bandas passantes, o sinal de referência está sendo distorcido pelas ondulações múltiplas de 60 Hz presentes nas tensões do barramento CC.

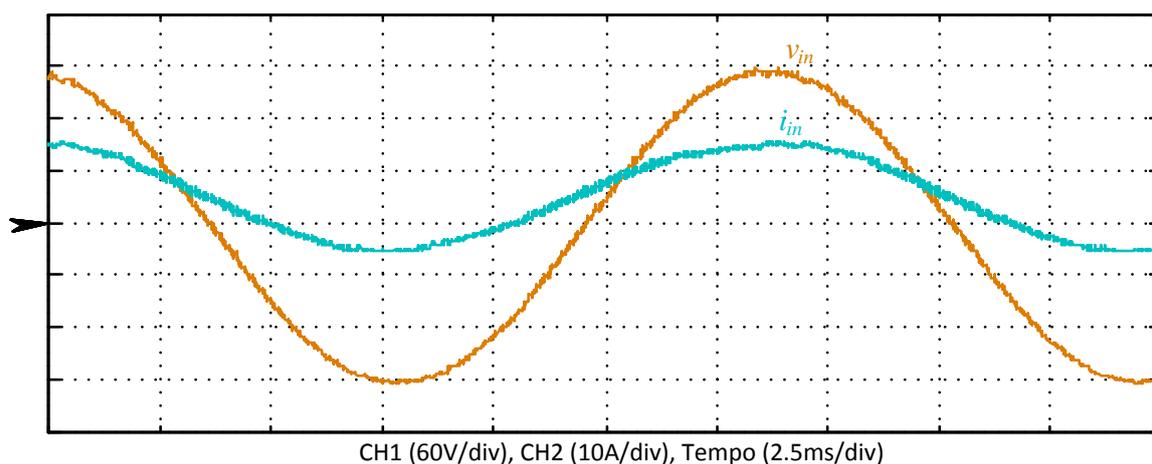


Figura 103: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

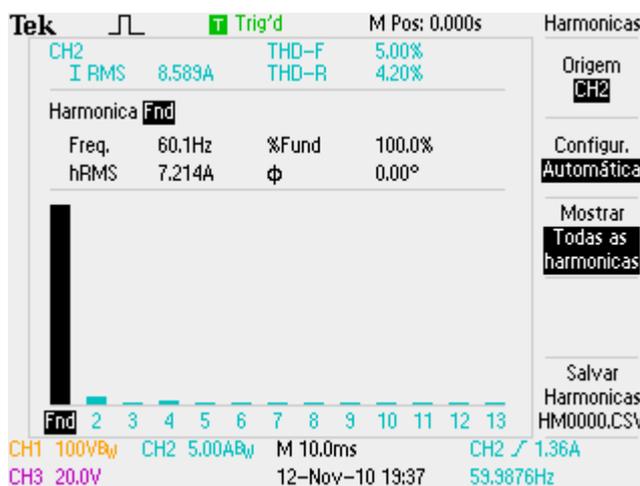


Figura 104: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga não linear nominal.

As formas de onda das tensões do barramento podem ser visualizadas na Figura 105, onde se percebe as maiores amplitudes das ondulações, em comparação com os resultados apresentados para cargas resistivas, assim como a existência de ondulações em diferentes frequências.

A Figura 106 mostra as formas de onda das tensões do barramento CC ao aplicar um degrau de carga não linear de 50% para 100% do valor nominal. Observa-se claramente que após o degrau de carga ocorre um desequilíbrio transitório das tensões do barramento, provocando uma sobre tensão maior que 40 V em um dos capacitores. Após um tempo de acomodação bastante elevado, aproximadamente 510 ms, as tensões dos capacitores são reguladas e equilibradas.

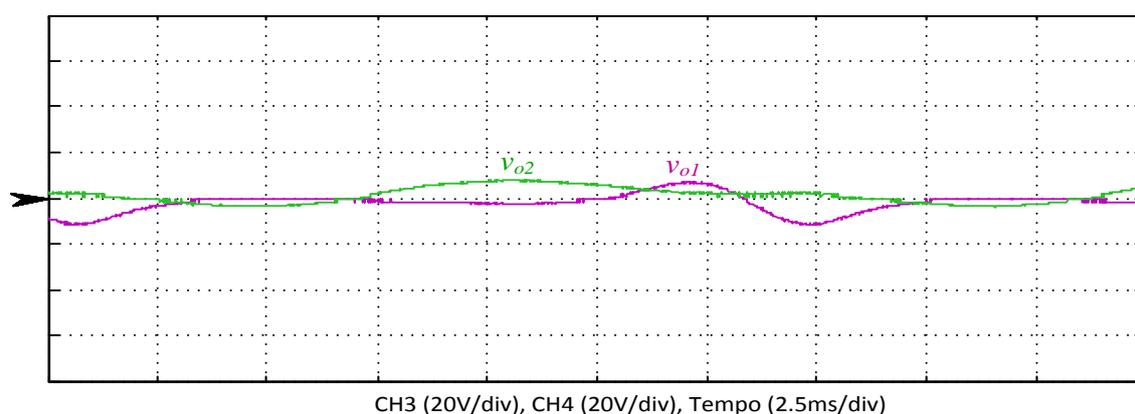


Figura 105: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

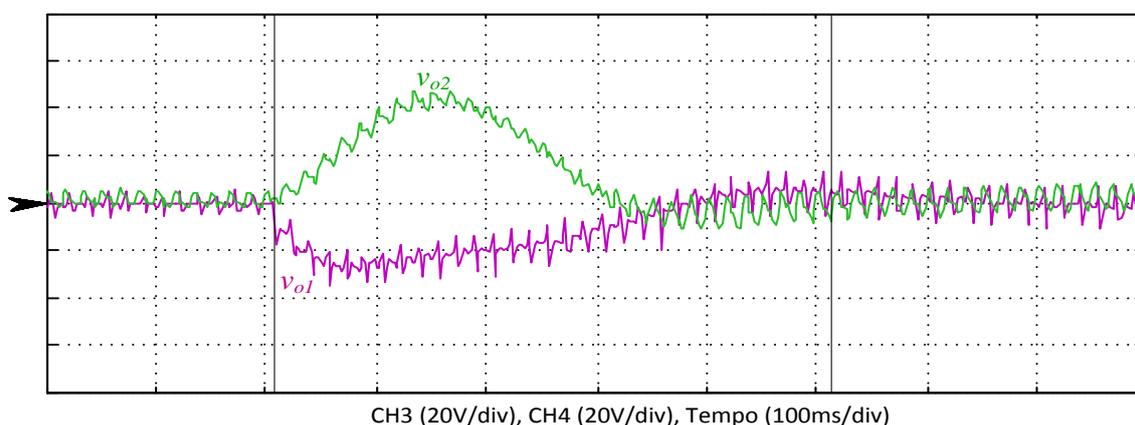


Figura 106: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.

A Figura 107 apresenta um degrau de retirada de carga não linear, de 100% para 50% do valor nominal. Novamente, verifica-se a ocorrência de um desequilíbrio transitório das tensões do barramento, que resulta em sobretensão e subtensão em torno de 40 V nos capacitores do barramento. Além disso, o tempo de acomodação das tensões do barramento CC é elevado e está em torno de 640 ms.

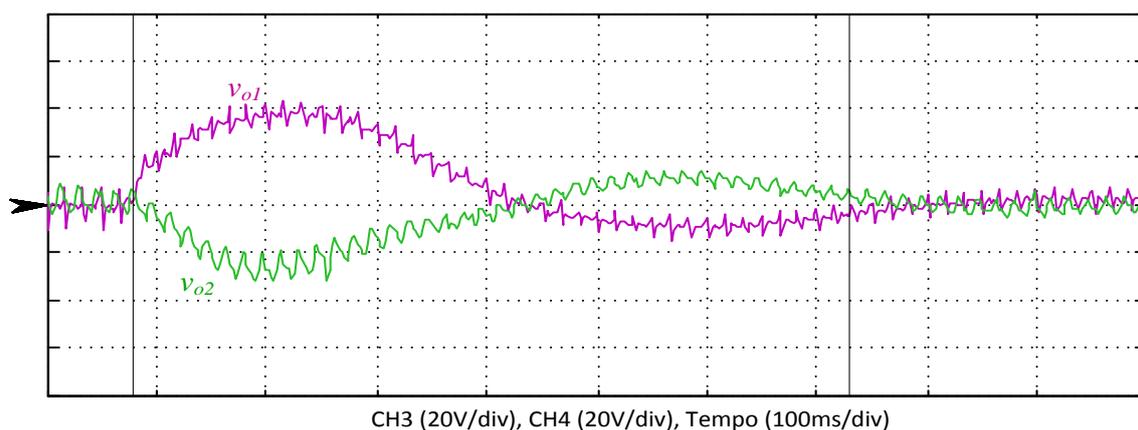


Figura 107: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal.

### 5.3 SISTEMA DE CONTROLE CONVENCIONAL COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos para o sistema de controle convencional projetado com frequência de cruzamento de ganho de 15 Hz para a malha de controle da tensão total e de 5 Hz para a malha de controle da tensão diferencial. A sequência de testes adotada é a mesma utilizada na seção anterior e os resultados experimentais obtidos são mostrados a seguir.

#### 5.3.1 Ensaios com Cargas Resistivas

A Figura 108 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador meia-ponte quando a carga resistiva nominal é conectada no inversor de saída.

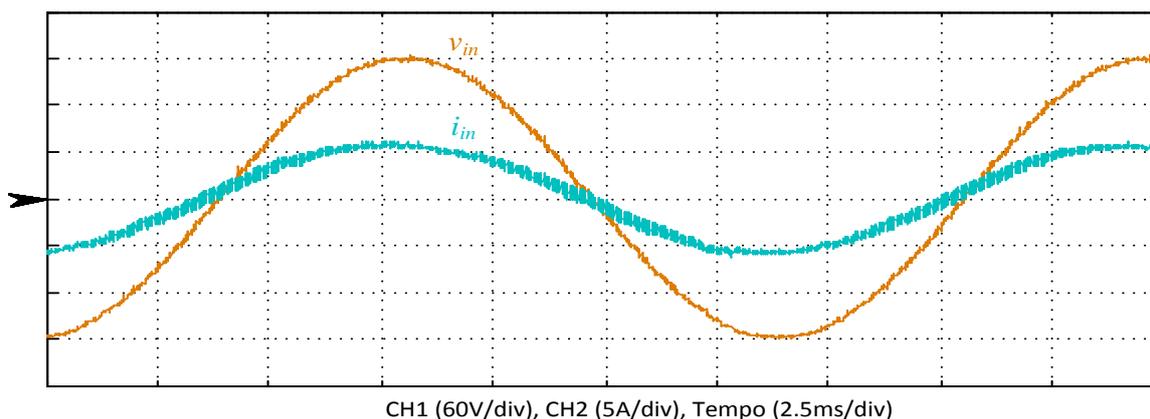


Figura 108: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

O espectro harmônico da corrente de entrada é apresentado na Figura 109, juntamente com o valor da distorção harmônica total. Verifica-se que a THD de 3,32% é similar ao valor obtido com o sistema de controle convencional com reduzidas bandas passantes para a mesma condição de carga. A distorção harmônica é similar para os dois casos, pois as ondulações de tensão são muito pequenas para essa condição de carga, como pode ser verificado na Figura 110, não causando uma distorção significativa do sinal de referência mesmo com valores maiores de banda passante.

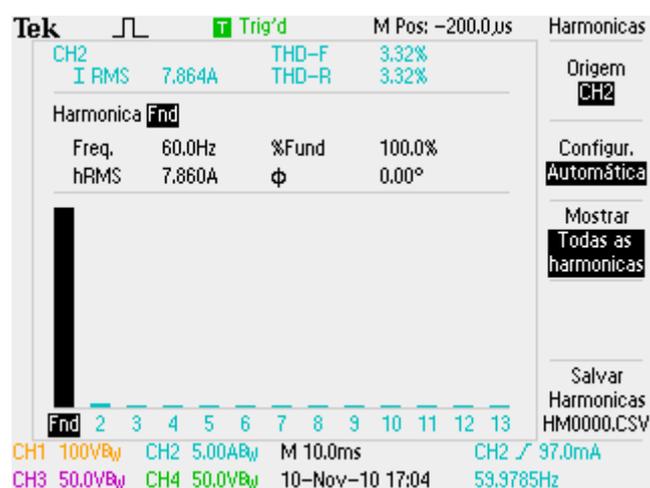


Figura 109: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga nominal resistiva.

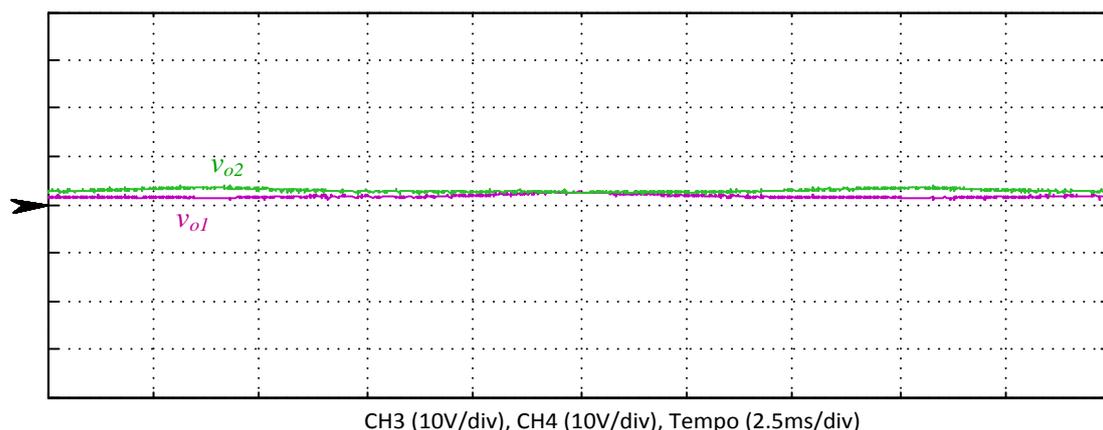


Figura 110: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

Também foram aplicados degraus de aumento e redução de carga na saída do inversor para avaliar a resposta dinâmica das malhas de tensão do barramento. Na Figura 111 podem ser observadas as formas de onda das tensões do barramento para um degrau de entrada de carga resistiva, de 50% para 100% do valor nominal, enquanto na Figura 112 são apresentadas as mesmas formas de onda para um degrau de 100% para 50% da carga resistiva nominal. Pode-se observar que a resposta dinâmica das malhas de tensão melhorou com o aumento das bandas passantes, reduzindo o tempo de acomodação para em torno de 50 ms e 35 ms, respectivamente, assim como as amplitudes das subtensões e sobretensões com entrada e retirada de carga, respectivamente.

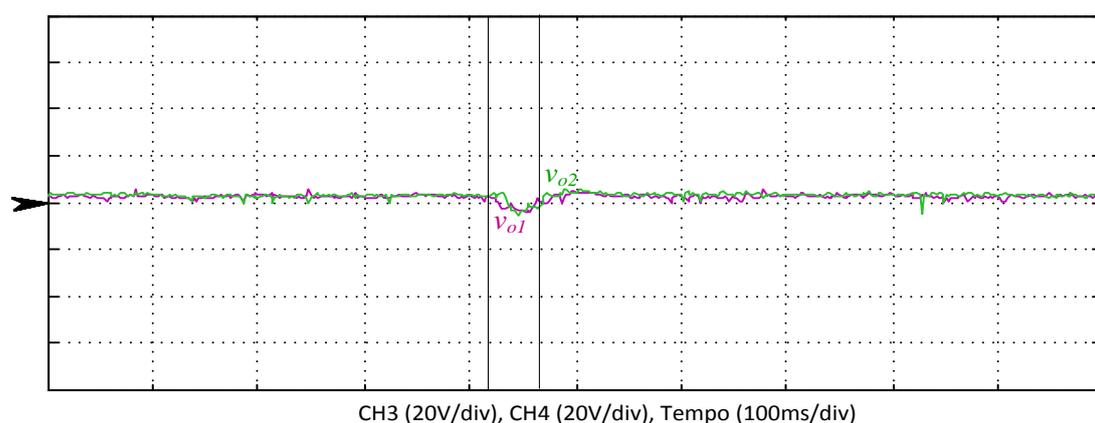


Figura 111: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

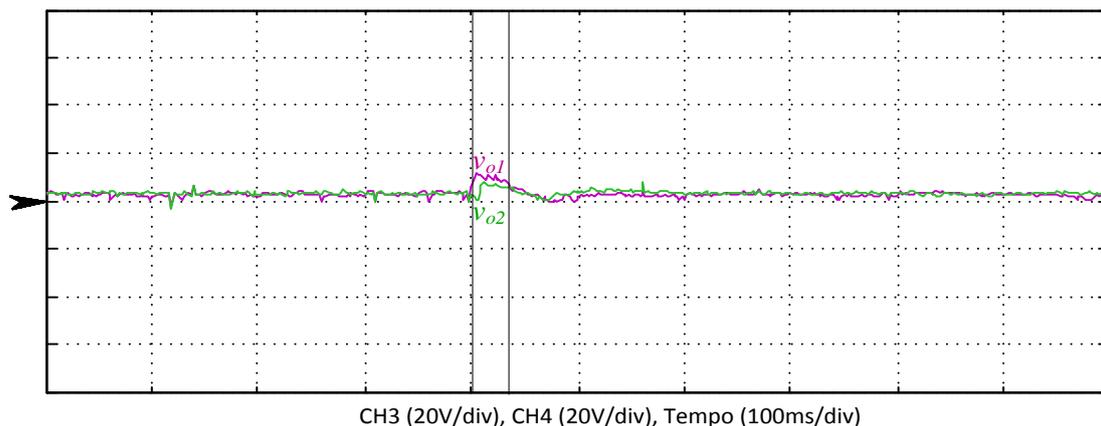


Figura 112: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga nominal resistiva.

De um modo geral pôde-se observar que o aumento das bandas passantes das malhas de tensão resultou em uma melhora na resposta dinâmica desta malhas, sem prejudicar a THD da corrente de entrada, pois as ondulações de tensão possuíram pequena amplitude para essa condição de carga específica.

### 5.3.2 Ensaio com Cargas Não Lineares

As formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador meia-ponte ao conectar a carga não linear nominal descrita na seção 5.1 são mostradas na Figura 113, sendo possível observar a existência de distorções na forma de onda de corrente.

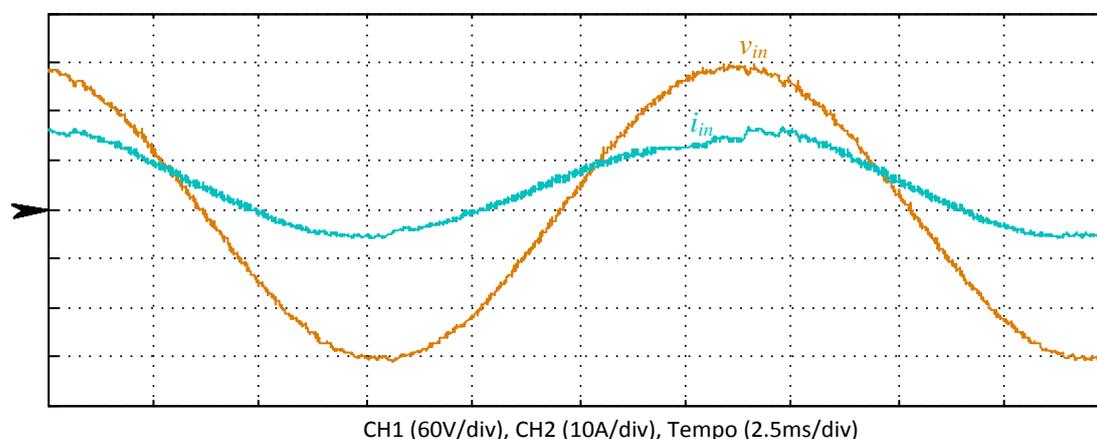


Figura 113: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

Na Figura 114 é apresentado o espectro harmônico da corrente de entrada, que apresenta uma THD igual a 12,2% (desprezando o nível CC introduzido pela malha de controle da tensão diferencial). A maior distorção existente na corrente de entrada para essa condição de carga é devido às maiores bandas passantes das malhas de tensão e à existência de ondulações múltiplas de 60 Hz nas tensões do barramento, como mostrado na Figura 115. Como resultado desses dois fatores, as malhas de controle de tensão produzem um sinal de referência distorcido para a malha de corrente.

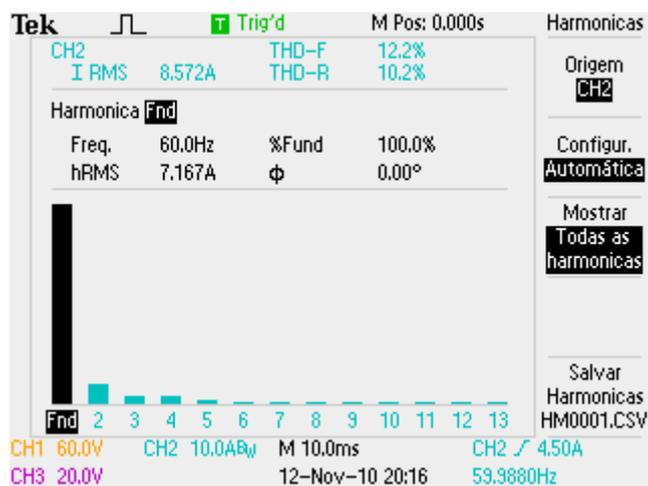


Figura 114: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga não linear nominal.

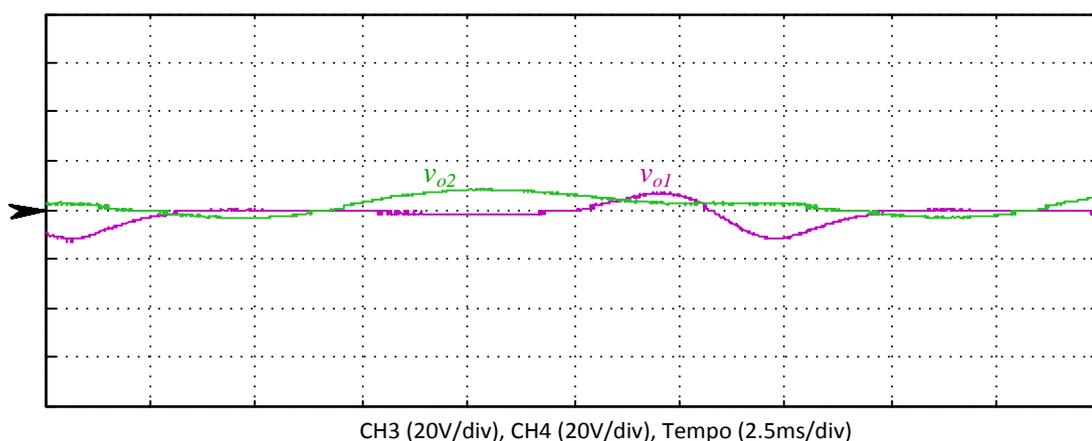


Figura 115: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

Por fim, a resposta dinâmica das malhas de controle da tensão total e diferencial do sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes pode ser observada na Figura 116 e na Figura 117, que mostram as tensões do barramento CC para um degrau de carga não linear, de 50% para 100% do valor nominal e vice-versa, respectivamente. Verifica-se que a resposta dinâmica desse sistema de controle é mais rápida que a obtida com o sistema de controle com bandas passantes reduzidas, em torno de 120 ms e 273 ms, respectivamente, resultando em sobretensões e subtensões em torno de 20 V.

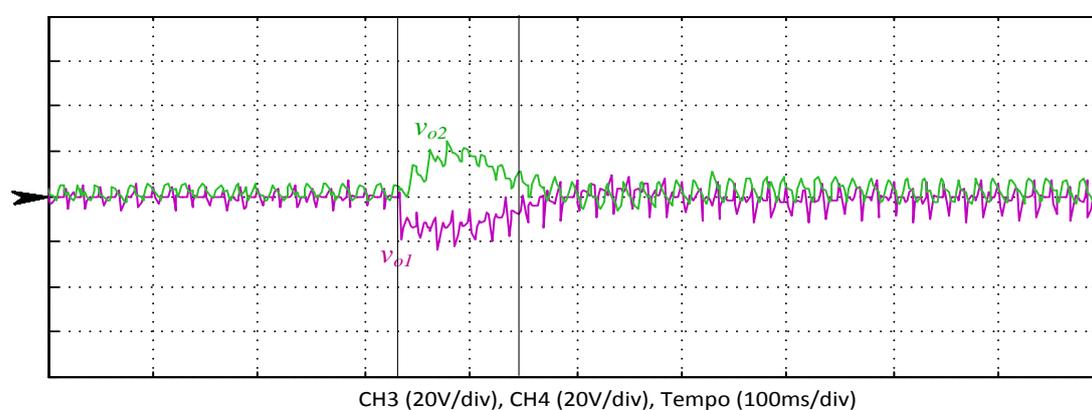


Figura 116: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.

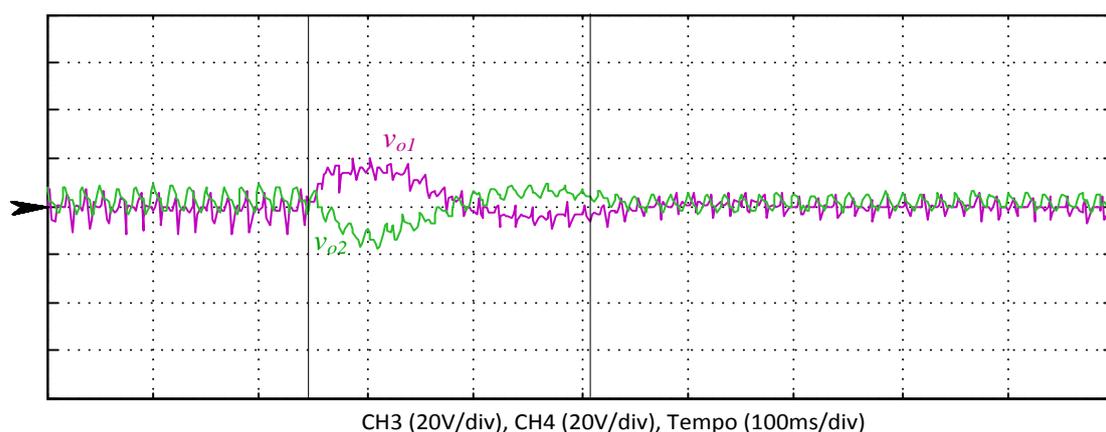


Figura 117: Resultado experimental com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal.

## 5.4 SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO COM ELEVADAS BANDAS PASSANTES

Os resultados experimentais obtidos com o sistema de controle proposto são mostrados nesta seção, seguindo a mesma sequência de testes adota para os demais sistemas de controle implementados em laboratório. Dessa forma, pode-se comparar o desempenho do sistema de controle proposto neste trabalho.

### 5.4.1 Ensaio com Cargas Resistivas

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador meia-onda quando a carga resistiva nominal é conectada ao inversor de saída são mostradas na Figura 118.

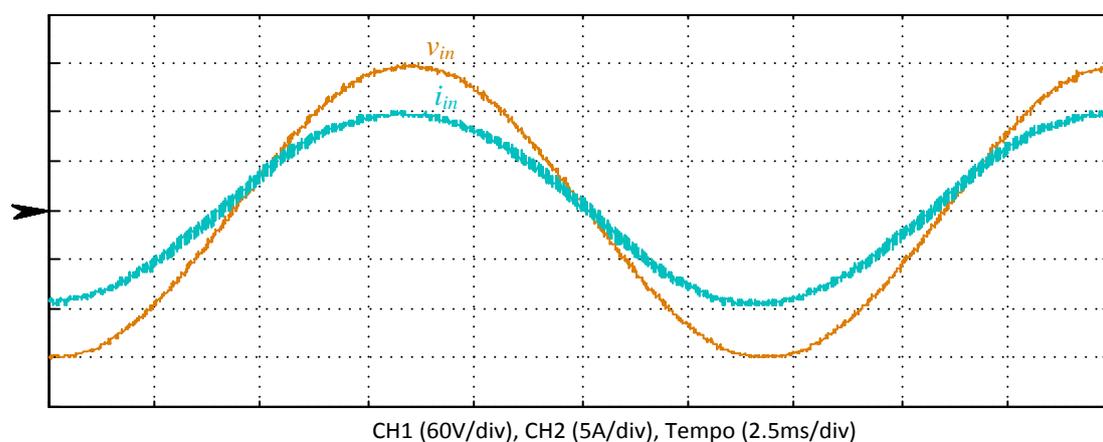


Figura 118: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga nominal resistiva.

A corrente de entrada possui reduzido conteúdo harmônico, como pode ser visualizado no espectro harmônico apresentado na Figura 119. Observa-se que a THD de 2,85% obtida com o sistema de controle proposto é levemente inferior que os valores obtidos com os sistemas de controle convencionais com a carga resistiva nominal.



Figura 119: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga nominal resistiva.

A Figura 120 apresenta as formas de ondas das tensões do barramento CC com o método de controle proposto. É possível observar as pequenas amplitudes das ondulações em função da aplicação de carga linear à saída do inversor e do sincronismo existente entre as formas de onda das tensões de entrada e de saída do sistema retificador-inversor.

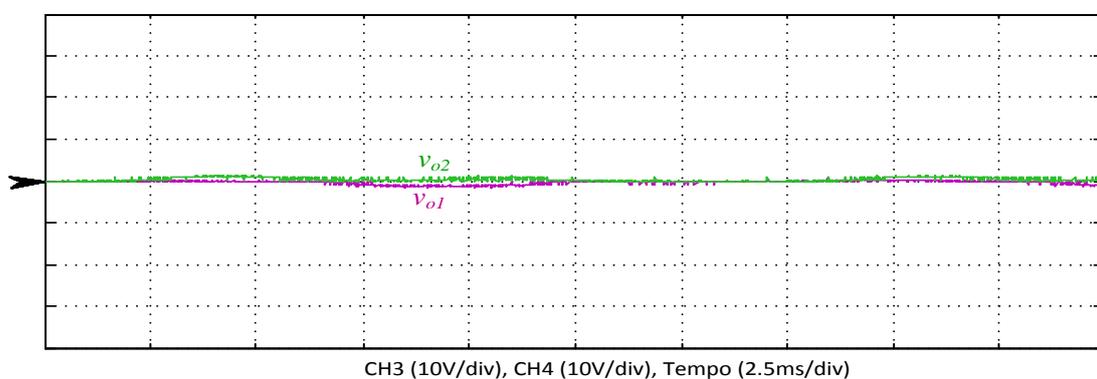


Figura 120: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga nominal resistiva.

Seguindo o mesmo procedimento de testes, degraus de carga resistiva foram aplicados à saída do inversor. A Figura 121 apresenta o resultado experimental obtido para um degrau de 50% para 100% da carga resistiva nominal, enquanto que na Figura 122 é mostrado o resultado obtido para um degrau de 100% para 50% do valor nominal. Para ambos os casos pode-se observar uma rápida resposta dinâmica, com tempo de acomodação de 22 ms para o degrau de aumento de carga e nulo, dentro das condições pré-estabelecidas, para o degrau de retirada de carga.

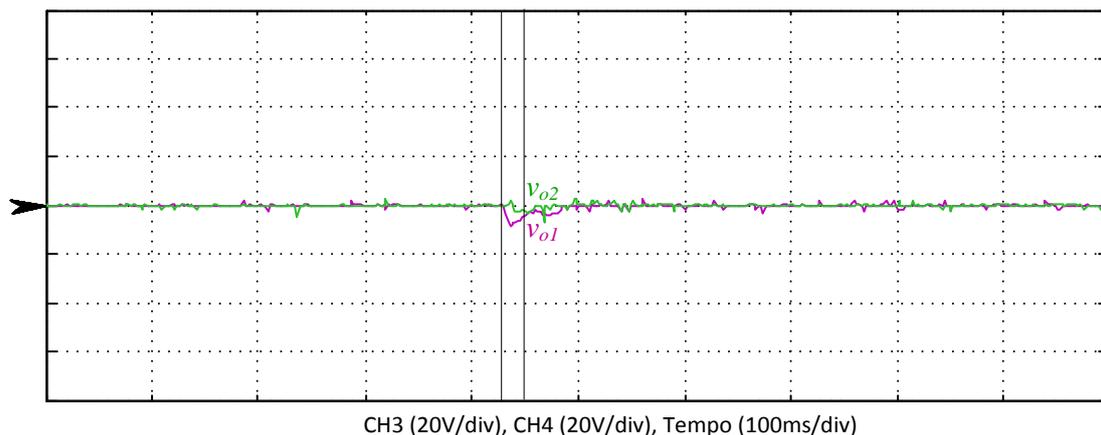


Figura 121: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga nominal resistiva.

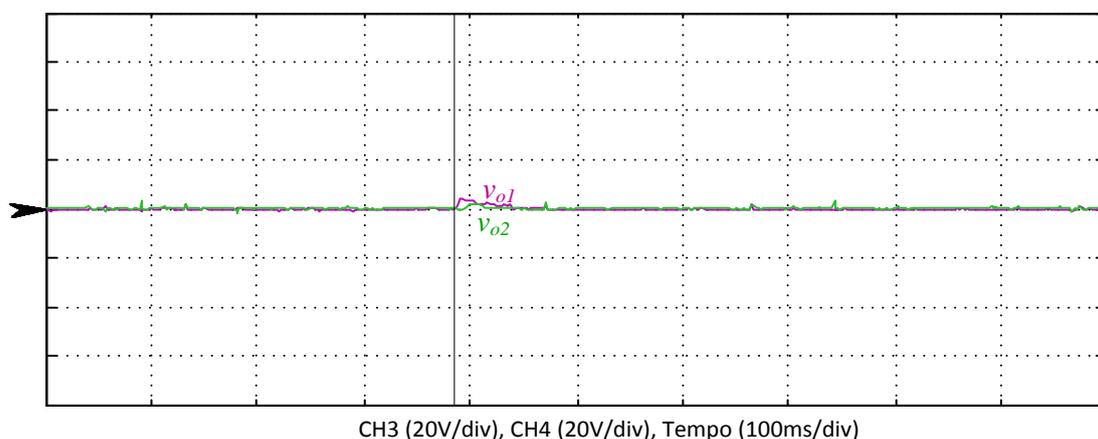


Figura 122: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga nominal resistiva.

#### 5.4.2 Ensaio com Cargas Não Lineares

A Figura 123 mostra a tensão e a corrente na entrada do retificador com a conexão da carga não linear nominal descrita na seção 5.1 na saída do inversor. Facilmente pode-se observar que a forma de onda de corrente apresenta uma reduzida distorção harmônica, mesmo com bandas passantes elevadas. Isso se deve ao fato do uso dos filtros de média móveis digitais na saída dos compensadores de tensão, que impede que as ondulações múltiplas de 60 Hz nas tensões do barramento distorçam o sinal de referência da malha de corrente.

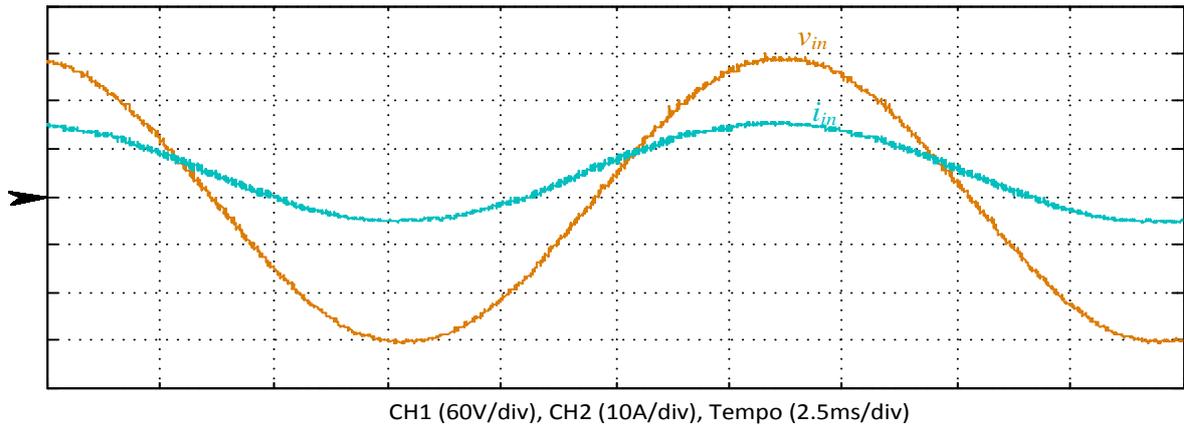


Figura 123: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensão e corrente de entrada com carga não linear nominal.

Na Figura 124 pode ser visualizado o espectro harmônico e a THD da corrente de entrada. Mesmo com ondulações de tensão significativas, como pode ser verificado na Figura 125, a THD é igual a 2,48%, sendo um valor bem menor que o obtido com o sistema de controle convencional com elevadas bandas passantes para esta mesma carga não linear.

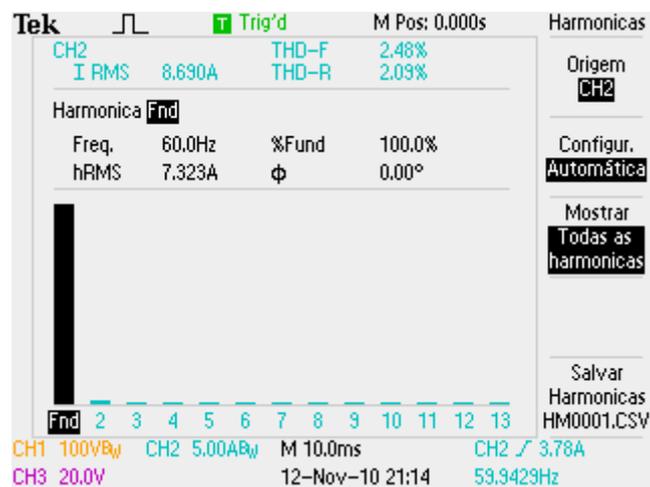


Figura 124: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Espectro harmônico e THD da corrente de entrada com carga não linear nominal.

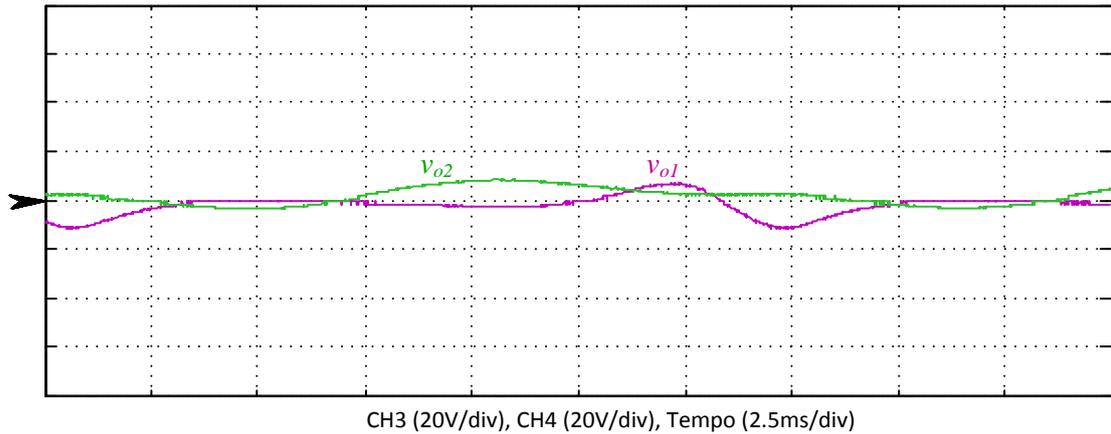


Figura 125: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com carga não linear nominal.

Mantendo o mesmo procedimento de teste aplicado aos demais métodos de controle, degraus de carga não linear foram aplicados à saída do inversor. A Figura 126 mostra o resultado obtido para um degrau de carga não linear de 50% para 100% do valor nominal. Já na Figura 127 é apresentado o resultado obtido para um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal. Para ambos os casos pode-se observar uma excelente resposta dinâmica, com tempos de acomodação 80 ms e 125 ms, respectivamente. Para ambos os degraus de carga e subtensões e sobretensões menores que 20 V no instante em que foram aplicados os degraus de carga.

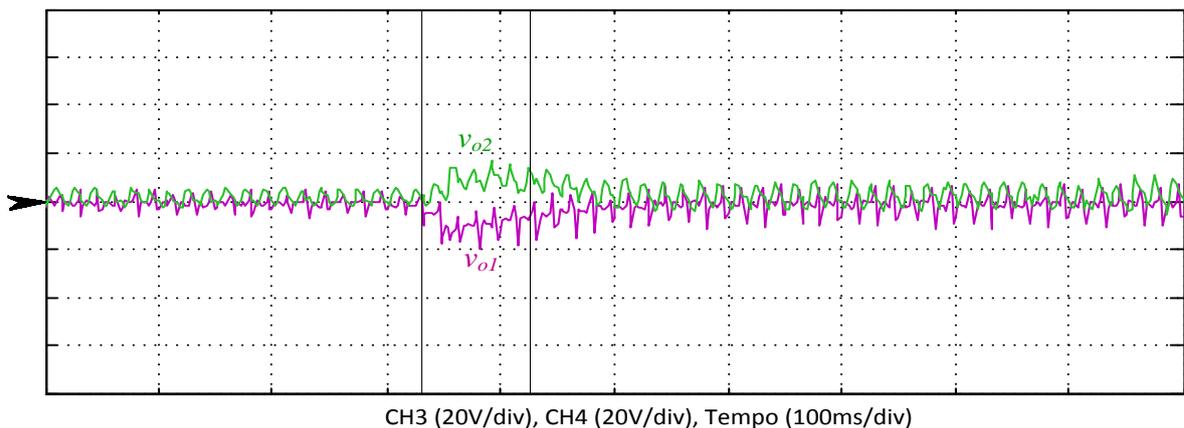


Figura 126: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 50% para 100% da carga não linear nominal.

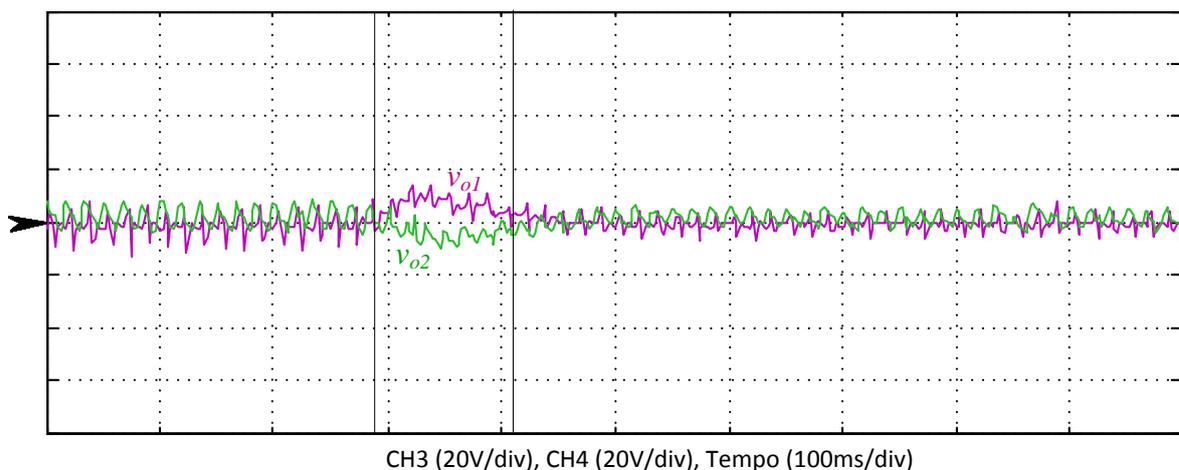


Figura 127: Resultado experimental com o sistema de controle proposto: Tensões do barramento CC com a aplicação de um degrau de 100% para 50% da carga não linear nominal.

## 5.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos durante os ensaios de laboratório com o sistema retificador-inversor descrito no decorrer deste trabalho e detalhado no Apêndice A.

O sistema retificador-inversor foi ensaiado com três métodos de controle digitais distintos, sendo dois métodos de controle convencionais, um com reduzidas bandas passantes para as malhas de controle de tensão, e o segundo com elevadas bandas passantes para as mesmas malhas, e finalmente, o método de controle digital proposto nesta dissertação de mestrado, com elevadas bandas passantes e a inclusão de filtros digitais de média móvel nas malhas de tensão total e diferencial.

No método de controle convencional com reduzidas bandas passantes, a forma de onda da corrente de entrada apresentou baixa distorção harmônica tanto para cargas resistivas quanto para cargas não lineares. Já o controle das tensões total e diferencial do barramento resultou em excelente regulação em regime permanente, porém, com resposta dinâmica bastante lenta em função das reduzidas bandas passantes das mesmas.

Já o método de controle convencional com elevadas bandas passantes resultou em uma resposta dinâmica das tensões do barramento CC significativamente mais rápida. Entretanto, o aumento das bandas passantes, juntamente com a existência de ondulações múltiplas de 60 Hz nas tensões do barramento, resultou na distorção do sinal de referência da malha de corrente e, portanto, aumentou a THD da corrente de entrada, especialmente com a aplicação de cargas não lineares na saída do inversor.

Com o método de controle proposto obteve-se melhores resultados em ambos os aspectos. As malhas de tensão total e diferencial apresentaram boa resposta dinâmica e excelente regulação das tensões total e diferencial. Além disso, a inclusão de filtros digitais de média móvel nas saídas dos compensadores de tensão resultou em correntes de entrada com baixa THD para todos os tipos de carga testados em laboratório.

Comparativos entre os resultados obtidos para os tempos de regulação das tensões de barramento e para a THD da corrente de entrada e com a aplicação das cargas linear e não linear ao inversor de saída, dos três métodos de controle implementados, são apresentados na Tabela 9 e na Tabela 10, respectivamente, a seguir.

Tabela 9: Comparativo entre os sistemas de controle simulados e os tempos de regulação das tensões do barramento submetido a degraus de carga.

Sistema de Controle x Tempo de Regulação das Tensões do Barramento	Tempo de Regulação das Tensões do Barramento			
	Degrau de Carga Linear		Degrau de Carga Não Linear	
	Aumento de 50%	Retirada de 50%	Aumento de 50%	Retirada de 50%
Sistema de Controle Convencional com Reduzidas Bandas Passantes	120 ms	115 ms	510 ms	640 ms
Sistema de Controle Convencional com Elevadas Bandas Passantes	50 ms	35 ms	120 ms	273 ms
Sistema de Controle Proposto com Elevadas Bandas Passantes	22 ms	0 ms	80 ms	125 ms

Tabela 10: Comparativo entre os resultados obtidos para a THD da corrente de entrada do retificador nos 3 sistemas de controle implementados.

Sistema de Controle x THD Obtida	THD da Corrente de Entrada	
	Carga Linear	Carga Não Linear
Sistema de Controle Convencional com Reduzidas Bandas Passantes	3,44%	5%
Sistema de Controle Convencional com Elevadas Bandas Passantes	3,32%	12,2%
Sistema de Controle Proposto com Elevadas Bandas Passantes	2,85%	2,48%

Portanto, com os resultados apresentados, verifica-se que se obteve os melhores resultados com o método de controle proposto, em ambas as circunstâncias de carga, tanto para a malha de controle da corrente de entrada quanto para as malhas de tensão total e diferencial do barramento CC.

## 6 CONCLUSÕES GERAIS

Esta Dissertação de Mestrado propôs uma nova técnica de controle digital para um retificador meia-ponte que compõe o estágio de uma UPS não isolada de dupla conversão. A técnica de controle proposta utiliza filtros de média móvel digitais nas saídas dos compensadores das malhas de tensão para minimizar as ondulações múltiplas da frequência fundamental nas saídas dos compensadores. Dessa forma, podem-se aumentar as bandas passantes das malhas de tensão, sem aumentar a distorção harmônica da corrente de entrada.

A estrutura de potência utilizada no desenvolvimento do trabalho foi analisada qualitativamente no Capítulo 2, explorando suas principais características, etapas de operação e formas de onda. Também foi realizada uma análise quantitativa da ondulação de corrente no indutor e da ondulação de tensão no capacitor, encontrando equações que permitem realizar o projeto desses elementos que compõem o retificador meia ponte. Além disso, a análise matemática apresentada nesse capítulo demonstrou que, dependendo da carga aplicada ao retificador meia ponte, as tensões do barramento CC irão apresentar ondulações de tensão múltiplas da frequência fundamental.

No Capítulo 3 foi apresentada uma descrição do sistema de controle digital proposto, juntamente com a modelagem dinâmica do conversor e o projeto de todo sistema de controle. O projeto de cada compensador foi realizado no plano  $W$ , com base nos modelos dinâmicos obtidos nesse capítulo. Uma vez obtidos os compensadores no plano  $W$ , os mesmos foram discretizados para o plano  $Z$ , sendo possível obter as equações diferenças para a implementação no DSP. Além dos compensadores, o projeto dos filtros digitais usados em cada uma das malhas de controle das tensões do barramento CC também foi discutido no Capítulo 3.

Então, utilizando os compensadores digitais projetados, no Capítulo 4 foram mostradas simulações numéricas realizadas no Matlab/Simulink<sup>®</sup>. Os resultados de simulação apresentados nesse capítulo demonstraram a rápida resposta transitória do sistema de controle proposto, sem prejudicar o conteúdo harmônico da corrente de entrada sintetizada pelo retificador.

Posteriormente, um protótipo foi implementado no laboratório para a realização dos testes práticos. O sistema de controle digital proposto, além de outros dois métodos de controle, foram implementados em um DSP TMS320F2812 da Texas Instruments. Dessa forma, foi possível comparar o desempenho do sistema de controle proposto com outros dois sistemas de controle, compostos por compensadores PI convencionais nas malhas de tensão. Os resultados experimentais apresentados no Capítulo 5 demonstram que o sistema de controle proposto melhora significativamente a resposta transitória das malhas de tensão, sem perder a capacidade de sintetizar uma corrente senoidal de entrada, mesmo com condições severas de carga linear e não linear. De um modo geral, pode-se dizer que a inclusão dos filtros de média móvel reduz o impacto das ondulações de tensão nos capacitores do barramento CC, tornando possível aumentar as bandas passantes das malhas de tensão. A utilização conjunta de técnicas de controle digital e filtros de média móvel permitiu que o sistema de controle se tornasse mais rápido, mantendo uma baixa THD da corrente de entrada e um elevado fator de potência, ao mesmo tempo em que mantém reguladas as tensões do barramento CC reguladas e equilibradas.

O sistema de controle digital proposto é simples e pode ser facilmente implementado em microprocessadores de baixo custo, já que o algoritmo de controle proposto é composto de simples equações recursivas. Como resultado final, pode-se afirmar que este trabalho atingiu os objetivos propostos e possibilitou que os resultados alcançados possam ser difundidos para a comunidade científica.

Visando a continuidade deste trabalho, esta dissertação deixa as seguintes sugestões para trabalhos futuros:

- A investigação dos limites aplicáveis das bandas passantes aplicadas às malhas de tensão, podendo com isso obter um incremento de resposta dinâmica no controle das mesmas.
- A investigação do limite aplicável da banda passante da malha de tensão diferencial, em relação banda passante da malha de tensão total, e o impacto ocasionado pela proximidade das mesmas.
- Projeto e implementação do sistema de controle de toda UPS, abordando também o conversor bidirecional para o controle de carga das baterias e operação em modo backup, e inversor de saída, utilizando técnicas de controle digital.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. **IEC 61000-3-2**. *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current  $\leq 16$  A per Phase)*. 2005.
- [2]. **IEEE-Std.519-1992**. *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. 1992.
- [3]. **Agência Nacional de Energia Elétrica, ANEEL**. *Manual para Elaboração do Programa de Eficiência Energética*. s.l. : Disponível em: [www.aneel.gov.br](http://www.aneel.gov.br), Fevereiro. 2008.
- [4]. **Agência Nacional de Energia Elétrica, ANEEL**. *Resolução 456/2000*. s.l. : Disponível em: [www.aneel.gov.br](http://www.aneel.gov.br), Novembro. 2000.
- [5]. **Barbi, Ivo**. *Eletrônica de Potência*. 4ª edição. Florianópolis–SC : Edição do Autor, 2002.
- [6]. **Erickson, R. W. and Maksimovic, D**. “*Fundamentals of Power Electronics*”, *Second edition*. Secaucus, NJ, USA : Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [7]. **Paice, D. A**. “*Power Electronic Converter Harmonics - Multipulse Methods for Clean Power*”. s.l. : IEEE Press, 1996.
- [8]. **Singh, B., Al-Haddad, K. and Chandra, A**. “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”. *IEEE Trans. Ind. Electr.* Outubro. 1999., vol. 45, pp. 960-971.
- [9]. **Pomilio, J. A**. “*Harmônicos e Fator de Potência: Um Curso de Extensão*”. s.l. : UNICAMP. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>.
- [10]. **O. Garcia; J. A. Cobos; R. Prieto; P. Alou; J. Uce**. “Single Phase Power Factor Correction: A Survey”. *IEEE Trans. Power Electr.* Maio 2003, vol. 18, pp. 749-755.
- [11]. **Salmon, J. C**. Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-Controlled Single-phase Boost Rectifiers. *IEEE Transactions On Power Electronics*. No 4. Outubro, 1993.
- [12]. **IEEE-Std.446-1995**. *Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*. (Orange Book).
- [13]. **IEC62040-3**. Uninterruptible Power Systems (UPS) – Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements. 1999.
- [14]. **Koffler, R**. “Transformer or Transformerless UPS?”. *IEE Power Engineer*. Junho/Julho, 2003, vol. 17, pp. 34-36.

- [15]. **R. Ghosh and G. Narayanan.** “A simple analog controller for single-phase half-bridge rectifier”. *IEEE Trans. Power Electr.* Janeiro, 2007, vol. 22, pp. 186-198.
- [16]. **R. Ghosh and G. Narayanan.** “A Simple Method to Improve the Dynamic Response of Single-Phase PWM Rectifiers”. *IEEE Trans. Ind. Electr.* Outubro, 2008, vol. 55, pp. 3627-3633.
- [17]. **Salmon, J. C., Wang, L. and Guay, L.** . A current controller for 1-phase pwm rectifiers using real-time internal feedback of the pwm controller signals. *Proc.,Electr. Power Appl. IEEE.* 2006. vol. 2, pp. 1448-1453.
- [18]. **Salmon, J. C.** Circuit Topologies for Single-phase Voltage-Doubler Boost Rectifiers. *Proc.,Electr. Power Appl. IEEE.* 1993. vol. 8, pp. 521-529
- [19]. **Boys, J.T. and Green, W.** Current-forced single-phase reversible rectifier. *IEE Proceedings.* Setembro, 1989, Vol. 136, Pt. B, No. 5, pp. 205-211.
- [20]. **R. Srinivasan and R. Oruganti.** “A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology”. *IEEE Trans. Power Electr.* Maio, 1998, vol. 13, pp. 487-500.
- [21]. **S. B. Bekiarov, A. Nasiri and A. Emadi.** S. B. Bekiarov, A. Nasiri, A. Emadi, “A New Reduced Parts On-Line Single-Phase UPS System”. in *Proc. 29th IECON.* 2003, pp. 688-693.
- [22]. **K. Hirachi, A. Kajiyama and M. Nakaoka.** Feasible Compact UPS incorporating Current-Mode Controlled Two-Quadrant Chopper-Fed Battery Link. *Proc.,Electr. Power Appl. IEEE.* 1997. vol. 1, pp. 418-424
- [23]. **K. Hirachi, A. Kajiyama and M. Nakaoka.** “Cost-Effective Bidirectional Chopper-Based Battery Link UPS with Common Input-Output Bus Line and Its Control Scheme”. in *Proc. 22nd IECON.* 1996, pp. 1681-1686.
- [24]. **T. Uematsu; T. Ikeda; N. Hirao; S. Totsuka; T. Nin.** “A Study of the High Performance Single Phase UPS”. in *Proc. 29th PESC.* 1998, pp. 1872-1878.
- [25]. **Y.-K. Lo, T.-H. Song and H.-J. Chiu.** “Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers”. *IEEE Trans. Ind. Electr.* Outubro, 2002. vol. 49, pp. 1175-1177.
- [26]. **J. Rajagopalan; J. G. Cho; B. H. Cho; F. C. Lee.** “High Performance Control of Single-Phase Power Factor Correction Circuits Using a Discrete Time Domain Control Method”. in *Proc. 10th APEC.* 1995, pp. 647-653.
- [27]. **G. Spiazzi; , P. Mattavelli; L. Rossetto; S. Buso.** “Simple Digital Control Improving Dynamic Performance of Power Factor Preregulators”. *IEEE Trans. Power Electr.* Setembro, 1998, vol. 13, pp. 814-823.

- [28]. **G. Spiazzi, P. Mattavelli and L. Rossetto.** Power Factor Preregulators with Improved Dynamic Response. *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, Maio 1997. Power Electronics Specialists Conference. *26th Annual IEEE vol.1.* 1995, pp 150 – 156.
- [29]. **A. Prodic; J. Chen; R. W. Erickson; D. Maksimovic.** “Digitally Controlled Low-Harmonic Rectifier Having Fast Dynamic Responses”. *in Proc. 17th APEC.* 2002, pp. 476-482.
- [30]. **S. Wall and R. Jackson.** “Fast Controller Design for Single-Phase Power-Factor Correction Systems”. *IEEE Trans. Ind. Electr.* Outubro, 1997., vol. 44, pp. 654-660.
- [31]. **D. G. Lamar; A. Fernández; M. Arias; M. Rodríguez; J. Sebastián; M. M. Hernando.** A Unity Power Factor Correction Preregulator with Fast Dynamic Response Based on a Low-Cost Microcontroller. *IEEE Trans. Power Electr.* Março, 2008, vol. 23, pp. 635-642.
- [32]. **Lin, B.R. and Yang, T.Y.** Single-phase half-bridge rectifier with power factor correction. *IEE Proc.-Electr. Power App.* Julho, 2004, Vol. 151, pp. 443-450.
- [33]. **F. D. Freijedo; J. Doval-Gandoy; O. López; P. Fern.** “A Signal-Processing Adaptive Algorithm for Selective Current Harmonic Cancellation in Active Power Filters”. *IEEE Trans. Ind. Electr.* Agosto, 2002, vol. 56, pp. 2829-2840.
- [34]. **Salaet, J., Bordonau J. and Peracaula, J.** SVM Based Control of A Single-Phase Half Bridge Boost Rectifier under Power Factor Correction and Balanced Operation. *IEE Proc.,Electr. Power Appl. IEEE.* 2000. Vol. 1, pp. 130-134.
- [35]. **Branco, C. G. C., Cruz, Cícero M. T. and Torrico-Basc.** A Transformerless Single Phase On-Line UPS with 110V/220V Input Output Voltage. *Proc.,Electr. Power Appl. IEEE.* 2006.
- [36]. **Su, Gui-Jia.** Design and Analysis of a Low Cost, High Performance Single Phase UPS System. Março, 2001, vol. 2, pp. 900-906,
- [37]. **Su, Gui-Jia and Tetuhiko Ohno.** A New Topology For Single Phase UPS Systems. Agosto, 1997, pp. 913-918.
- [38]. **Tsai, M., Chai, K. and Tzou, Y.** CPLD Realization of a Digital Programmable PFC Control IC for Single-phase Half-Bridge Boost AC-DC Converters. Anchen. Germany, 2004, pp. 1134-1139.
- [39]. **Eissa, M. O., Leeb, S. B. and Verghese, G. C.** A Fast Analog Controller For A Unity-Power-Factor AC/DC Converter. *IEEE.* 1994. vol. 2, pp. 551-555.

- [40]. **Scholtz, Juliano Sadi.** *Projeto de Um Retificador Trifásico Regenerativo Com Elevado Fator de Potência e Controle em Coordenadas “DQ0” Implementado no DSP TMS320F2812.* Joinville : CCT/UEDESC. Dissertação de Mestrado, Maio de 2006.
- [41]. **Cardoso, Fabiano Luz.** *Projeto de Um Retificador Bidirecional com Elevado Fator de Potência com Controle por Valores Médios Instantâneos, Implementado no DSP TMS320F2812.* Joinville : CCT/UEDESC. Dissertação de Mestrado., Maio de 2006.
- [42]. **Sperb, Jonathan Dômini.** *Projeto de Um Inversor Trifásico Com Snubber de Underland Regenerativo e Controle Digital Implementado no DSP TMS320F2812.* Joinville : CCT/UEDESC. Dissertação de Mestrado., Agosto de 2007.
- [43]. **Júnior, Elias Teodoro da Silva.** *Análise e projeto de compensadores para o conversor Boost.* Florianópolis : Universidade Federal de Santa Catarina. Dissertação de Mestrado, Dezembro de 1994.
- [44]. **Barbi, Ivo.** *Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª edição.* Florianópolis, UFSC : Edição do Autor, 2007.
- [45]. **Barbi, Ivo.** *Projeto Físico De Indutores E Transformadores.* Florianópolis. UFSC : Edição do Autor, 03/2002.
- [46]. **Ogata, K.** *Discrete-Time Control Systems, 2nd edition.* New Jersey : Prentice Hall, 1994.
- [47]. **Petry, Clóvis Antônio.** *Semicondutores Aplicados a Conversores CC-CA: Módulos de Potência e Drivers.* Florianópolis. CEFET-SC : s.n., 06/2008.
- [48]. **Bottarelli, Marlos Gatti and Fenili, Murilo De Pieri.** *Aspectos Construtivos de Conversores Estáticos, Apostila de Aula.* Florianópolis: UFSC : s.n., 05/2006.
- [49]. **Yoshimura, Victor Leandro.** *Projeto de Fontes Chaveadas: Introdução e Elementos Magnéticos.* s.l. : CEFET-MT.
- [50]. **BASCOPÉ, René Pastor Torrico and PERIM, Arnaudo José.** *O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência. 1ª ed.* Porto Alegre : Sagra Luzzato, 1997.
- [51]. **GRUITER, Arthur François de.** *Amplificadores Operacionais: fundamentos e aplicações.* São Paulo : McGraw-Hill, 1988.
- [52]. **Bento, A. A., Silva E. R. da and Santos Jr, E. C.** Reducing the Inductor Size and Current Stress by Interleaved Bidirectional Boost Rectifiers Used for Power Factor Correction. *IEEE, App. Power Elect. Conference and Exposition, APECE 2006.*
- [53]. **Itoh, R. and Ishizaka, K.** Single-phase sinusoidal convertor using MOSFETs. Setembro, 1989, Vol. 136, Pt. B, No. 5.

- [54]. **Gokhale, K. P., Kawamura, A. and Hoft, R. G.** Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis. Setembro/Outubro, 1987, Vol. Ia-23, No. 5.
- [55]. **Lin, B. R., Hung, T. L. and Huang, C. H.** Bi-directional singlephase half-bridge rectifier for power quality compensation. 2003, pp. 397–406.
- [56]. **Buso, S.; Fiasolo, S.; Malesani, L.; Mattavecli, P.** A dead-beat adaptive hysteresis circuit control. Phoenix, AZ, 1999, pp 72-78, vol.1.
- [57]. **Reinert, M. R.; Rech, C.; Mezaroba, M.; Michels, L.** Transformerless double-conversion UPS using a regenerative snubber circuit. 10o Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP'09), 2009, pp. 564-570.
- [58]. **Jr., R. W. Johnson.** Power Conversion Apparatus and Methods Using Balancer Circuits. *U.S. Patent 6 819 576 B2*. Novembro, 2004, Vol. 16.
- [59]. **Spectrun Digital Incorporated.** *EZDSPTM 2812 - Technical Reference*. DSP - Development Systems, 2003.
- [60]. **L.M., Nodari, M., Mezaroba, L., Michels, C., Rech, C.** “A New Digital Control System for a Single-Phased Half-Bridge Rectifier with Fast Dynamic Response”. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition – ECCE*. November 2010. pp. 1204-1211.

## APÊNDICE A – PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

### A.1 VISÃO GERAL DO CIRCUITO IMPLEMENTADO

Neste apêndice serão abordados os principais pontos relativos à implementação do protótipo desenvolvido em laboratório, para que seja possível validar, na prática, a eficácia do método proposto para o controle do retificador.

São apresentados detalhes construtivos do protótipo, com a descrição dos principais circuitos que compõem o retificador, subdivididos em circuitos de instrumentação, potência e o DSP, com suas respectivas características de operação.

A Figura 128 mostra um diagrama de blocos simplificado do protótipo implementado, contendo a estrutura principal de potência, os blocos de instrumentação e o sistema de controle implementado no DSP TMS320F2812.

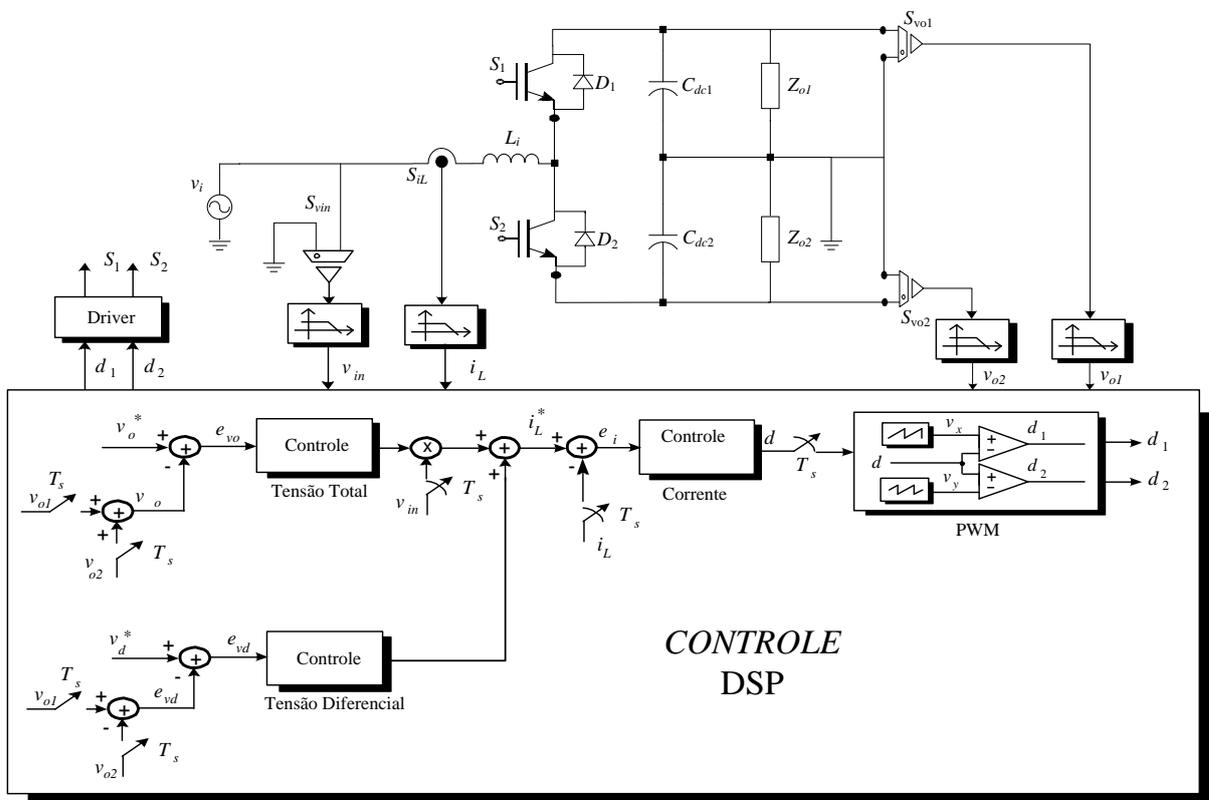


Figura 128: Diagrama de blocos simplificado do protótipo implementado.

Para que o sistema de controle digital funcione corretamente, o DSP precisa receber os dados provenientes do circuito de potência, oriundos dos sensores de tensão e corrente. Após serem devidamente condicionados, estes dados são aplicados às suas respectivas malhas e o resultado do sistema de controle é levado através dos *drivers* às chaves do módulo de potência, para que o acionamento destas seja feito de tal modo que o controle possa atuar sobre as suas respectivas malhas.

Para que tudo isso possa ocorrer, a programação do DSP deve estar devidamente implementada, desde suas configurações básicas até a programação das leis de controle. Portanto, a programação do DSP consiste não só na execução da lei de controle, mas também da configuração do sistema, dos conversores A/D, do controlador PWM, temporizadores e demais periféricos do DSP.

## A.2 PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS

Para a implementação do sistema de controle digital utilizou-se o kit didático TMS320F2812 *eZdsp™*, da *Spectrum Digital* [59]. Este kit permite o acesso e a programação do DSP TMS320F2812 da *Texas Instruments*.

O DSP TMS320F2812 é construído com a tecnologia CMOS, opera na frequência de 150 MHz, com baixo consumo de energia e alto desempenho. Esse DSP possui topologia Harvard modificada, ou seja, os barramentos internos de programa, dados e I/O são independentes, permitindo que haja acesso simultâneo de dados, instruções e acesso a periféricos, possibilitando realizar múltiplas ações em um mesmo ciclo de *clock*. Este paralelismo de processamento, em conjunto com um mecanismo bastante flexível de gerenciamento de interrupções e chamada de funções/rotinas, faz com que o DSP tenha um desempenho significativo no processamento dos dados amostrados.

O kit *eZdsp* TMS320F2812 da *Spectrum Digital* é uma placa de desenvolvimento e testes que permite, além de testes de desempenho do DSP TMS320F2812, a utilização para desenvolvimento de protótipos com os mais variados propósitos. O mesmo apresenta itens de *hardware* de gravação e controle do DSP e também acesso a todos os pinos do DSP através de seus conectores na placa.

A Figura 129 apresenta o kit *eZdsp* TMS320F2812, onde pode ser visualizado o *layout* da placa e as conexões disponíveis. A Tabela 11 apresenta um resumo das conexões, ou portas de entrada e saída, disponíveis no kit com suas respectivas funcionalidades.

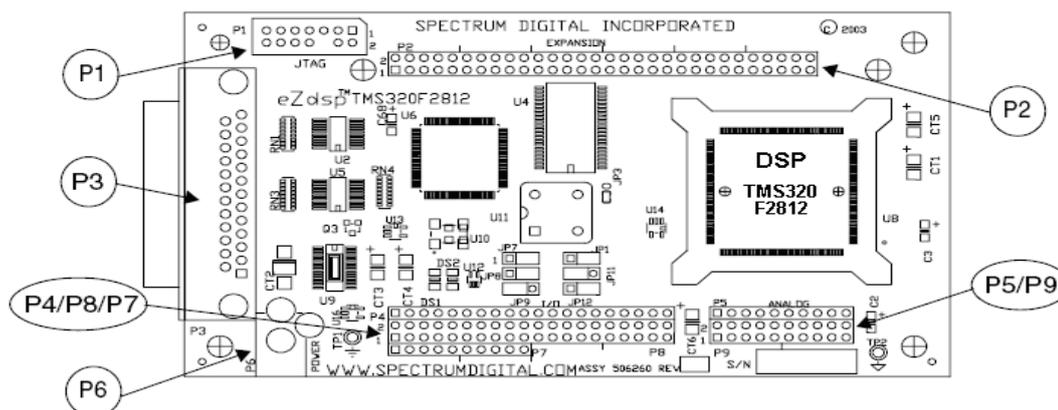


Figura 129: Kit de desenvolvimento eZdsp TMS320F2812 da *Spectrum Digital* [59].

Tabela 11: Principais portas de entrada e saída do Kit de desenvolvimento.

CONECTOR	DEFINIÇÃO
P1	Interface JTAG
P2	Expansão
P3	Porta Paralela /Controlador JTAG
P4/P8/P7	Interface Digital (I/O, PWM)
P5/P9	Interface Analógica
P6	Alimentação

Este é um kit didático bastante versátil e muito poderoso, em função das características do DSP e do ambiente de programação, permitindo a utilização de todos os itens de hardware do DSP e com isso aplicar qualquer periférico necessário em sua utilização. Também permite que o usuário possa fazer a programação e a depuração do software, tornando mais fácil a análise de funcionamento do software e hardware.

As principais características do kit didático TMS320F2812 *eZdsp™* são:

- Tecnologia CMOS de alto desempenho.
- Frequência de operação de 150 MHz (Ciclo de máquina de 6.67ns), com baixo consumo (1.8-V Core @135 MHz, 1.9-V Core @150 MHz, 3.3-V I/O).
- Suporta funções JTAG.
- CPU de 32 bits com alto desempenho, executa operações matemáticas com 16 ou 32 bits, ou ainda, executa 2 operações matemáticas de 16 bits simultâneas.
- Barramentos com arquitetura Harvard (programa, dados e periféricos).

- Modo de programação de memória unificado, endereça até 4 Mb de memória de programa.
- Memória interna (*on chip*):
  - Memória flash - 128K x 16.
  - Memória ROM - 128K x 16.
  - Memória OTP - 1K x 16.
  - 2 blocos de memória RAM (L0 and L1) - 4K x 16 cada. Tipo RAM de acesso simples (SARAM).
  - Blocos de memória RAM (H0) - 8K x 16 (SARAM).
  - 2 blocos de memória RAM (M0 and M1) - 1K x 16 cada (SARAM).
  - Endereça até 1Mb de memória com 3 *Chip Select* individuais.
- Controle do sistema e do *clock*, suporta mudança nas razões cíclicas do *clock*, possui oscilador integrado (*on chip*), e módulo de temporização *Watchdog*.
- Suporta 3 interrupções externas.
- Bloco de expansão de interrupções de periféricos (PIE), suporta até 45 interrupções.
- Possui 3 temporizadores de 32 bits.
- Trava de segurança de memória, previne engenharia reversa de *firmware*.
- Controle de periféricos com 2 gerenciadores de eventos (EVA, EVB).
- Porta serial com interface para periférico serial (SPI) e duas interfaces de comunicação serial (SCIs).
- Conversor Analógico/Digital de 12-Bits, com 16 canais.
- Características avançadas de emulação com funções de análise, *breakpoint* e *debug* em tempo real via hardware.
- Ferramentas de desenvolvimento ANSI C/C++.
- Software Code Composer Studio, Software DSP/BIOS e controladores de Scan JTAG.
- Modos de baixo consumo e economia de energia, suporte aos modos *IDLE*, *STANDBY*, *HALT*, possibilidade de desabilitar o *clock* de periféricos individualmente.

### A.3 IMPLEMENTAÇÃO DO *SOFTWARE*

O *software* foi desenvolvido em linguagem C, através do compilador *Code ComposerTM*. Neste ambiente, é possível fazer uso das bibliotecas disponibilizadas pelo fabricante, que facilitam a implementação e controle do hardware interno do DSP.

Em um primeiro estágio do programa definiu-se as configurações básicas do DSP a serem utilizadas, de acordo com a configuração de hardware necessária para a implementação do circuito de controle, integrando-o aos demais itens da estrutura do retificador.

Primeiramente, foram definidas as variáveis e constantes utilizadas durante a programação, bem como as configurações dos periféricos internos do DSP, como: portas de E/S, conversor A/D, gerenciador de interrupções, temporizadores, modulador PWM, interrupções, entre outros itens.

O sistema de controle foi implementado em uma interrupção gerada pelo módulo PWM, a Figura 130 apresenta o fluxograma do programa implementado nesta interrupção. Onde, ao final de cada ciclo de trabalho do modulador PWM, é gerada a interrupção que executa a lógica de controle, onde primeiramente são atualizados os valores de leitura dos canais A/D.

Os valores lidos são aplicados em uma lógica de proteção, criada para minimizar a possibilidade de ocorrência de erros e danos ao circuito de potência. Nesta lógica é verificada a ocorrência de erros oriundos dos *drivers* de acionamento das chaves, assim como são verificados os níveis de tensão e corrente de entrada e tensões do barramento. Em caso de medidas em não conformidade com o funcionamento do circuito, são imediatamente desabilitadas as saídas do módulo PWM, mantendo os interruptores bloqueados e protegendo o circuito de possíveis danos.

Após a execução da lógica de proteção, com os valores lidos e devidamente tratados, adequando o tamanho a magnitude dos valores ao tamanho das variáveis e capacidade de processamento e armazenamento do DSP, com a máxima precisão possível em cada variável, compensando o fato de que este processador trabalha com ponto flutuante, desta forma, adequando os valores para as demais rotinas da lei de controle. Após isso, são calculados os erros de cada malha de controle, e os resultados são aplicados às suas respectivas malhas de controle.

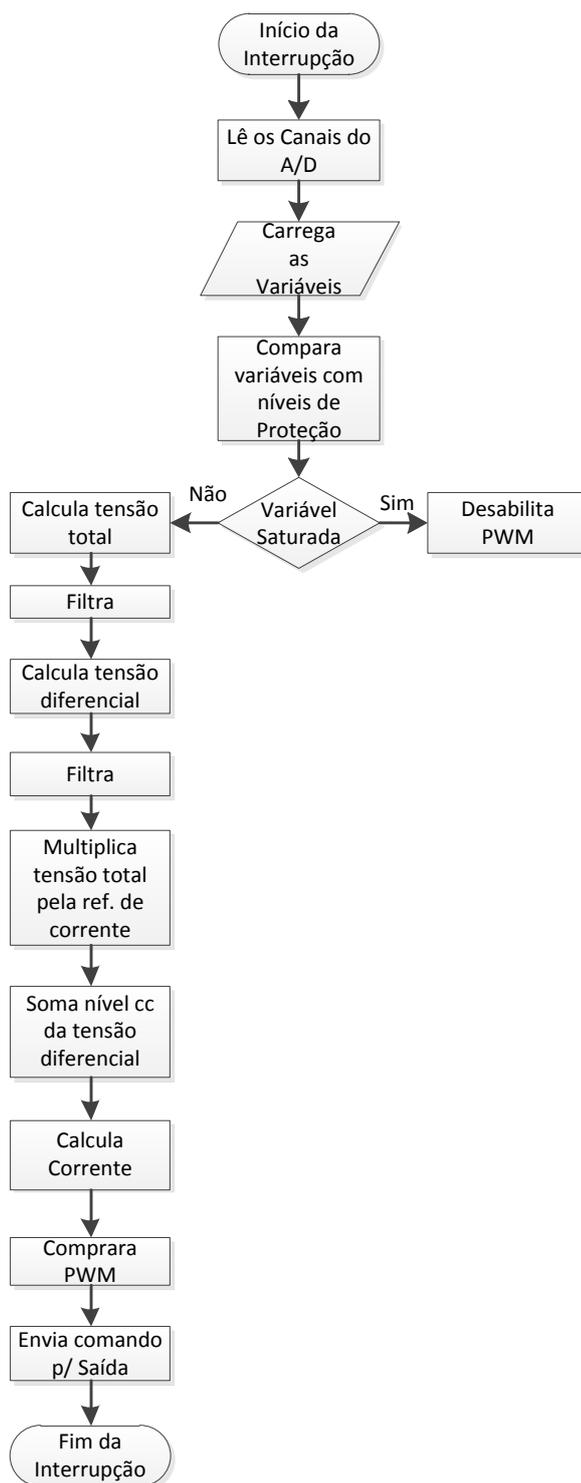


Figura 130: Fluxograma do *software* de controle implementado na interrupção do PWM.

Com a tensão lida no barramento é calculado o erro entre esta e a referência estabelecida para esta malha. O erro é aplicado à lei de controle da tensão total do barramento, o resultado da malha de controle da tensão total é multiplicado por uma amostra da tensão da rede elétrica, e este sinal irá compor a referência para a malha de corrente.

Além da malha de tensão total, a malha de tensão diferencial também atua no circuito de controle. Esta recebe o sinal referente à tensão de cada um dos capacitores do barramento, subtraindo as mesmas, obtendo a tensão diferencial do barramento. O sinal de saída do compensador desta malha é somado à referência da malha de corrente. Desta forma, adiciona um nível CC à malha de corrente que resultará em uma maior transferência de energia em um dos semi-ciclos de trabalho de rede, corrigindo a diferença de tensão existente no barramento.

A malha de corrente atua basicamente seguindo a referência de corrente produzidas pelas malhas de tensão. O sinal lido de corrente de entrada é subtraído da referência e aplicado a lei de controle de corrente.

Após calculadas as três malhas de controle, o resultado obtido é enviado para comparação no módulo PWM, e o resultado da comparação do módulo PWM é aplicado é enviado para os pinos de saída do DSP que estão conectados aos *drivers*, que por sua vez, controlam o acionamento dos interruptores.

#### A.4 CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO

O circuito de instrumentação e condicionamento dos sinais é o circuito responsável pela adequação de sinais de entrada e saída do DSP à estrutura de potência do retificador. Este circuito realiza a adequação dos sinais a serem lidos pelo DSP, oriundos dos sensores de tensão CA, tensão CC, corrente CA e *drivers*, assim como, os sinais de saída do DSP, para comando dos *drivers*.

Para a leitura da corrente CA de entrada utilizou-se um sensor do tipo Hall, modelo Honeywell CSNT6451-007, com ganho 1:2000 (+- 150 A). O circuito foi implementado com ganho 1:500, para tanto, foram utilizadas 4 voltas de fio em torno do sensor. A Figura 131 e a Figura 132 apresentam o sensor de corrente utilizado e o circuito implementado para o sensor de corrente, respectivamente.



Figura 131: Sensor de corrente CA do tipo Hall, modelo Honeywell CSNT6451-007

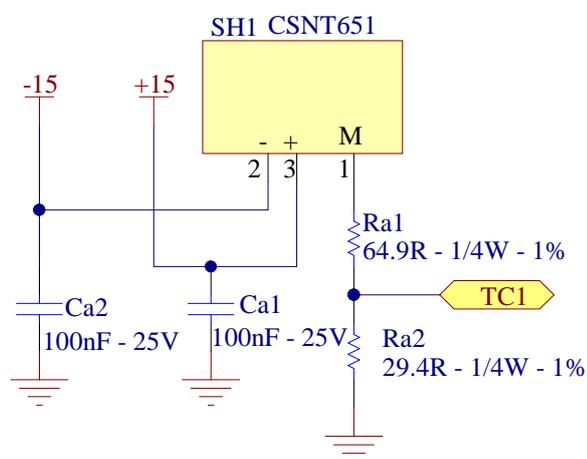


Figura 132: Circuito implementado para o sensor de corrente CA de entrada.

O circuito de leitura de corrente foi projetado para operar em uma escala entre -1,5 V e 1,5 V (valores de pico) de saída, sendo estas tensões referentes à máxima corrente de pico de entrada. A tensão de saída do sensor de corrente é aplicada a um circuito somador (*offset*), somando um nível contínuo de 1,5 V ao seu sinal de entrada, adequando o sinal medido da corrente de entrada e possibilitando a amostragem no conversor A/D do DSP, que necessita sinais entre zero e +3 V para o correto funcionamento.

A tensão de saída do somador é aplicada a um filtro *anti-aliasing*, que consiste em um filtro analógico do tipo passa-baixas, projetado para que não ocorra o fenômeno de subamostragem dos sinais de entrada, o que poderia levar a ocorrência de erros na execução do controle digital no DSP.

A Figura 133 apresenta o circuito de condicionamento de sinais implementado para a leitura da corrente de entrada.

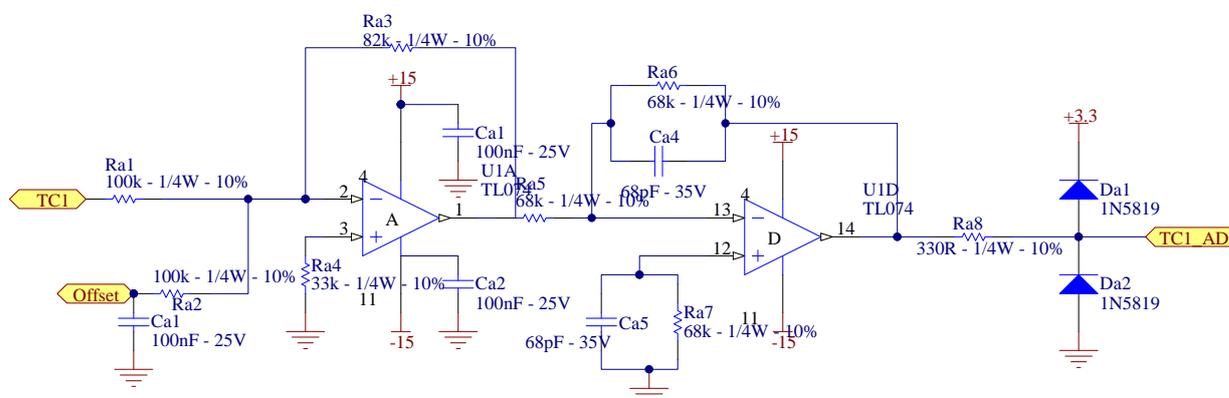


Figura 133: Circuito de condicionamento de sinais implementado para a corrente CA de entrada.

O circuito de leitura de tensão CA de entrada, apresentado na Figura 134, foi implementado com a utilização de um divisor resistivo em relação ao neutro. Na saída desse circuito obtém-se, em condições nominais, uma tensão entre -1,5 V e 1,5 V (valores de pico). Os demais circuitos para condicionamento do sinal medido são idênticos aos já descritos no circuito de leitura da corrente de entrada.

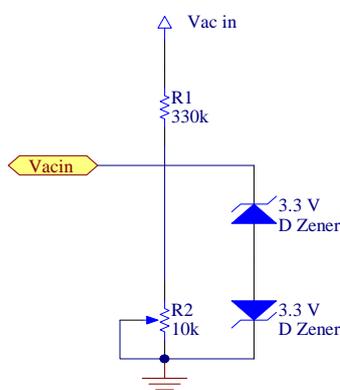


Figura 134: Circuito implementado para o sensor da tensão CA de entrada.

O circuito de leitura e condicionamento do sinal de tensão do barramento CC é o responsável por fornecer um sinal de saída proporcional à tensão de barramento. Para tanto, utilizou-se divisores resistivos como sensores das tensões de barramento. Nesta topologia de retificador, o barramento CC é simétrico em relação ao neutro. Devido a este fato, o circuito de instrumentação relativo à tensão negativa de saída do barramento empregou um circuito inversor de tensão, para a correta adequação de sinais para o DSP.

Dois circuitos distintos foram utilizados para a leitura das tensões de barramento, ambos muito semelhantes, diferenciando-se somente pelo circuito inversor aplicado ao circuito de leitura da tensão negativa do barramento.

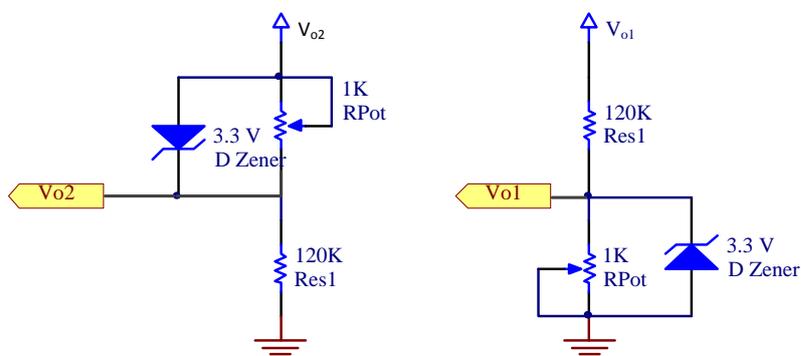


Figura 135: Circuito implementado para os sensores das tensões do barramento CC.

O circuito utilizado para o condicionamento da tensão medida do barramento CC é composto por um amplificador de entrada, por um filtro passa-baixas, *anti-aliasing*, limitando a passagem de ruídos provenientes do circuito de potência e protegendo para que não ocorra o fenômeno de sub-amostragem dos sinais medidos.

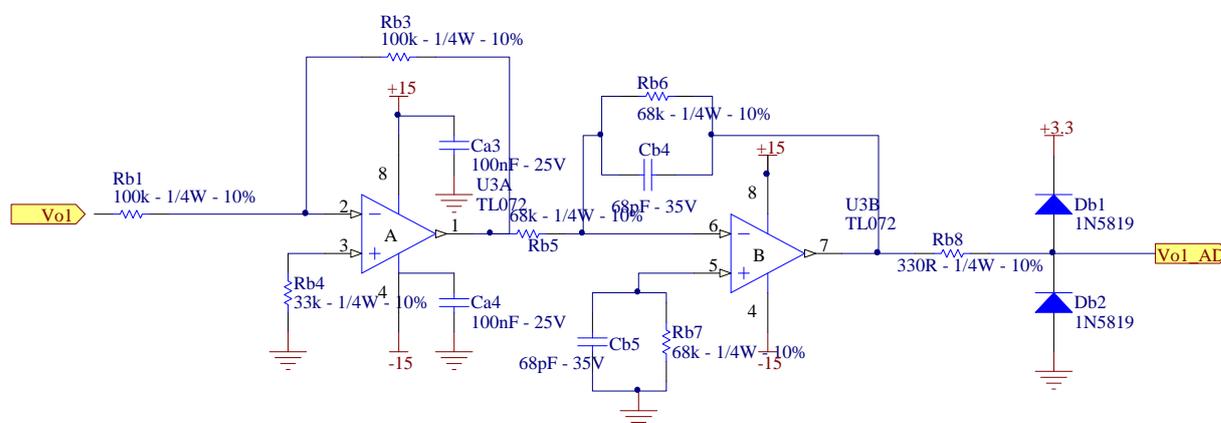


Figura 136: Circuito de condicionamento de sinais referente às tensões do barramento CC.

Além dos circuitos para medição das variáveis empregadas no algoritmo de controle digital, também foi implementado um circuito para adequação dos sinais de entrada e saída do DSP para os circuitos de acionamento (*drivers*) dos interruptores do circuito de potência. Os pinos de entrada e saída do DSP trabalham com tensão de 3,3 V, para nível lógico alto, fornecendo 3 mA de corrente. Por outro lado, os *drivers* de acionamento do módulo de potência trabalham com níveis de tensão de 15 V, tornando-se necessária a adequação destes sinais para o correto funcionamento.

Este circuito possui duas funções distintas, sendo uma de adequação da tensão de saída do DSP, entre 0 e 3,3V, para a faixa entre 0 e 15V, adequando aos níveis de tensão de entrada do *driver*. A segunda função consiste em receber o sinal de saída do *driver*, que é o sinal de erro do driver, este varia entre 0 e 15V e de ser rebaixado para a faixa entre 0 e 3,3V para a entrada do DSP. Ao receber este sinal o DSP deve suspender imediatamente as PWM, protegendo o circuito de potência.

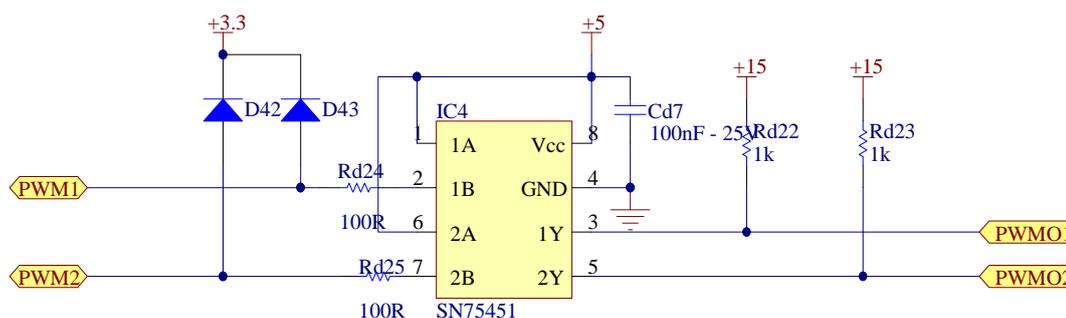


Figura 137: Circuito de adequação de sinais entre o DSP e os *drivers*.

## A.5 CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência utilizado neste trabalho foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEPO) da UDESC, sendo inicialmente desenvolvido em [42]. Nesta seção será feita uma breve descrição deste circuito, dividindo-o em duas partes distintas. A primeira parte consiste em uma breve descrição dos *drivers* utilizados e a segunda em uma breve apresentação do circuito de potência e seus principais componentes. A Figura 138 apresenta o esquema elétrico do circuito de potência implementado para a realização dos testes em laboratório.

Este circuito é composto por dois braços em meia ponte, sendo um utilizado como retificador, que é o objeto de controle utilizado para a realização dos testes dos sistemas de controle apresentados anteriormente. O outro braço é utilizado como inversor em malha aberta, possibilitando a aplicação de carga não linear, conforme descrito na seção 4.

Também faz parte do circuito de potência o *snubber* regenerativo de *Underland* que auxilia para o aumento do rendimento do circuito, diminuindo a potência dissipada sobre os interruptores.

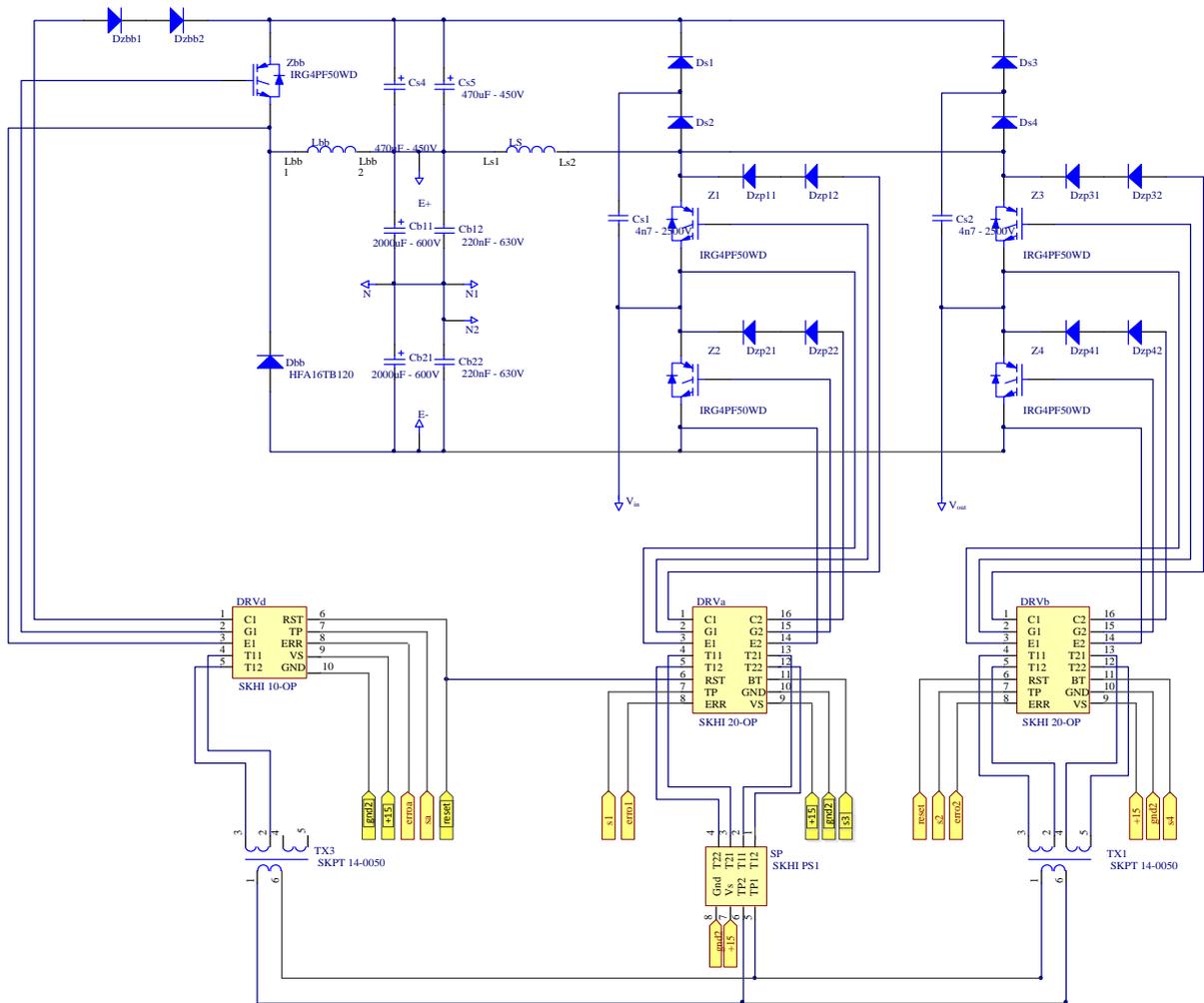


Figura 138: Circuito de potência implementado (retificador/inversor) com *snubber de Underland* regenerativo.

### A.5.1 Circuitos de acionamento

Os circuitos utilizados para o acionamentos dos interruptores são *drivers* modelo *SKHI 20op* da *Semikron*. Estes *drivers* são partes integrantes do módulo de potência e garantem o isolamento entre os sinais de comando e os respectivos interruptores.

Cada *driver* controla um braço, ou seja, dois interruptores do circuito de potência. Além de garantir a isolação entre os circuitos de comando e potência, estes *drivers* possuem sistemas de proteção para as chaves, prevenindo curtos-circuitos de braço, proteção contra sobre-corrente e configuração de tempo morto. Quando ativadas, as proteções desabilitam o chaveamento dos interruptores, minimizando a possibilidade de danos em caso de acidentes ou falhas. A Figura 139 mostra a foto de um *driver SKHI 20op*, que é o modelo usado neste trabalho.



Figura 139: Foto do *driver SKHI 20op*.

## A.5.2 Semicondutores

O circuito de potência implementado, Figura 138, é composto por dois braços em meia ponte, sendo um utilizado como retificador, sendo controlado pelo sistema de controle digital proposto nesta dissertação, e um segundo braço utilizado como inversor, aproximando ao funcionamento de uma UPS de dupla conversão. Este circuito também possui um *snubber* regenerativo de *Underland*, para reduzir as perdas de comutação sobre os interruptores e melhorar o rendimento do circuito [42].

### A.5.2.1 Interruptores

Os interruptores utilizados são do tipo IGBT, modelo IRG4PF50WD, que tem as seguintes características:

- Diodo em anti-paralelo ultra rápido.
- Operação em até 100 kHz.
- Baixas perdas em condução e nas comutações.

As principais características elétricas do IGBT utilizado são apresentadas na Figura 140.

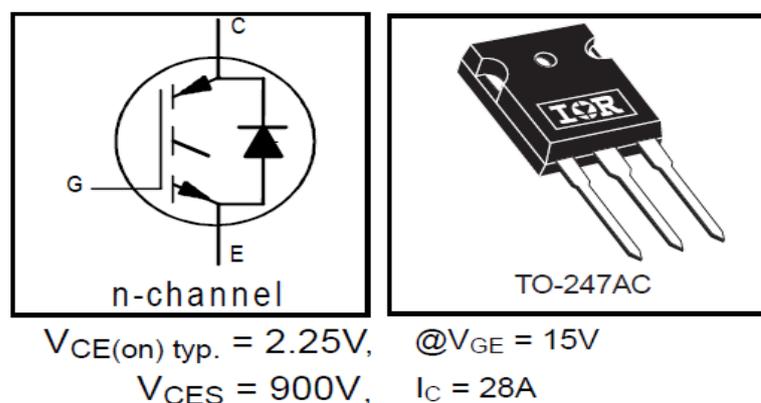


Figura 140: Simbologia e características do IGBT utilizado na implementação do circuito de potência.

### A.5.2.2 Diodos

Os diodos que compõem o circuito de potência e do *snubber* são do tipo ultra rápidos e foram utilizados dois modelos distintos.

No circuito de potência utilizou-se o diodo HFA16TB120, cujas características são:

- Tecnologia HEXFRED
- Máxima Tensão Reversa 1200V
- Máxima Corrente Direta 16A
- Pico de Corrente Máxima 190A
- Resistência Térmica Junção-Cápsula 0,83°C/W
- Queda de tensão direta de 2,3V à 16A.

No circuito de *snubber* utilizou-se o diodo MUR8100, suas características são descritas a seguir.

- Máxima Tensão Reversa 1000V
- Máxima Corrente Direta 8A
- Pico de Corrente Repetitiva 16A
- Pico de Corrente Não Repetitiva 100A
- Resistência Térmica Junção-Cápsula 2,0°C/W
- Queda de tensão direta de 1,8V à 8A.

## APÊNDICE B – ALGORITMO DE CONTROLE IMPLEMENTADO NO DSP

Nesta seção é apresentada uma sequência do programa implementado em linguagem C, para controle do conversor. Esta sequência corresponde especificamente a rotina de interrupção gerada para a leitura dos conversores AD, e nela, os algoritmos implementados para o sistema de controle do retificador, composta principalmente pelos compensadores de tensão total e diferencial, pelos filtros de média móvel e pelo compensador de corrente.

//ROTINA DE INTERRUPTÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

```
interrupt void INTERRUPCAO()
```

```
{
```

```
//Conversão A/D
```

```
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR    = 1; // Limpa Flag que indica final de conversao Do ADC
```

```
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1      = 1; // Reset ADC
```

```
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1      = 1; // Inicia a conversão
```

```
    while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1 == 0) {asm (" NOP");} // Espera o fim da conversão
```

```
//Aquisicao dos valores do ADC
```

```
    vo1    = (AdcRegs.ADCRESULT0>>4);
```

```
    vo2    = (AdcRegs.ADCRESULT1>>4);
```

```
    Offset = (AdcRegs.ADCRESULT2>>4);
```

```
    Vacouta = (AdcRegs.ADCRESULT4>>4);
```

```
    Vacina  = (AdcRegs.ADCRESULT5>>4);
```

```
    Iouta   = (AdcRegs.ADCRESULT6>>4);
```

```
    Iina    = (AdcRegs.ADCRESULT7>>4);
```

```
//Adequacao dos valores lidos
```

```
    Vacin   = (Vacina - Offset);
```

```
    Vacref  = Vacin;
```

```
    In      = ((Iina - Offset));
```

```
    Vacout  = (Vacouta - Offset);
```

```
    Iout    = (Iouta - Offset);
```

```
    vo      = (vo1 + vo2);
```

```
    vd      = (vo2 - vo1);
```

## //. PROTEÇÕES APLICADAS AO CONVERSOR

```

if(Iin>imax) // (15A) Proteção de sobre-corrente entrada
  { j++;
    if(j==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-corrente
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(Iout>imax) // (15A) Proteção de sobre-corrente saída
  { p++;
    if(p==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-corrente
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(Vacin>vacmax) // (146V) Proteção de sobre-tensão da entrada
  { l++;
    if(l==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-tensão
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(Vacin< -vacmax) // (146V) Proteção de sobre-tensão da entrada
  { l++;
    if(l==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-tensão
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(Vacout>vacmax) // (146V) Proteção de sobre-tensão saída
  { o++;
    if(o==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-tensão
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(vo>vomax) // (470V) Proteção de sobre-tensão do barramento
  { m++;
    if(m==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-tensão
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(vd>vdmax) // (21V) Proteção de tensão diferencial
  { n++;
    if(n==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-tensão
      { desabilita_PWM (); }
  }
if(vd< -vdmax) // (-21V) Proteção de tensão diferencial
  { q++;
    if(q==3) // Tem que passar 2 vezes do valor p/ entender como sobre-tensão
      { desabilita_PWM (); }
  }

```

## // SINCRONISMO DA TENSÃO DE SAÍDA COM A DE ENTRADA

## // SENSOR DE BORDA OU CRUZAMENTO

```

if (Vacin > 0) {satx ++;}
if (Vacin < 0) {satx --;}
if (satx > 20) {satx = 20;}
if (satx < -20) {satx = -20;}
knu=satx;

if (knu == -20 && kn == -19) // detecta passagem por zero na descida da senoide de entrada
  { dece = 1; }

```

```
// APLICAÇÃO DO SINCRONISMO DA TENSÃO DE SAÍDA COM A DE ENTRADA
```

```
if (dece == 1)
{
ajuste = 380 - pontpwm; //se o valor do ponteiro de pwm não for 380,
if(ajuste > 5)          //o ajuste toma o valor do erro, satura em 5 e compensa
    { ajuste = 5; }    // o atraso acrescentando no ponteiro de pwm
if(ajuste < -5)
    { ajuste = -5;}
pontpwm = pontpwm + ajuste; // atualiza a posição do vetor
dece=0;                    // zera a variável de detecção
}
kn=knu;
```

```
//fim do sincronismo
```

```
// INVERSOR DE SAÍDA EM MALHA ABERTA //
```

```
pwm1 = comp [pontpwm]; // usa vetor gerado fora da interrupção para gerar o sinal CA de saída
pwm = (int)((pwm1 * 900) / 1000) + 170);
pontpwm ++;
if(pontpwm >= 660)
{
pontpwm = 0;
}
```

```
//COMPENSADOR DE TENSÃO TOTAL
```

```
if(cont1 >= 33)
{
cont1 = 0;
voref = 6950; //voref = (420 * Had * Hvo1)>>18 = 6949;
// Cálculo do erro de tensão
evo = voref - vo;
// Compensador de tensão Proposto
av = (int32)((1570 * uvo1)>>10);
bv = (int32)((546 * uvo2)>>10);
cv = (int32)(evo * Ku3);
dv = (int32)(evo1 * Ku4);
ev = (int32)(evo2 * Ku5);
uvo = ((av) - (bv) + (cv) - (dv) + (ev));
// Saturador de corrente
if(uvo > 1000000)
{ uvo = 1000000;} //saturador de corrente i= 1.3779 * 2^15 *10= 451510
if(uvo <= -1000000)
{ uvo = -1000000;}
// Atualização das variáveis para o próximo instante de amostragem
uvo2 = uvo1;
uvo1 = uvo;
evo2 = evo1;
evo1 = evo;
```

```
// FILTRO DE MÉDIA MOVEL
```

```

x1[pontvo] = uvo;
pontvo ++;
if(pontvo >= N1)
    {pontvo = 0;}
for (wv = 0; wv <= (N1-1); wv ++)
    {sv = x1[wv]; ssv = ssv + sv;}
ufvo = ssv / N1;
sv = 0;
ssv = 0;
if(ufvo > 45000) { ufvo = 45000;} //saturador de corrente i= 1.3779 * 2^15 = 45151
if(ufvo <= 0)    { ufvo = 1;}

```

```
//fim do compensador de tensão total
```

```
// COMPENSADOR TENSÃO DIFERENCIAL
```

```

vdref = 0;
//Cálculo do erro de tensão diferencial
evd = vdref - vd;
//Compensador de tensão diferencial Proposto
ad = (int32)(((1772 * uvd1)>>10);
bd = (int32)(((748 * uvd2)>>10);
cd = (int32)(evd * Kud3);
dd = (int32)(evd1 * Kud4);
ed = (int32)(evd2 * Kud5);
uvd = ((ad) - (bd) + (cd) - (dd) + (ed));
if(uvd > 200000000)    { uvd = 200000000;} //sat. de saída 827 * 2^8 *6 = 1200000
if(uvd <= -200000000) { uvd = -200000000;}
//Atualização das variáveis para o próximo instante de amostragem
uvd2 = uvd1;
uvd1 = uvd;
evd2 = evd1;
evd1 = evd;

```

```
// FILTRO DE MÉDIA MOVEL
```

```

x2[pontvd] = uvd;
pontvd ++;
if(pontvd >= N2) {pontvd = 0;}
for (wd = 0; wd <= (N2-1); wd ++)
    {sd = x2[wd]; ssd = ssd + sd;}
ufvd = ssd / N2;
sd = 0; ssd = 0;
if(ufvd > 2120000) { ufvd = 2120000;} // sat.de tensão diferencial
if(ufvd < -2120000) { ufvd = -2120000;}
ufvd = (ufvd>>8);
}
cont1 ++;

```

```
//fim do compensador de tensão diferencial
```

```
// COMPENSADOR DE CORRENTE
```

```

//Cálculo da referência
VM      = (ufvo * Vacref)>>15;
iref = (ufvd + VM);
//Cálculo do erro de corrente
ei = (iref - Iin);
//Cálculo do controlador de corrente
ai = (int32)(Ki1 * ui1);
bi = (int32)(Ki2 * ui2);
ci = (int32)(Ki3 * ei);
di = (int32)(Ki4 * ei1);
ei1 = (int32)(Ki5 * ei2);
ui = (((ai + bi + ci + di - ei1)>>15);
//Atualização das variáveis para o próximo instante de amostragem
ui2 = ui1;
ui1 = ui;
ei2 = ei1;
ei1 = ei;
compensador = ui + 947;
//saturador do compensador D
if(compensador > 1890) { compensador = 1890;}
if(compensador < 5) { compensador = 5;}

```

```
// fim do compensador de corrente
```

```
//ATUALIZAÇÃO DOS COMPARADORES DO PWM
```

```

EvaRegs.CMPR1 = compensador; //carrega o comparador 1 com o compensador de corrente
EvaRegs.CMPR3 = pwm;         //carrega o comparador 3 com o inversor da tensão de saída
EvbRegs.CMPR4 = 375;         //375 PWM 7 f = 50KHz D = 0.75 regenerador do snubber

```

```
//fim atualização dos comparadores//
```

```

PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK2 = 1; //comandos de configuração do DSP
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1UFINT = 1;
EINT;
ERTM;
return;
}
//Fim interrupção

```

**APÊNDICE C – ARTIGO PUBLICADO NO ECCE**