

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DA
TENSÃO E REDUÇÃO DA CORRENTE DO PONTO
CENTRAL DO BARRAMENTO CC APLICADO A UMA
UPS SEM TRANSFORMADOR**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Henrique Jank

Santa Maria, RS, Brasil

2016

Henrique Jank

**CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DA TENSÃO E REDUÇÃO DA
CORRENTE DO PONTO CENTRAL DO BARRAMENTO CC APLICADO A UMA
UPS SEM TRANSFORMADOR**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Santa Maria, RS, Brasil

2016

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Jank, Henrique

CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DA TENSÃO E REDUÇÃO DA CORRENTE DO PONTO CENTRAL DO BARRAMENTO CC APLICADO A UMA UPS SEM TRANSFORMADOR / Henrique Jank.- 2016.

144 p.; 30 cm

Orientador: Mário Lúcio da Silva Martins

Coorientador: Fábio Ecke Bisogno

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2016

1. Equilíbrio de tensão 2. Corrente do ponto central
3 . UPS sem transformador I. Lúcio da Silva Martins,
Mário II. Ecke Bisogno, Fábio III. Título.

Henrique Jank

**CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DA TENSÃO E REDUÇÃO DA
CORRENTE DO PONTO CENTRAL DO BARRAMENTO CC APLICADO A UMA
UPS SEM TRANSFORMADOR**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 21 de julho de 2016:

Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)
(Co-orientador)

Luciano Schuch, Dr. (UFSM)

Rodrigo Varella Tambara, Dr. (UNIFRA)

Santa Maria, RS

2016

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Mário Lúcio da Silva Martins, pela amizade, confiança, dedicação e sinceridade demonstradas durante a orientação deste trabalho.

Aos Professores Fábio Ecke Bisogno, Humberto Pinheiro, Cassiano Rech, José Renes Pinheiro e Vinicius Foletto Montagner, pelas sugestões e pela colaboração em vários momentos desta pesquisa.

À SMS e grupo LEGRAND pelo suporte financeiro ao projeto e aos seus engenheiros de P&D pelo compartilhamento de conhecimento.

Aos demais professores e funcionários, em especial aos funcionários do NUPEDDEE, e PPGEE que, de alguma forma, contribuíram com este trabalho.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro, e à Universidade Federal de Santa Maria, pela minha formação profissional.

Aos amigos e colegas do GEPOC, pela amizade, convivência e pela troca de ideias durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos alunos de iniciação científica, Fernando Schmidt e Felipe Wilke Neu, que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração desse trabalho.

Aos meus amigos e familiares, em especial a meus pais, Edésio e Cleusa, meus irmãos, Guilherme e Bernardo, e minha namorada, Caroline, pelo carinho, compreensão e apoio, fundamentais em minha vida.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DA TENSÃO E REDUÇÃO DA CORRENTE DO PONTO CENTRAL DO BARRAMENTO CC APLICADO A UMA UPS SEM TRANSFORMADOR

Autor: Henrique Jank
Orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins
Santa Maria, 21 de julho de 2016

Este trabalho propõe a utilização de um circuito auxiliar para realizar o equilíbrio de tensão e redução das correntes de baixa frequência do ponto central do barramento CC de uma UPS trifásica sem transformador. O desequilíbrio de tensão do barramento pode ocorrer devido a conexão de cargas desequilibradas e não-idealidades do circuito e podem prejudicar a qualidade da tensão de saída da UPS. Já as componentes de corrente em baixa frequência ocorrem devido à conexão de cargas não-lineares ou desequilibradas. Com a ocorrência dessas correntes, há um aumento na ondulação de tensão do barramento CC, tornando necessário a utilização de expressivos valores de capacitância. Além disso essas correntes devem aumentar as perdas nos capacitores e deteriorar sua vida útil. Dessa forma, propõe-se a utilização de um circuito auxiliar composto por um braço de interruptores e um indutor, cuja função é reduzir o conteúdo harmônico proveniente das correntes que circulam pelo ponto central do divisor capacitivo, além de assegurar o equilíbrio das tensões do barramento CC. É realizado o dimensionamento de uma UPS trifásica sem transformador e do circuito auxiliar proposto, bem como o projeto dos sistemas de controle dos mesmos. Resultados de simulação e experimentais comprovam os procedimentos desenvolvidos ao longo do trabalho, bem como validam a funcionalidade do circuito proposto com relação a sua finalidade.

Palavras-chave: Equilíbrio de tensão. Corrente do ponto central. UPS sem transformador.

ABSTRACT

Masters Dissertation
Post-Graduation Program on Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

AUXILIARY CIRCUIT TO VOLTAGE BALANCING AND CURRENT REDUCTION OF THE DC BUS CENTER POINT APPLIED TO A TRANSFORMERLESS UPS

Author: Henrique Jank
Research Advisor: Prof. Mário Lúcio da Silva Martins
Santa Maria, July 21, 2016

This work proposes the use of an auxiliary circuit to perform the voltage balancing and reduce the low frequency currents of the DC Bus center point of a three-phase transformerless UPS. The Bus voltage unbalance may occur due to the connection of unbalanced loads and non-idealities of the circuit and may impair the quality of the UPS output voltage. The low frequency current components occur due to the connection of non-linear or unbalanced loads. With the occurrence of these currents, there is an increase in the DC Bus voltage ripple, making it necessary to use a DC Bus with significant capacitance values. Moreover, these currents should increase the losses in the capacitor and deteriorate its lifespan. Thus, it is proposed the use of an auxiliary circuit comprising a switching branch and an inductor, whose function is to reduce the harmonic content from the currents flowing through the central point of the capacitive divider, in addition to ensuring the balancing of the DC Bus voltages. It is carried out the design of a three-phase transformerless UPS and the proposed auxiliary circuit, besides the design of its control systems. Simulation and experimental results demonstrate the procedures developed over this work and validate the functionality of the proposed circuit with respect to its purpose.

Keywords: Voltage balancing. Central point current. Transformerless UPS.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configurações de UPS trifásicas sem transformador: (a) barramento com ponto central, (b) barramento simples, (c) barramento com circuito equalizador/filtro.....	30
Figura 2 – Sistema trifásico a quatro fios de barramento com ponto central.	31
Figura 3 – Modelo elétrico do capacitor eletrolítico.	34
Figura 4 – Variação da ESR em função da frequência.	35
Figura 5 – Circuito para redução das correntes do barramento CC de um retificador monofásico (Adaptado de [39]).....	37
Figura 6 – Filtro ativo para barramento CC aplicado a conversores monofásicos (Adaptado de [40]).	38
Figura 7 – Circuito para redução de ondulação do barramento CC aplicado a um retificador monofásico (Adaptado de [41]).	38
Figura 8 – Circuito para equilíbrio do ponto central do barramento CC aplicado a um inversor bifásico (Adaptado de [42]).	39
Figura 9 – Circuito para redistribuição da corrente do barramento aplicada a uma microrrede CC bipolar (Adaptado de [43]).	39
Figura 10 – UPS trifásica sem transformador.	43
Figura 11 - Retificador PWM a quatro fios.	44
Figura 12 – Frequência de ressonância do filtro LCL em função da impedância da rede	48
Figura 13 – Sistema de controle do retificador PWM a quatro fios.	49
Figura 14 – Circuito equivalente para o modelo das correntes de entrada.	51
Figura 15 – Diagrama de Bode de malha aberta: (a) correntes de entrada; (b) energia do barramento.	55
Figura 16 – Diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado: (a) correntes de entrada (frequência de cruzamento do ganho: 1,5 kHz; margem de fase: 39,1°); (b) energia do barramento (frequência de cruzamento do ganho: 12 Hz; margem de fase: 46,2°).....	56
Figura 17 – Circuito do retificador simulado no PSIM.	57
Figura 18 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação correntes trifásicas de entrada para potência nominal.....	58

Figura 19 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 20% para 100% da potência nominal: tensão na fase r e corrente drenada na respectiva fase.	59
Figura 20 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 20% para 100% da potência nominal: tensão total do barramento...	59
Figura 21 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 100% para 20% da potência nominal: tensão na fase r e corrente drenada na respectiva fase.	60
Figura 22 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 100% para 20% da potência nominal: tensão total do barramento...	60
Figura 23 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo bateria com degrau de 20% para 100% da potência nominal: corrente na fase r e corrente na bateria $ibat$	61
Figura 24 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em bateria de operação com degrau de 20% para 100% da potência nominal: tensão total do barramento.	62
Figura 25 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo bateria com degrau de 100% para 20% da potência nominal: corrente na fase r e corrente na bateria $ibat$	62
Figura 26 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo bateria com degrau de 100% para 20% da potência nominal: tensão total do barramento.	63
Figura 27 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão e corrente na fase r	64
Figura 28 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão total do barramento.....	64
Figura 29 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão e corrente na fase r	65
Figura 30 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão total do barramento.....	65
Figura 31 - Inversor PWM a quatro fios.	66
Figura 32 – Sistema de controle do inversor PWM a quatro fios.	68
Figura 33 – Circuito equivalente para modelo do inversor.	69

Figura 34 – Diagrama de Bode das correntes de saída (margem de ganho mínima de 10 dB).	72
Figura 35 – Diagrama de Bode de malha aberta da corrente de saída compensada (frequência de cruzamento do ganho: 1,5 kHz; margem de fase: 45,8°).	73
Figura 36 – Localização dos polos da corrente de saída em malha fechada.	74
Figura 37 – Malha de controle da corrente do inversor.	74
Figura 38 – Diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado: tensão de saída.	78
Figura 39 – Localização dos polos da tensão de saída em malha fechada.	79
Figura 40 – Localização dos polos em malha fechada da realimentação anti-windup.	80
Figura 41 – Circuito do inversor simulado no PSIM.	80
Figura 42 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: tensões trifásicas de saída para carga linear à potência nominal.	81
Figura 43 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: degraus de carga linear: tensão da fase <i>a</i> e corrente de carga.	82
Figura 44 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: degraus de carga não-linear padrão: tensão da fase <i>a</i> e corrente de carga (Em escala: 1/3).	82
Figura 45 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: carga não-linear padrão à potência nominal: tensão de saída da fase <i>a</i>	83
Figura 46 – Níveis das harmônicas individuais da tensão de saída para carga não-linear padrão à potência nominal em conformidade com a norma IEC 62040-3.	83
Figura 47 – Característica de desempenho dinâmico da tensão de saída: Degraus de carga linear: de 20% para 100% (Curva 2) e de 100% para 20% (Curva 1) da potência nominal.	84
Figura 48 – Característica de desempenho dinâmico da tensão de saída: Degraus de carga não-linear: de 33% para 66% (Curva 1) e de 66% para potência nominal (Curva 2).	85
Figura 49 – Característica de desempenho dinâmico da tensão de saída: Degraus de carga linear: de potência nominal para 66% (Curva 2) e de 66% para 33% (Curva 1) da potência nominal.	85
Figura 50 – Equalizador/Filtro Ativo.	87
Figura 51 – Estágios de operação do equalizador de tensão: (a) magnetização do indutor; (b) desmagnetização do indutor; (c) forma de onda da corrente no indutor.	89
Figura 52 – Circuito monofásico para obtenção do modelo das correntes dos capacitores do barramento CC.	90

Figura 53 – Circuito utilizado para obtenção do modelo das correntes dos capacitores do barramento CC.....	92
Figura 54 – Exemplo das correntes de neutro e dos capacitores do barramento CC em função das correntes de carga.....	97
Figura 55 – Sistema de controle do equalizador/filtro ativo.	99
Figura 56 – Circuito equivalente para o modelo da corrente i_{Lk}	100
Figura 57 – Circuito equivalente para o modelo da tensão V_D	101
Figura 58 – Diagrama de Bode de malha aberta: (a) corrente i_{Lk} pela razão cíclica dk ; (b) tensão diferencial pela corrente i_{Lk}	104
Figura 59 – Diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado(a) corrente i_{Lk} (frequência de cruzamento do ganho: 1,5 kHz; margem de fase: 39,7°); (b) tensão diferencial (frequência de cruzamento do ganho: 12 Hz; margem de fase: 44,6°).....	105
Figura 60 – Circuito para simulação do equalizador/filtro ativo no PSIM.	107
Figura 61 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Desequilíbrio no barramento CC com carga não-linear: tensões do barramento CC ($VC1$ e $VC2$).	108
Figura 62 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear desequilibrada: tensões do barramento CC ($VC1$ e $VC2$).	109
Figura 63 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear: corrente no capacitor de barramento (i_{C1}).	109
Figura 64 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear: corrente no ponto central do divisor capacitivo (ipc).....	109
Figura 65 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (ipc).	110
Figura 66 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no capacitor de barramento (i_{C1}).....	110
Figura 67 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear desequilibrada: tensões do barramento CC ($VC1$ e $VC2$).	111
Figura 68 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear: corrente no capacitor de barramento (i_{C1}).	111
Figura 69 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear corrente no ponto central do divisor capacitivo (ipc).	112

Figura 70 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).	112
Figura 71 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no capacitor de barramento (i_{C1}).	113
Figura 72 – Característica em frequência da resistência série equivalente para os capacitores de modelo B43703/723 [70]......	114
Figura 73 – Resultado experimental do inversor: degraus de carga linear: tensão (25 V/div) e corrente (25 A/div) na fase a e tensões do barramento CC (25 V/div). Escala de tempo 40 ms/div. (a) degrau de acréscimo de carga; (b) degrau de decréscimo de carga.	118
Figura 74 – Resultado experimental do inversor: degrau de carga não-linear: tensão (25 V/div) e corrente (25 A/div) na fase a e tensões do barramento CC (25 V/div). Escala de tempo 20 ms/div.	119
Figura 75 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: desequilíbrio no barramento: tensões do barramento CC (25 V/div) e corrente no circuito equalizador (25 A/div). Escala de tempo 100 ms/div.	119
Figura 76 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga linear desequilibrada: tensões do barramento CC (25 V/div) e corrente no ponto central do divisor capacitivo (25 A/div). Escala de tempo 100 ms/div.....	120
Figura 77 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga linear desequilibrada. Espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).....	121
Figura 78 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga não-linear desequilibrada: tensões do barramento CC (25 V/div) e corrente no ponto central do divisor capacitivo (25 A/div). Escala de tempo 100 ms/div.....	121
Figura 79 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga não-linear desequilibrada. Espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).....	122
Figura A.I. 1 – Fotografia do protótipo implementado.	133
Figura A.I. 2 – Diagrama elétrico de potência do protótipo implementado.....	134
Figura A.I. 3 – Diagrama elétrico de instrumentação e controle do protótipo implementado.	135
Figura A.I. 4 – Diagrama elétrico da placa de medida de tensão e corrente CA.....	136
Figura A.I. 5 – Diagrama elétrico da medida de tensão CC.....	137

Figura A.I. 6 – Diagrama elétrico dos circuitos de condicionamento e proteção.	138
Figura A.I. 7 – Geração do sinal PWM complementar: PWMs A e B.....	139
Figura A.I. 8 – Geração do sinal PWM complementar: PWMs C e D.....	140
Figura A.I. 9 – Amplificador dos sinais de inibição.....	140
Figura A.II. 1 – Curvas de desempenho dinâmico de saída da UPS.	142
Figura A.II. 2 – Método de ensaio de degrau de carga linear.....	142
Figura A.II. 3 – Carga não-linear padrão.....	143
Figura A.II. 4 – Método de ensaio de degrau de carga não-linear padrão.....	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de Projeto do Filtro LCL.....	47
Tabela 2 – Parâmetros do Filtro LCL.....	48
Tabela 3 – Parâmetros para Projeto do Sistema de Controle do Retificador PWM a Quatro Fios	54
Tabela 4 – Parâmetros de Simulação do Retificador PWM a Quatro Fios	58
Tabela 5 – Projeto do Filtro LC.....	67
Tabela 6 – Parâmetros de Simulação do Inversor PWM a Quatro Fios	81
Tabela 7 – Parâmetros para Exemplo das Correntes de Neutro e dos Capacitores do Barramento CC em Função das Correntes de Carga	97
Tabela 8 – Parâmetros de Projeto do Indutor do Equalizador/Filtro Ativo.....	98
Tabela 9 – Parâmetros de Projeto do Sistema de Controle do Equalizador/Filtro Ativo	103
Tabela 10 – Parâmetros de Simulação para o Equalizador/Filtro Ativo	107
Tabela 11 – Comparação de potência dissipada e fator de aquecimento dos capacitores do barramento CC para os resultados de simulação com cargas desequilibradas com e sem a utilização do circuito de filtro.....	115
Tabela 12 – Parâmetros do Protótipo Implementado	117
Tabela 13 – Parâmetros das Cargas Utilizadas nos Ensaios Experimentais.....	118
Tabela A.II. 1 – Limite de Harmônicos Individuais Conforme IEC 62040-3.....	141

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
<i>CHF</i>	<i>Capacitor heating factor</i>
DG	<i>Distributed Generation</i>
DLQR	<i>Discrete linear quadratic regulator</i>
DSP	<i>Digital signal processor</i>
<i>ESR</i>	<i>Equivalent series resistance</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
NPC	<i>Neutral point clamped</i>
P	Proporcional
PFC	<i>Power factor correction</i>
PI	Proporcional integral
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
ZOH	<i>Zero-order hold</i>
<i>A, B, C, D</i>	Matrizes para representação em espaço de estados
C_1	Capacitância do polo positivo do barramento
C_2	Capacitância do polo negativo do barramento
C_T	Capacitância total do barramento
C_{Vd}	Compensador de tensão diferencial
C_b	Capacitância de base
C_{ce1}	Capacitância de perdas dielétricas
C_{ce2}	Capacitância dos terminais
$C_e(z)$	Compensador da malha de energia
C_f	Capacitância do filtro LCL
$C_i(z)$	Compensador da malha de corrente de entrada
C_{ik}	Compensador da malha de corrente do circuito auxiliar

C_o	Capacitância do filtro de saída
d_i	Razão cíclica do braço de interruptores da fase i
d_u	Razão cíclica do interruptor u
E	Energia
E_n	Tensão eficaz de linha
E_{ref}	Energia de referência
e	Erro
f	Frequência
f_c	Frequência de corte
f_g	Frequência da rede
f_{res}	Frequência de ressonância
f_{sw}	Frequência de comutação
$\mathbf{G}_c, \mathbf{H}_c$	Matrizes para representação do controlador da tensão de saída em espaço de estados
G_e	Função de transferência da planta da energia
G_{id}	Função de transferência das correntes de entrada
G_{ikd}	Função de transferência da corrente do circuito auxiliar
$\mathbf{G}_p, \mathbf{H}_p, \mathbf{G}_{p2}, \mathbf{H}_{p2}, \mathbf{G}_{p3}, \mathbf{H}_{p3},$ $\mathbf{C}_{p1}, \mathbf{C}_{p2}$	Matrizes para representação dos modelos do inversor em espaço de estados
G_{vd}	Função de transferência da tensão diferencial
h_i	Ganho do sensor de corrente
h_v	Ganho do sensor de tensão
\mathbf{I}	Matriz identidade
I_{a_n}	Amplitude da corrente harmônica de ordem n na fase a
I_{b_n}	Amplitude da corrente harmônica de ordem n na fase b
I_{c_n}	Amplitude da corrente harmônica de ordem n na fase c
I_{cc}	Corrente CC de desequilíbrio
I_{fn}	Corrente eficaz no capacitor eletrolítico na frequência fn
$I_{in pk}$	Corrente de pico de entrada
I_{in}	Tensão eficaz de entrada
i_{C1}	Corrente no capacitor C_1
i_{C2}	Corrente no capacitor C_2

i_{Lk}	Corrente no indutor do circuito auxiliar
i_{Lo}	Corrente no indutor do filtro de saída
i_a, i_b, i_c	Corrente do inversor nas fase a, b e c
i_i	Corrente da fase i
i_{ni}	Corrente de neutro do lado do inversor
i_{nr}	Corrente de neutro do lado do retificador
i_{pc}	Corrente no ponto central do divisor capacitivo
i_r, i_s, i_t	Corrente do retificador nas fase r, s e t
j	Variável complexa j
K_c	Ganhos de retroação dos estados do controlador de tensão do inversor
K_p	Ganho de retroação dos estados do sistema de controle do inversor
k	k-ésimo ponto no tempo
k_1	Ganho do compensador da malha de corrente do inversor
k_a	Fator de atenuação
k_w	Ganho de realimentação do <i>anti-windup</i>
L_c	Indutância do filtro CLC do lado do conversor
L_i	Indutor de filtro da fase i
L_g	Indutância da rede
L_k	Indutor do circuito auxiliar
L_o	Indutância do filtro de saída
L_r	Indutância do filtro LCL do lado da rede
M_{fn}	Multiplicador da ondulação de corrente na frequência fn
n	Ordem do harmônico
P_{CC1}	Potência instantânea no capacitor C_1
P_{CC2}	Potência instantânea no capacitor C_2
P_i	Potência instantânea da fase i
P_L	Potência instantânea relacionada as impedâncias dos filtros indutivos
P_{cdis}	Potência dissipada no resistor de dissipação
P_{dis}	Potência dissipada no capacitor eletrolítico
P_{inv}	Potência ativa do inversor

P_n	Potência ativa nominal da UPS
P_{nf}	Potência ativa nominal por fase
P_{ret}	Potência ativa do retificador
$p_{cc}(t)$	Potência instantânea no barramento
$p_a(t)$	Potência instantânea na fase a
$p_b(t)$	Potência instantânea na fase b
$p_c(t)$	Potência instantânea na fase c
$\mathbf{Q}_{dlqr}, \mathbf{R}_{dlqr}$	Matrizes do regulador quadrático linear
R	Resistência equivalente de saída
R_L	Resistência série do indutor
R_{ce0}	Resistência dos terminais
R_{ce1}	Resistência de perdas dielétricas
R_{ce2}	Resistência do eletrólito
R_{dis}	Resistor de dissipação
R_f	Resistência de amortecimento
R_n	Resistência nominal de carga
R_o	Resistência de carga de saída
S	Interruptor
S_n	Potência aparente nominal da UPS
s	Variável complexa de Laplace
T_s	Período de amostragem
t	Tempo
$U(t)$	Tensão de entrada do filtro de saída
$u(k)$	Ação de controle
$u_a(k)$	Estado que representa o atraso de implementação
$V(k)$	Vetor de estados do controlador da tensão de saída
V_a, V_b, V_c	Tensão das fases a , b e c
V_D	Tensão diferencial
V_{bat}	Tensão do banco de baterias
V_{c1}	Tensão do polo positivo do barramento
V_{c2}	Tensão do polo negativo do barramento
V_{cc}	Tensão total do barramento

$V_{in\ pk}$	Tensão de pico de entrada
V_{in}	Tensão eficaz de entrada
$V_{in}(t)$	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
V_r, V_s, V_t	Tensão das fases r, s e t
V_{ref}	Tensão de referência
V_i	Tensão da fase i
$V_x(t)$	Amostras das tensões de entrada
w	Variável complexa w
x	Proporção de C_f em relação a C_f
Z	Impedância equivalente de saída
Z_{ce}	Impedância do capacitor eletrolítico
z	Variável complexa z
$\alpha_{1_f}, \alpha_{2_f}$	Coefficientes do polinômio característico
Δi_{Lk}	Ondulação de corrente no indutor do circuito auxiliar
ΔI_{Lmax}	Ondulação máxima de corrente no indutor de entrada do lado do conversor
ΔI_{Lomax}	Ondulação máxima de corrente no indutor do filtro de saída
ω_g	Frequência angular da rede
ω_{n_f}	Frequência natural de oscilação
$\gamma(k + 1)$	Representação do modelo do inversor aumentado
$\zeta(k)$	Vetor de estados da planta do inversor com atraso
ξ	Coefficiente de amortecimento

SUMÁRIO

CAPÍTULO I	21
INTRODUÇÃO	21
1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL	21
1.2 PAPEL DA UPS NAS MICRORREDES	22
1.3 UPS TRIFÁSICA SEM TRANSFORMADOR	24
1.4 CAPACITORES DO BARRAMENTO CC E A CONFIABILIDADE	24
1.5 REDUÇÃO DE HARMÔNICOS NO BARRAMENTO CC	25
1.6 OBJETIVO	27
1.7 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	28
1.8 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	28
CAPÍTULO II	29
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	29
2.1 INTRODUÇÃO	29
2.2 UPS TRIFÁSICA COM NEUTRO FIXO	31
2.2.1 Análise Matemática das Correntes de Neutro	31
2.2.2 Análise das correntes do barramento CC	33
2.2.3 Corrente e a degradação dos Capacitores Eletrolíticos	33
2.3 CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DO PONTO CENTRAL	37
2.4 SUMÁRIO	41
CAPÍTULO III	43
ANÁLISE DA UPS TRIFÁSICA SEM TRANSFORMADOR	43
3.1 RETIFICADOR PWM A QUATRO FIOS	44
3.1.1 Projeto do Filtro LCL.....	45
3.1.2 Sistema de Controle do Retificador PWM a Quatro Fios	49
3.1.3 Modelagem do Retificador PWM a Quatro Fios	51
3.1.4 Projeto do Sistema de Controle do Retificador PWM a Quatro Fios	53
3.1.5 Resultados de Simulação.....	57
3.2 INVERSOR PWM A QUATRO FIOS	66

3.2.1 Projeto do Filtro LC	66
3.2.2 Sistema de Controle do Inversor PWM a Quatro Fios.....	67
3.2.3 Modelagem do Inversor PWM a Quatro Fios	68
3.2.4 Projeto do Sistema de Controle do Inversor PWM a Quatro Fios	70
3.2.5 Resultados de Simulação.....	80
3.3 SUMÁRIO	86
CAPÍTULO IV.....	87
EQUALIZADOR/FILTRO ATIVO	87
4.1 EQUALIZADOR DE TENSÃO	88
4.2 FILTRO ATIVO.....	89
4.2.1 Modelagem das correntes do barramento por fase.....	90
4.2.2 Modelagem das correntes do barramento para o inversor.....	92
4.2.3 Modelagem em função das correntes de carga.....	94
4.3 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR.....	97
4.4 SISTEMA DE CONTROLE DO EQUALIZADOR/FILTRO ATIVO	98
4.5 MODELAGEM DO EQUALIZADOR/FILTRO ATIVO.....	100
4.6 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE.....	102
4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	106
4.8 SUMÁRIO.....	115
CAPÍTULO V	117
RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES	117
CONCLUSÃO.....	123
REFERÊNCIAS	125
APÊNDICE I.....	133
PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	133
A.I.1 MEDIDAS DE TENSÃO E CORRENTE CA.....	135
A.I.2 MEDIDAS DE TENSÃO CC	136
A.I.3 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO E PROTEÇÃO	137
A.I.4 CIRCUITO DE PWM COMPLEMENTAR E SINAL DE INIBIÇÃO.....	138
APÊNDICE II.....	141
ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO DE SAÍDA CONFORME NORMA INTERNACIONAL IEC 62040-3	141

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL

Desde o início da década de 1990, o uso das fontes renováveis tem crescido significativamente, principalmente se tratando de geração fotovoltaica e eólica [1]. O crescente interesse em fontes renováveis se deve a dois principais fatores: o primeiro diz respeito a eminente saturação e declínio da produção das fontes baseadas em combustíveis fósseis; e o segundo aos problemas climáticos que decorrem do uso excessivo das fontes não renováveis, como o petróleo e seus derivados [2].

Neste contexto, onde a participação das fontes renováveis na matriz energética se intensifica, o papel da energia elétrica também aumenta. Isto ocorre devido a características tais como flexibilidade do ponto de vista de geração e de consumo, a facilidade de transporte e de armazenamento e sua alta eficiência de conversão. Desta forma, um dos principais vetores de integração das fontes renováveis de energia é o sistema elétrico público.

Como é de se esperar, a inserção das fontes renováveis deve ocorrer de forma gradual e exigir uma contínua reestruturação do sistema elétrico. O perfil das unidades geradoras passará de concentrado para disperso, tornando necessário também a distribuição de informação entre as diferentes fontes e cargas espalhadas em todo o sistema [3].

O conceito de Geração Distribuída (*Distributed Generation* – DG) [4], [5] está sendo considerado como uma possível solução para os problemas econômicos e ambientais para a expansão do sistema elétrico mundial. Atualmente este sistema é baseado em grandes centrais geradoras, localizadas em locais muito distantes dos pontos de consumo [6].

Neste novo perfil de geração, os geradores se encontram próximos aos pontos de consumo nas redes de distribuição ou de subtransmissão, o que propicia uma maior eficiência no modo de geração e distribuição de eletricidade, uma vez que são eliminados grande parte das perdas no processo de transmissão da eletricidade em longas distâncias. Existem também vantagens econômicas em termos de se reduzir o investimento para construção do sistema de potência, uma vez que a distribuição das unidades de geração elimina a necessidade de longos sistemas de transmissão de energia [7].

Contudo, a inserção de geradores esparsos no sistema elétrico pode causar alguns problemas com relação à operação do sistema, tais como distúrbios de tensão, mau funcionamento do sistema de proteção e fluxo reverso de potência.

Uma alternativa para acomodar várias destas questões e permitir que as vantagens destes sistemas sejam acessadas, é encarar as fontes distribuídas e as cargas associadas a elas como uma pequena rede de distribuição que é denominada de microrrede [8]. Uma microrrede permite a integração de um grande número de fontes renováveis distintas com a rede elétrica sem a necessidade de mudanças na estrutura dos sistemas elétricos de potência existentes. Além disso, uma vez que várias unidades de geração e de armazenamento de energia podem estar distribuídas pela microrrede, podem-se obter vantagens técnicas em termos de qualidade e confiabilidade, bem como gerenciamento e eficiência do sistema [3], [9].

Por outro lado, devido à variabilidade energética natural das fontes renováveis, sistemas de armazenamento de energia têm sido empregados em conjunto com as microrredes [10], [11]. Com isto consegue-se assegurar um fluxo de potência contínuo, melhorando a qualidade da energia produzida na microrrede [12].

Neste sentido, algumas microrredes vêm empregando o conceito de fonte ininterrupta de energia (*Uninterruptible Power Supply – UPS*) para àquelas que têm a funcionalidade de trabalhar de forma ilhada por meio da regulação de tensão feita por uma fonte ininterrupta [13], [14], uma vez que as fontes renováveis apresentam característica de fontes de corrente e, não conseguem por si só, regular a tensão de barramento da microrrede.

1.2 PAPEL DA UPS NAS MICRORREDES

Dentre diversas configurações, as UPSs podem ser classificadas em três grandes grupos: *offline* (ou *passive-standby*), *line-interactive* e *online* (ou *double-conversion*).

As UPSs do tipo *offline* são caracterizadas por apresentarem apenas um estágio de conversão, sendo que a energia é transferida diretamente da rede pública para a carga. Apenas quando ocorre uma falha na rede elétrica, as baterias fornecem energia através de um conversor CC/CA.

Em uma UPS do tipo *line-interactive*, um conversor CA/CC bidirecional é utilizado para carregar as baterias. Durante eventos transitórios ou faltas, este mesmo conversor interage com a rede elétrica de forma a diminuir, elevar ou substituir a energia entregue à carga.

Por fim, uma UPS do tipo *online* é caracterizada por possuir dois estágios de conversão: no primeiro, a energia da rede elétrica é convertida em CC; posteriormente a energia é novamente convertida em CA e então entregue à carga. Nessa configuração, a energia flui constantemente por um conversor CC/CA.

Sistemas baseados em microrredes geralmente apresentam UPSs do tipo *line-interactive* para a garantia de funcionamento no modo ilhado [15]-[17], pois estas garantem a qualidade da operação, mesmo quando ocorre uma falta na rede elétrica, uma vez que a UPS fornece a referência de tensão para as fontes renováveis, aumentando sua capacidade de produção de energia. No entanto, quando estes sistemas compreendem ainda o fornecimento de energia a cargas críticas, como bancos de armazenamento de dados, sistemas telecomunicações etc. apresentam a necessidade de um barramento seguro e de qualidade, onde a utilização de UPSs do tipo *online* torna-se interessante [14], [18].

As UPS do tipo *online* são caracterizadas por apresentarem elevada tolerância a variações na tensão de entrada, precisão na regulação da tensão de saída com baixos níveis de distorção harmônica, alta confiabilidade, elevado fator de potência de entrada, tensões de saída com amplitude e frequência independentes da tensão de entrada, além de um reduzido tempo de transferência entre os modos de operação [19], [20], sendo este último de extrema importância para cargas críticas.

Uma UPS do tipo *online* apresenta três modos de operação: modo normal, modo bateria e modo *bypass*. No modo normal a UPS alimenta a carga a partir da energia da rede elétrica. Quando ocorre uma falta na rede ou quando sua tensão está fora de limites pré-estabelecidos, a UPS passa a operar no modo bateria, onde a rede elétrica é desconectada e a UPS passa a alimentar a carga a partir de um banco de baterias. O modo *bypass* ocorre durante eventos de manutenção, onde a UPS é completamente desconectada e a carga é alimentada diretamente pela rede pública.

Até recentemente, grande parte das UPSs *online* apresentavam um transformador isolador, o que permitia além da isolação galvânica, um ajuste nos níveis de tensão e, por conseguinte, uma maior flexibilidade na escolha dos conversores empregados para a dupla conversão necessária neste tipo de UPS, resultando em circuitos mais simples. Nos últimos anos, essas UPSs vêm sendo substituídas por UPSs sem transformador, pois, embora não apresentem a vantagem da isolação galvânica, apresentam-se como uma solução mais compacta, com menor custo e maior eficiência [21]. Contudo, a remoção do transformador isolador traz a necessidade da conexão do condutor de neutro comum entre a entrada e saída da UPS, o que pode ser obtido por meio de um barramento capacitivo com ponto central (potencial

de neutro fixo) ou com a utilização de um braço de interruptores (potencial de neutro modulado) [20].

1.3 UPS TRIFÁSICA SEM TRANSFORMADOR

Dentre as diversas topologias de UPS trifásica sem transformador, a topologia em meia ponte, que apresenta conversores com característica *back-to-back*, vem sendo bastante utilizada [20], [22], pois apresenta uma elevada eficiência, alta densidade de potência, reduzido custo, além de se apresentar como uma solução simples, pois cada fase do inversor e retificador pode ser controlada individualmente de forma independente.

Esse tipo de topologia apresenta barramento com ponto central, onde a função dos capacitores é absorver a diferença da potência instantânea entre os conversores de entrada e saída, reduzindo as ondulações de tensão no barramento CC e garantindo a operação independente dos conversores retificador e inversor, bem como de cada uma das fases dos mesmos [23].

A característica de barramento com ponto central apresenta a necessidade de inclusão de um mecanismo capaz de realizar a equalização das tensões dos capacitores de barramento, uma vez que a conexão de cargas desequilibradas e a presença de não idealidades no circuito podem tornar essas tensões desbalanceadas [19]. Este desequilíbrio acabaria por prejudicar a operação do conversor CC/CA de saída e, conseqüentemente, a tensão fornecida à carga crítica.

Além disso, em uma UPS, o barramento capacitivo deve fornecer energia para a carga durante eventos transitórios, trazendo a necessidade de se empregar volumosos capacitores. Sendo assim, neste tipo de sistema, geralmente são empregados capacitores do tipo eletrolítico, uma vez que estes apresentam elevada capacitância e densidade de energia, além de sua capacidade de suportar elevados níveis de tensão [24].

1.4 CAPACITORES DO BARRAMENTO CC E A CONFIABILIDADE

Os capacitores eletrolíticos empregados em sistemas como a UPS em questão, são a principal causa de falha destes equipamentos e geralmente são os componentes que determinam a vida útil dos mesmos [25]-[30]. A degradação destes componentes ocorre devido à combinação de esforços elétricos, térmicos e mecânicos [31], sendo que o principal mecanismo

de falha ocorre devido a evaporação da solução do eletrólito, que acontece por conta do aumento de temperatura durante sua operação, que por sua vez, ocorre devido ao aumento da ondulação de corrente [28], [31].

A operação dos conversores retificador e inversor, quando sintetizando correntes desequilibradas e/ou não senoidais, acaba por aumentar a ondulação de corrente nos capacitores do barramento, uma vez que essas correntes desequilibradas geram uma corrente de neutro que se propaga até os capacitores através do ponto central do divisor capacitivo.

Considerando-se uma rede trifásica equilibrada e um controle adequado para o retificador de entrada, a contribuição deste para a ocorrência de ondulações de corrente no ponto central do divisor capacitivo pode ser desprezada [32]. A operação com correção de fator de potência, onde são sintetizadas correntes trifásicas senoidais e equilibradas, com baixa distorção harmônica, garante que apenas ondulações em torno da frequência de comutação apareçam no condutor de neutro.

Já do ponto de vista do inversor, as correntes de cada fase se dão em função do tipo de carga conectados a elas e, dessa forma, não são controláveis. Quando conectadas cargas desbalanceadas ou não-lineares à UPS, correntes desbalanceadas surgem no inversor e consequentemente, também no ponto central do divisor capacitivo, através do condutor de neutro. Essas ondulações de corrente, principalmente em baixas frequências, acabam degradando os capacitores de barramento, reduzindo sua vida útil.

1.5 REDUÇÃO DE HARMÔNICOS NO BARRAMENTO CC

Diversos trabalhos apresentam propostas para redução da ondulação de baixa frequência no ponto central do divisor capacitivo do barramento CC. Em [33]-[35], diferentes estratégias de modulação são apresentadas de forma a contornar este problema em conversores com ponto central grampeado (*Neutral Point Clamped – NPC*). No entanto, com estas estratégias, a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion – THD*) da tensão de saída acaba sendo penalizada.

Já em [36]-[38], também para conversores do tipo NPC, é apresentada a inclusão de um circuito auxiliar para realizar a redução da ondulação no ponto central do divisor capacitivo. Esta solução se mostra bastante interessante, pois o circuito auxiliar consiste em um braço adicional ao conversor NPC e um indutor conectado ao ponto central. Este braço adicional fornece um caminho para que uma corrente de compensação circule para o neutro. Esta corrente

pode proporcionar a equalização da tensão nos capacitores de barramento, além de reduzir a ondulação devido a componentes harmônicos de corrente de baixa frequência que podem circular devido ao desequilíbrio das cargas do inversor. Nesta configuração, o braço adicional pode até assumir uma das fases do inversor no caso de uma eventual falha. Em contrapartida a estes benefícios, o número de componentes, o custo e as perdas globais do sistema aumentam se comparadas as soluções que empregam apenas a modulação do inversor.

A inclusão de um circuito auxiliar também é aplicada em [39]-[41], com o intuito de redução do valor do capacitor de barramento CC para sistemas monofásicos. Nestas aplicações os circuitos auxiliares redirecionam as componentes de baixa frequência da corrente de entrada para outros elementos armazenadores de energia, auxiliando no desacoplamento das componentes CA do barramento CC.

Em [42], visando à redução dos capacitores do barramento CC é apresentada a inclusão de um braço equalizador da tensão para uma microrrede CC bipolar. No referido artigo, o braço tem por função produzir o equilíbrio da tensão para os polos positivo e negativo do barramento CC regulando a tensão e compensando as correntes desigualmente drenadas de cada um dos terminais da microrrede. Neste caso existem duas malhas de compensação, uma para tensão e outra para corrente, onde ambas contribuem de forma independente para o controle do braço equalizador.

Já em [43], para a mesma aplicação de uma microrrede CC bipolar, é apresentado um circuito que objetiva redistribuir as correntes no ponto central e nos dois polos, positivo e negativo, do barramento, realizando o equilíbrio das tensões dos capacitores do mesmo. No referido artigo a redistribuição das correntes assegura a equalização das tensões e também reduz as perdas nos condutores que constituem o barramento, aumentando a estabilidade e capacidade de transmissão de potência do sistema.

Com relação ao problema de desequilíbrio das tensões do barramento com ponto central, diversas alternativas de circuitos que realizam a equalização dessa tensão são apresentadas em [44]-[48], onde são salientados pontos positivos e negativos, bem como as limitações de cada uma das alternativas.

Desta forma, considerando que para UPSs, a qualidade da tensão fornecida à carga e a operação com elevado fator de potência não podem ser prejudicadas em detrimento da redução da corrente nos capacitores de barramento, o uso da modulação do retificador ou do inversor para eliminação de componentes de baixa frequência destes capacitores não pode ser considerada como uma alternativa, tornando a inclusão de um circuito auxiliar inevitável. Por outro lado, a capacidade de compensação deste circuito auxiliar e o seu custo devem ser

considerados de modo que a sua adoção não penalize o custo e o tamanho da UPS, contrapondo os benefícios alcançados com a redução do das correntes dos capacitores do barramento CC e sua eventual extensão de vida útil.

1.6 OBJETIVO

Objetivo Principal

Este trabalho tem como objetivo investigar a utilização de um circuito auxiliar para realizar equalização das tensões do barramento CC, bem como a redução das ondulações de corrente em baixas frequências no ponto central do divisor capacitivo de uma UPS trifásica sem transformador, visando a redução na ondulação de tensão do barramento e a redução da degradação dos capacitores do mesmo.

Objetivos Específicos

Para alcançar este objetivo deve-se atender as seguintes metas:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre os seguintes temas: (i) UPS trifásica sem transformador; impacto no barramento CC devido à operação com cargas lineares, não lineares e desequilibradas; (iii) circuitos para desacoplamento de potência CC e CA; e (iv) circuitos equalizadores de tensão em redes de distribuição em CC;
- Dimensionar uma UPS trifásica de 20 kW empregando as normas vigentes com foco nos critérios de operação com cargas não-lineares e desequilibradas;
- Dimensionar o circuito auxiliar para uma UPS de 20 kW visando uma redução das correntes do barramento CC de modo a proporcionar uma redução na ondulação de tensão do barramento CC, além de aumentar sua expectativa de sua vida útil;
- Simular a UPS em diferentes condições de operação e avaliar as diferentes condições de cargas desequilibradas e não-lineares;
- Desenvolver um protótipo da UPS com o circuito auxiliar adotado;
- Ensaaiar o protótipo em laboratório;
- Avaliar quantitativamente os resultados;
- Concluir com respeito aos resultados alcançados e as modificações necessárias ao circuito da UPS.

1.7 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho apresenta uma contribuição ao estudo de um sistema UPS, investigando diversos temas, em especial, a modelagem das correntes do barramento CC em função das correntes de carga e a proposta de um circuito que realiza a equalização das tensões de barramento CC e a redução das ondulações em baixa frequência da corrente dos capacitores desse barramento. O trabalho contribui ainda na difusão de conhecimento referente a metodologias de projeto para os filtros e sistemas de controle utilizados.

1.8 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A dissertação está organizada da seguinte forma: O Capítulo II apresenta uma breve revisão sobre os problemas tratados e soluções apresentadas na literatura. O Capítulo III descreve a topologia de UPS desenvolvida, sendo inicialmente apresentada a topologia de uma forma geral e, na sequência, a descrição mais detalhada de cada um dos conversores, onde são abordados projeto de filtros, sistema de controle, modelagem dinâmica e projeto dos compensadores. Neste capítulo são apresentados ainda resultados de simulação para avaliar os procedimentos realizados. A proposta do trabalho é apresentada no capítulo IV, onde é descrito o princípio de funcionamento do circuito que realiza a equalização das tensões do barramento CC e a redução das ondulações de corrente no ponto central do divisor capacitivo. Neste capítulo é apresentado ainda o projeto do filtro, do sistema de controle utilizado, a modelagem dinâmica e o projeto dos compensadores. No Capítulo V são apresentados os principais resultados obtidos experimentalmente, onde é realizada uma análise similar à apresentada nos resultados de simulação obtidos no Capítulo IV. Por fim, são apresentadas as principais conclusões do trabalho, sendo analisados o desempenho do sistema de uma forma geral, bem como o desempenho do circuito auxiliar apresentado.

CAPÍTULO II

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, as UPSs trifásicas isoladas vêm sendo substituídas por UPSs sem transformador, pois, embora não apresentem a vantagem da isolação galvânica, apresentam-se como uma solução mais compacta, com menor custo e maior eficiência [21]. Um dos requisitos de uma UPS sem transformador é a conexão de neutro comum entre (fonte de alimentação) entrada e saída (carga), de forma que o sistema opere de maneira adequada.

Devido a esta característica, pode-se distinguir as UPSs trifásicas sem transformador em duas configurações: UPS com barramento de neutro fixo e de neutro modulado [49]-[51]. Na primeira (neutro fixo), a conexão de neutro é obtida por meio de um barramento capacitivo com ponto central, sendo ilustrada na Figura 1 (a). Neste caso, tanto a rede como a carga ficam conectadas em uma conexão estrela (Y). Considerando-se que rede e carga são equilibradas, este potencial comum (terra) desacopla cada fase. Então, tanto o retificador como o inversor podem ser tratados como circuitos monofásicos.

Na segunda configuração, ilustrada na Figura 1 (b), o barramento é composto por um único capacitor, sendo o neutro modulado por meio de um braço de interruptores que é compartilhado pelo retificador (CA/CC) e pelo inversor (CC/CA) [49]-[51]. Neste caso, não há desacoplamento das fases, tanto no retificador como no inversor.

Com o desacoplamento das três fases do retificador e do inversor pode-se simplificar consideravelmente o sistema de controle dos conversores. Por outro lado, a corrente de neutro que ocorre devido à presença de cargas desequilibradas e/ou não lineares, circula através dos capacitores do barramento, de forma que os mesmos devem apresentar a capacidade de suportar elevados valores de corrente.

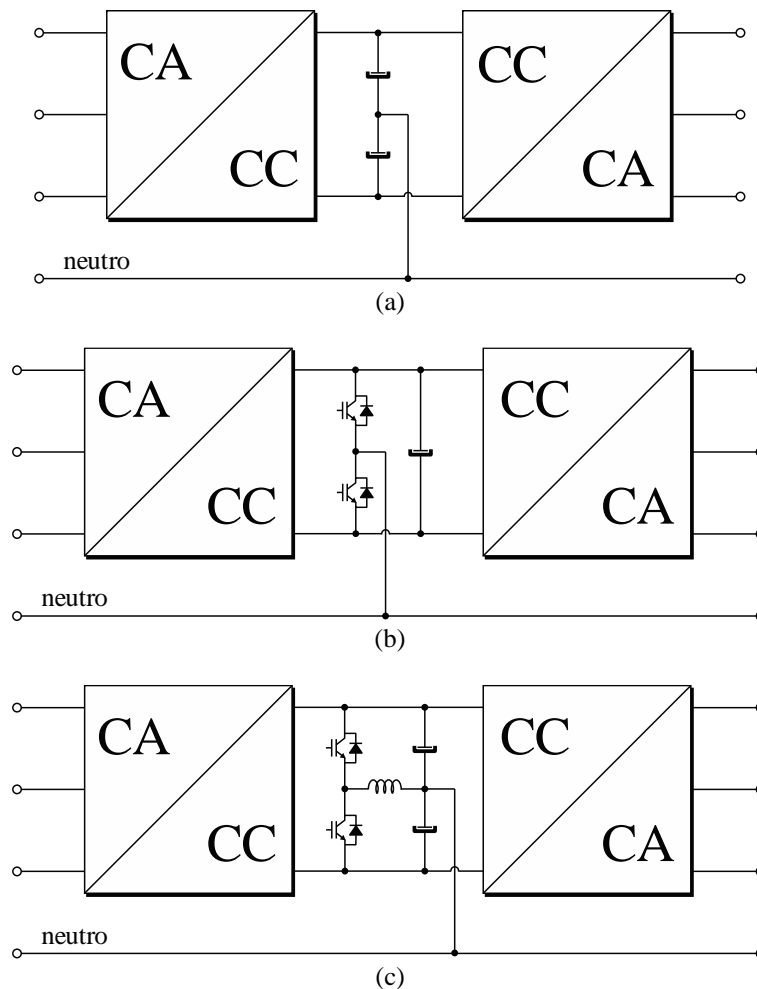


Figura 1 – Configurações de UPS trifásicas sem transformador: (a) barramento com ponto central, (b) barramento simples, (c) barramento com circuito equalizador/filtro.

Na segunda configuração, onde o neutro é modulado por um braço de interruptores, a corrente de neutro passa a circular por este braço e não pelo capacitor do barramento CC, o que proporciona uma redução na capacitância do mesmo em comparação com a configuração anterior [50], [51]. Por outro lado, esse braço de interruptores é responsável por modular o neutro para as três fases dos conversores retificador e inversor, aumentando a complexidade do sistema de controle, bem como o esforço computacional necessário para a realização do mesmo.

Este trabalho investiga a possibilidade de aliar os pontos positivos dessas duas configurações, ou seja, a simplicidade do sistema de controle devido ao desacoplamento dos sistemas por meio do ponto central do barramento capacitivo, porém, com reduzida corrente circulando através destes capacitores. Isto pode ser obtido com o uso de um braço auxiliar que funciona como equalizador da tensão do barramento e um filtro para a corrente de neutro, conforme circuito ilustrado na Figura 1 (c).

2.2 UPS TRIFÁSICA COM NEUTRO FIXO

A topologia de UPS em estudo se caracteriza por apresentar um retificador e inversor modulados por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM), ambos a quatro fios e operando com modulação a dois níveis de tensão, além do barramento com ponto central. O diagrama do circuito da UPS é mostrado na Figura 2.

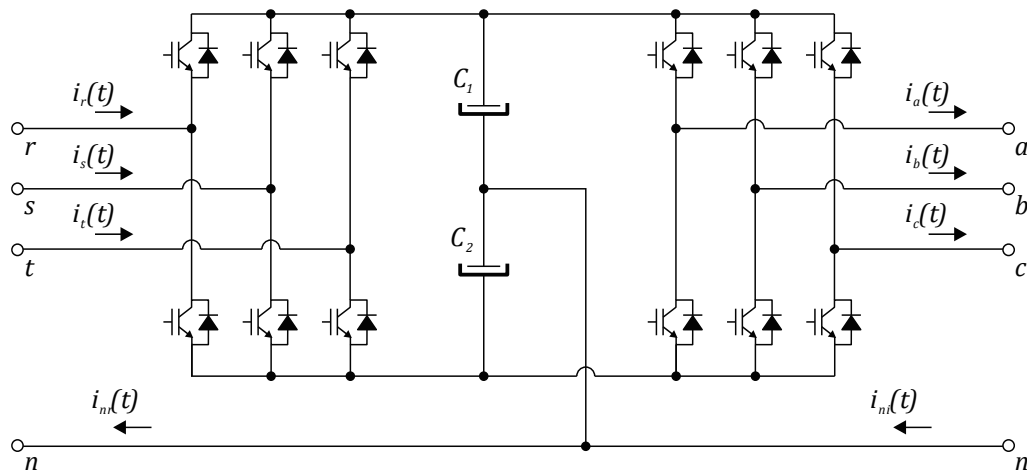


Figura 2 – Sistema trifásico a quatro fios de barramento com ponto central.

2.2.1 Análise Matemática das Correntes de Neutro

Aplicando-se as leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 2, percebe-se que as correntes de cada uma das três fases de entrada retornam pelo condutor de neutro conforme a equação (2.01).

$$i_{nr}(t) = i_r(t) + i_s(t) + i_t(t) \quad (2.01)$$

Onde $i_{nr}(t)$ representa a corrente de neutro pelo lado do retificador, $i_r(t)$, $i_s(t)$ e $i_t(t)$ as correntes das fases “r”, “s” e “t”, respectivamente.

Da mesma forma, cada uma das correntes de fase do inversor também retorna pelo mesmo condutor de neutro, de acordo com a equação (2.02).

$$i_{ni}(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \quad (2.02)$$

Onde $i_{ni}(t)$ representa a corrente de neutro pelo lado do inversor, $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ as correntes das fases “a”, “b” e “c”, respectivamente.

Do ponto de vista do retificador, tomando em consideração que este opera com correção de fator de potência e com correntes equilibradas, as componentes fundamentais dessas correntes se cancelam mutuamente no condutor de neutro, garantindo que apenas ondulações nos componentes múltiplos da frequência de comutação ocorram (harmônicos de alta frequência). Portanto,

$$i_{nr}(t) = 0 \quad (2.03)$$

Por outro lado, do ponto de vista do inversor, as correntes drenadas por cada fase ocorrem em função das cargas conectadas à UPS. Em caso de cargas lineares equilibradas, da mesma forma que para o retificador, as componentes fundamentais das correntes irão se anular no condutor de neutro, restando apenas ondulações em alta frequência. Para cargas lineares desequilibradas, a corrente desbalanceada irá aparecer no condutor de neutro somando-se as componentes de alta frequência.

Na presença de cargas não-lineares, cada fase do inversor irá produzir correntes harmônicas em múltiplas frequências. Caso essas cargas sejam equilibradas, todas essas componentes, com exceção das harmônicas divisíveis por três (do inglês *triplens*), serão canceladas no condutor de neutro. Por sua vez, as harmônicas múltiplas de três, acabam sendo adicionadas no condutor de neutro resultando em um valor eficaz maior do que os mesmos componentes em cada fase individualmente [52]. Quando as cargas não-lineares são desequilibradas, as componentes harmônicas não se cancelam para nenhuma frequência múltipla, resultando em um grande valor eficaz para a corrente que circula pelo condutor de neutro.

A presença de cargas desbalanceadas, aliada a não idealidades dos componentes do circuito, pode ocasionar uma diferença entre as tensões dos capacitores do barramento CC. Essa diferença acaba por prejudicar a operação do inversor e conseqüentemente a tensão fornecida à carga crítica. Dessa forma, a configuração de barramento com ponto central apresenta a necessidade de inclusão de um meio capaz de equalizar as tensões deste barramento.

2.2.2 Análise das correntes do barramento CC

Em decorrência de cargas desbalanceadas e/ou não lineares, a corrente de neutro apresenta conteúdo harmônico de baixa frequência que circula até o ponto central do divisor capacitivo e se propaga no barramento CC pelos capacitores C_1 e C_2 , aumentando a corrente eficaz e as ondulações que fluem por eles. Conforme mencionado anteriormente, com a adequada operação do conversor retificador, a corrente de neutro referente ao mesmo deve ser reduzida a apenas ondulações em torno da frequência de comutação, de forma que a contribuição deste para a o aumento da corrente eficaz e de ondulações no ponto central do divisor capacitivo pode ser desprezada [32].

As ondulações em baixa frequência na corrente do barramento CC, que ocorrem devido à presença de correntes harmônicas no condutor de neutro, acabam por ocasionar um aumento das ondulações de tensão, o que prejudica a qualidade da tensão sintetizada pelo do inversor, além de deteriorar a operação de correção do fator de potência do retificador, uma vez que o processo de geração de referência das correntes de entrada utiliza amostras da tensão do barramento.

Como o dimensionamento dos capacitores de barramento leva em consideração a ondulação de tensão do barramento, a ocorrência de ondulações de corrente ocasiona a necessidade de um barramento mais volumoso, uma vez que a função desses capacitores é absorver a diferença da potência instantânea entre a entrada e saída, reduzindo as ondulações de tensão no barramento CC e garantindo a operação independente dos conversores da entrada e saída, além de armazenar a energia elétrica utilizada durante eventos transitórios [23].

2.2.3 Corrente e a degradação dos Capacitores Eletrolíticos

Em função de apresentarem alto valor de capacitância, elevada densidade de energia e capacidade de suportar elevados níveis de tensão, os capacitores eletrolíticos são amplamente empregados neste tipo de sistema [24]. No entanto, os capacitores eletrolíticos empregados em sistemas como a UPS em questão, são a principal causa de falha destes equipamentos e geralmente são o componente que determinam a vida útil do mesmo [25]-[30].

A degradação deste componente, conforme mencionado no Capítulo anterior, ocorre pela combinação de esforços elétricos, térmicos e mecânicos [31], sendo que o principal mecanismo de falha ocorre devido à evaporação da solução do eletrólito, que acontece por conta das ondulações de corrente e o aumento de temperatura durante sua operação [28], [31].

A expectativa de vida útil do capacitor eletrolítico operando em suas condições máximas de temperatura é especificada tipicamente entre 1000 e 10000 horas, tempo insuficiente para grande parte das aplicações [28]. Em UPSs, por exemplo, eles são responsáveis por cerca de 50% das falhas em componentes eletrônicos [53].

A elevada temperatura de funcionamento do capacitor eletrolítico é a principal causa da degradação da vida útil desse componente, além de causar um aumento da resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance – ESR*) ao longo do tempo [32], [54], [55]. A ondulação de corrente e a temperatura ambiente são os principais fatores que elevam a temperatura do capacitor [32].

A *ESR* também é a principal causa de perdas em capacitores eletrolíticos [56], além de ser fortemente dependente da frequência da ondulação de corrente [55], [56], apresentando uma resistência mais elevada para correntes de frequências mais baixas.

Para analisar a resistência série equivalente de um capacitor eletrolítico, é necessário a utilização de um modelo elétrico adequado. Este modelo representa por meio de elementos de circuito os principais fenômenos físicos do capacitor tais como a capacitância dos terminais, a capacitância do dielétrico, a resistência do dielétrico, a resistência do eletrólito e a resistência dos terminais. A Figura 3 apresenta o modelo utilizado em [28] e [57], sendo este o modelo empregado também neste trabalho.

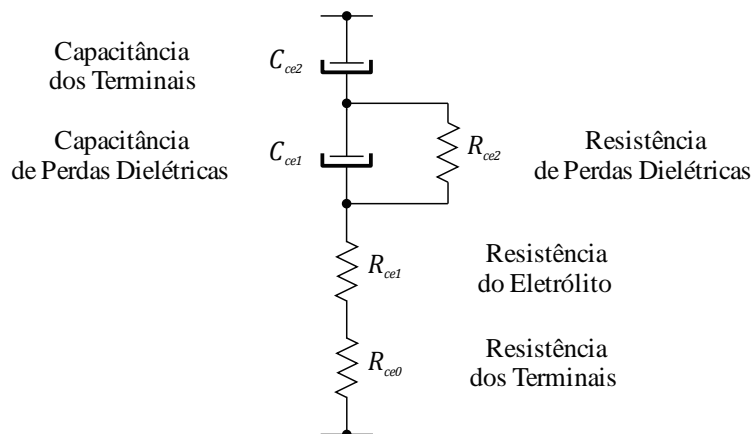


Figura 3 – Modelo elétrico do capacitor eletrolítico.

Da análise do circuito equivalente apresentado na Figura 3, pode-se definir a impedância do capacitor eletrolítico conforme (2.04).

$$Z_{ce} = \frac{1}{\frac{1}{R_{ce2}} + j2\pi f C_{ce2}} + R_{ce1} + R_{ce0} - \frac{j}{2\pi f C_{ce1}} \quad (2.04)$$

Onde Z_{ce} representa a impedância do capacitor eletrolítico.

Como aquecimento do capacitor ocorre em detrimento da parte real da sua impedância, a partir da equação (2.04) pode-se definir a resistência série equivalente do capacitor conforme (2.05).

$$ESR = \text{Real}(Z_{ce}) = \frac{R_{ce2}}{1 + (2\pi f R_{ce2} C_{ce2})^2} + R_{ce1} + R_{ce0} \quad (2.05)$$

A partir da equação (2.05), pode-se verificar a dependência entre a resistência série equivalente e a frequência. A medida em que a frequência aumenta, o primeiro termo da equação, referente a resistência de perdas dielétricas, perde sua relevância. A relação entre a ESR e a frequência pode ser melhor observada na Figura 4.

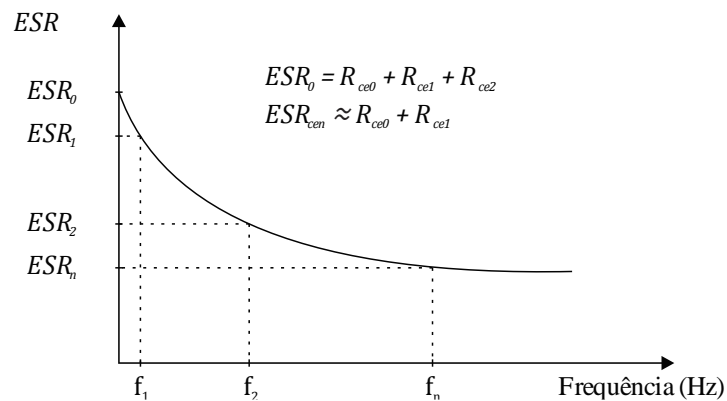


Figura 4 – Variação da ESR em função da frequência.

Como a resistência série equivalente do capacitor eletrolítico varia com a frequência, os fabricantes geralmente especificam um fator chamado de “multiplicador de ondulação de corrente” (*Ripple Current Multiplier*) [57], apresentado na equação (2.06).

$$M_{fn} = \frac{I_{fn}}{I_{120}} = \sqrt{\frac{ESR_{120}}{ESR_{fn}}} \quad (2.06)$$

Onde M_{fn} é o multiplicador de ondulação de corrente, I_{fn} representa a corrente eficaz em uma frequência fn , I_{120} a ondulação de corrente na frequência de 120 Hz, ESR_{fn} representa resistência série equivalente em uma frequência f , e ESR_{120} representa a resistência série equivalente na frequência de 120 Hz.

Dessa forma, é possível se obter a potência dissipada no capacitor conforme (2.07).

$$P_{cdis} = \sum_{fn=1}^{\infty} I_{fn}^2 ESR_{fn} \quad (2.07)$$

Onde P_{cdis} é a potência dissipada no capacitor e fn representa a faixa de frequências de um a infinito.

Em [57] é apresentado ainda um fator para caracterizar o aquecimento em capacitores eletrolíticos de uma determinada topologia se a temperatura ambiente for mantida constante. O fator de aquecimento do capacitor (*Capacitor Heating Factor – CHF*) é apresentado na equação (2.08).

$$CHF = \sqrt{\sum_{fn=1}^{\infty} \frac{I_{fn}^2}{M_{fn}^2}} \quad (2.08)$$

Conforme pode ser observado a partir de (2.04) e (2.07), elevados valores de corrente eficaz, principalmente em baixas frequências, devem ser evitados para que não ocorra um aumento na temperatura de trabalho dos capacitores eletrolíticos, o que acabará por degradar sua vida útil, além de aumentar suas perdas.

Dessa forma, a presença de cargas desbalanceadas ou não-lineares, além de causar um desequilíbrio nas tensões do barramento CC, irão ocasionar a ocorrência de corrente de neutro, o que deve causar um aumento nas ondulações de tensão do barramento; redução da eficiência do sistema, deterioração da vida útil dos capacitores eletrolíticos, deterioração da operação de correção de fator de potência (*Power Factor Correction – PFC*) e deterioração da qualidade da tensão de saída.

2.3 CIRCUITO AUXILIAR PARA EQUILÍBRIO DO PONTO CENTRAL

A inclusão de um circuito auxiliar é aplicada em [39], com o intuito de redução das ondulações de corrente no barramento CC de um retificador monofásico. O circuito consiste em um braço de interruptores com um indutor de filtro, conforme ilustrado na Figura 5. Como o retificador deve drenar uma corrente senoidal da rede, uma elevada ondulação de corrente é esperada no barramento CC. O conceito apresentado consiste em armazenar energia no indutor do circuito auxiliar e controlar essa energia de forma a reduzir a ondulação no barramento CC. Desta forma, a utilização deste circuito elimina a necessidade de um grande capacitor no barramento CC.

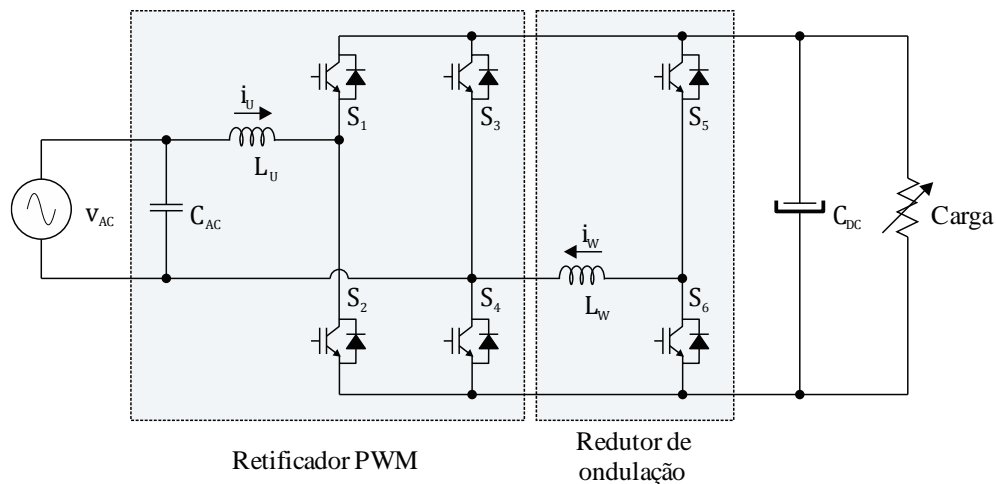


Figura 5 – Circuito para redução das correntes do barramento CC de um retificador monofásico (Adaptado de [39]).

Em [40], é apresentada a inclusão de um filtro ativo em barramentos CC de inversores e retificadores monofásicos com o intuito da redução dos valores de energia e capacitância deste barramento a valores mínimos. O circuito consiste em um braço de interruptores, um indutor e um capacitor, conforme apresenta a Figura 6. A ideia é redirecionar as ondulações do barramento CC para estes elementos armazenadores de energia. Com custo adicional mínimo, a proposta apresenta uma redução significativa da capacitância do barramento, além de um considerável aumento na expectativa de vida útil do sistema.

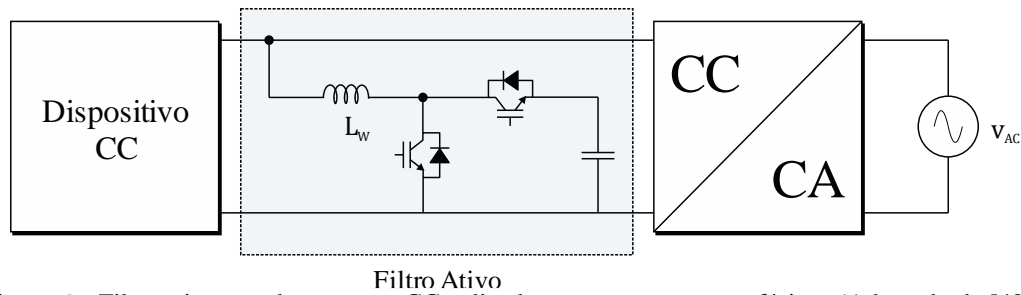


Figura 6 – Filtro ativo para barramento CC aplicado a conversores monofásicos (Adaptado de [40]).

De forma semelhante, em [41] é apresentada a inclusão de um circuito auxiliar composto também por um braço de interruptores, um indutor e um capacitor. O circuito é utilizado de forma a reduzir as ondulações do barramento CC de um retificador monofásico, proporcionando uma redução significativa do capacitor deste barramento. O circuito utilizado é apresentado na Figura 7.

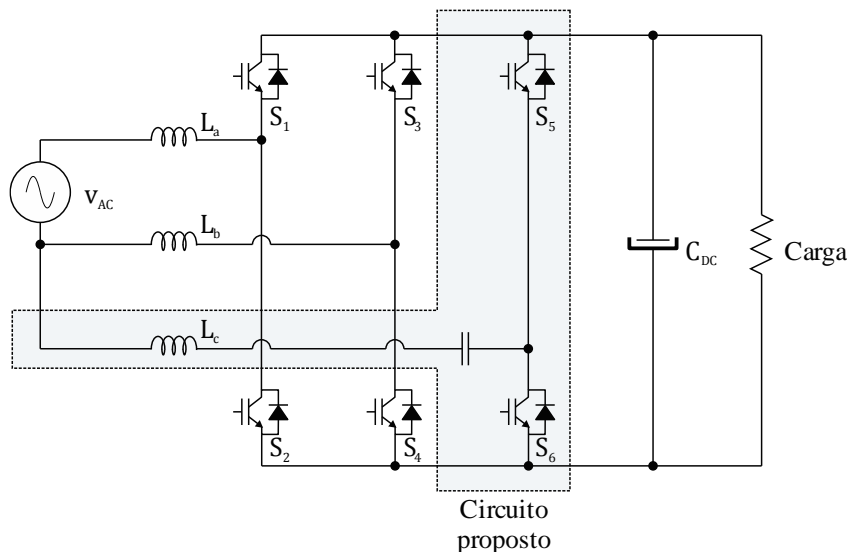


Figura 7 – Circuito para redução de ondulação do barramento CC aplicado a um retificador monofásico (Adaptado de [41]).

A proposta de [42], apresenta a inclusão de um braço equalizador da tensão para uma microrrede CC bipolar. Esse braço é utilizado também para reduzir as ondulações no barramento, visando a redução dos capacitores do mesmo. O sistema, ilustrado na Figura 8, apresenta um inversor bifásico, onde um terceiro braço é responsável por compensar as correntes desbalanceadas que ocorrem devido a operação do inversor.

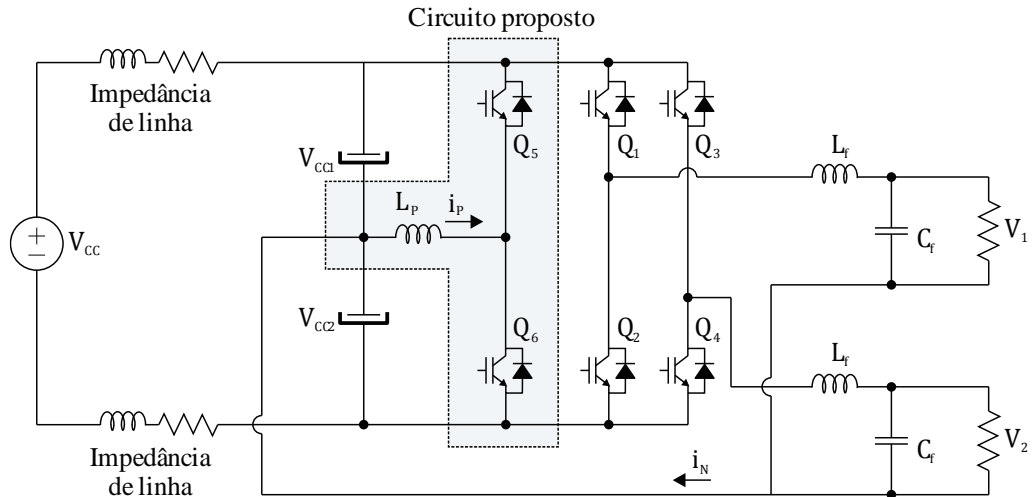


Figura 8 – Circuito para equilíbrio do ponto central do barramento CC aplicado a um inversor bifásico (Adaptado de [42]).

Em [43], é apresentado um circuito que objetiva redistribuir as correntes no ponto central e nos dois polos do barramento de uma microrrede CC bipolar, realizando também o balanço das tensões dos capacitores. Este circuito é apresentado na Figura 9. A redistribuição das correntes é realizada com a inclusão de um circuito semelhante a um filtro ativo, sendo constituído de três braços de interruptores com indutores de filtro e um barramento capacitivo.

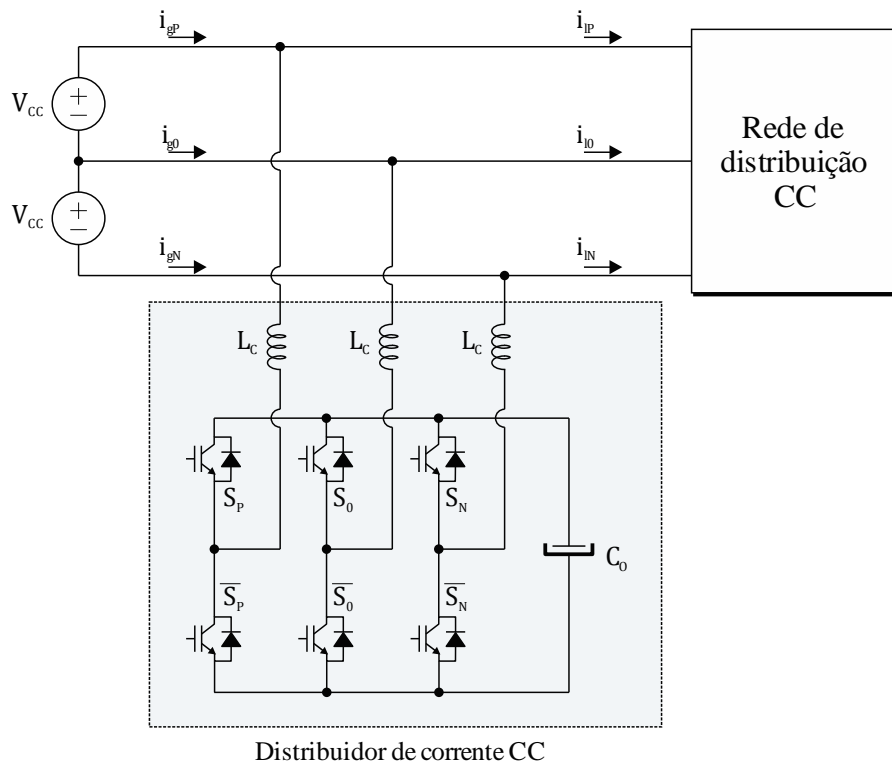


Figura 9 – Circuito para redistribuição da corrente do barramento aplicada a uma microrrede CC bipolar (Adaptado de [43]).

Em contraste aos filtros ativos, que são utilizados para redistribuir correntes CA, o circuito apresentado no referente artigo é utilizado para realizar a redistribuição de corrente CC, do barramento da microrrede. Com a inclusão deste circuito, foi possível realizar a redistribuição de potência do barramento CC da microrrede, de forma que a tensão desse barramento não fosse influenciada por distúrbios causados por correntes de cargas assimétricas, garantindo uma melhor estabilidade do sistema. Em contrapartida a este benefício, é necessária a inclusão de três braços de interruptores e seus respectivos indutores de filtro, além de um novo barramento capacitivo. Além disso para o controle deste circuito, devem ser obtidas as medidas dessas três correntes, bem como da tensão do novo barramento, além das medidas das três correntes compensadas (de neutro e dos polos positivo e negativo do barramento), ocasionando um aumento significativo no número de sensores.

Com relação ao problema de desequilíbrio das tensões do barramento com ponto central, diversas alternativas de circuitos, passivos ou ativos, que realizam a equalização dessa tensão são apresentados em [44]-[48] onde são salientados pontos positivos e negativos, bem como as limitações de cada uma das alternativas.

De forma semelhante à [42], este trabalho utiliza a inclusão de um circuito auxiliar composto por um braço de interruptores e um indutor de filtro. Este circuito é um dos apresentados em [44]-[48] com a função de equalizador de tensão e neste trabalho ele ainda recebe a função de reduzir as ondulações de corrente no ponto central do divisor capacitivo geradas pela operação do inversor através do condutor de neutro.

Para avaliar o sistema, são utilizados como referência os procedimentos descritos na norma internacional IEC 62040-3 [58], que especifica requerimentos de teste e métodos de especificação de performance de UPS. A norma define como carga linear uma carga na qual a impedância é constante quando uma tensão senoidal é aplicada à ela. Já a carga não-linear, é uma carga na qual a impedância não é constante quando uma tensão senoidal é aplicada à ela, sendo essa impedância dependente de outros parâmetros, como por exemplo, tensão ou tempo.

A mesma norma especifica os tipos de carga que devem ser utilizados para avaliar a performance da UPS. A carga linear é definida como uma carga resistiva. A carga não-linear é composta por um retificador não controlado em ponte completa, com um capacitor e resistor conectados ao seus terminais de saída, sendo que a norma especifica ainda como realizar o dimensionamento dos mesmos. Já a condição de teste para cargas desbalanceadas especifica que duas fases devem ser conectadas a cargas lineares com potência nominal, e a outra fase deve permanecer sem carga.

2.4 SUMÁRIO

Neste Capítulo foi apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre UPSs sem transformador, onde foi definida a topologia utilizada neste trabalho. Foi realizada ainda uma discussão abordando a questão da ocorrência de correntes harmônicas de baixa frequência nos capacitores do barramento CC, que ocorrem devido a conexão de cargas desequilibradas ou não lineares à UPS, sendo ressaltados os impactos que essas correntes ocasionam ao barramento e, em especial, aos capacitores eletrolíticos utilizados no mesmo. Por fim, foi apresentada uma breve revisão das soluções encontradas na literatura para contornar o problema abordado.

CAPÍTULO III

ANÁLISE DA UPS TRIFÁSICA SEM TRANSFORMADOR

Este capítulo trata da descrição da topologia de UPS na qual foi desenvolvido este trabalho, sendo esta ilustrada na Figura 10. Esta topologia consiste em dois conversores distintos: retificador PWM a quatro fios e inversor PWM a quatro fios. Um conversor externo é utilizado para a carga das baterias e seu funcionamento não é considerado no desenvolvimento deste trabalho.

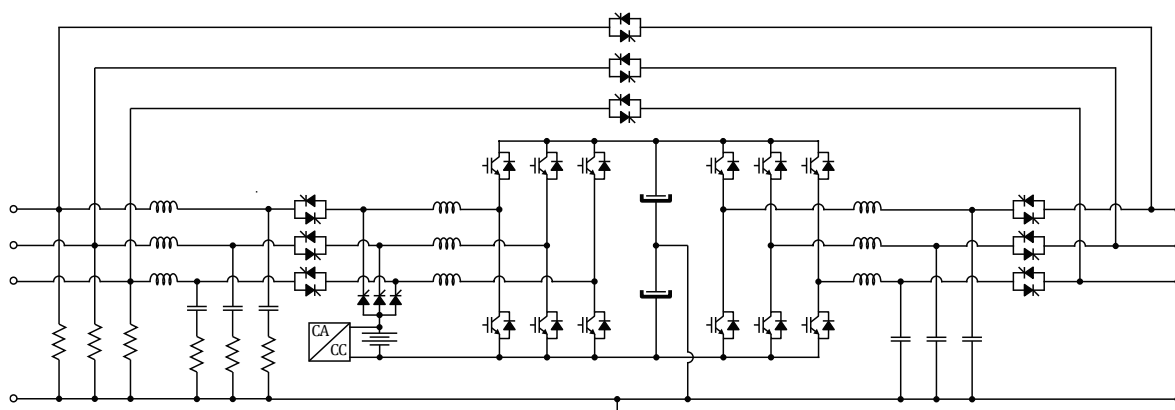


Figura 10 – UPS trifásica sem transformador.

A descrição dos conversores retificador e inversor é realizada detalhadamente nas subseções deste capítulo. São apresentadas as funções de cada um desses conversores, bem como a definição de filtros e procedimentos de projeto utilizados para os mesmos. Também é apresentada a descrição das estruturas de controle, que serão implementadas de forma digital, além de serem obtidos os modelos dinâmicos que descrevem o comportamento das grandezas envolvidas no sistema. Na sequência, é apresentado o projeto dos sistemas de controle a partir dos modelos obtidos, para ambos os conversores. Por fim, são apresentados resultados de simulação de forma a avaliar os procedimentos realizados.

3.1 RETIFICADOR PWM A QUATRO FIOS

O conversor retificador PWM a quatro fios atua como conversor pré-regulador, elevando a tensão da entrada, tanto em modo normal como bateria, para um barramento CC com amplitude adequada para o correto funcionamento do inversor. O sistema do retificador é composto por seis interruptores IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*); um filtro de terceira ordem do tipo LCL; conjunto de nove tiristores que realizam a transferência entre os modos de operação; barramento CC com ponto central, sendo este conectado ao neutro do sistema. O circuito do retificador é apresentado na Figura 11.

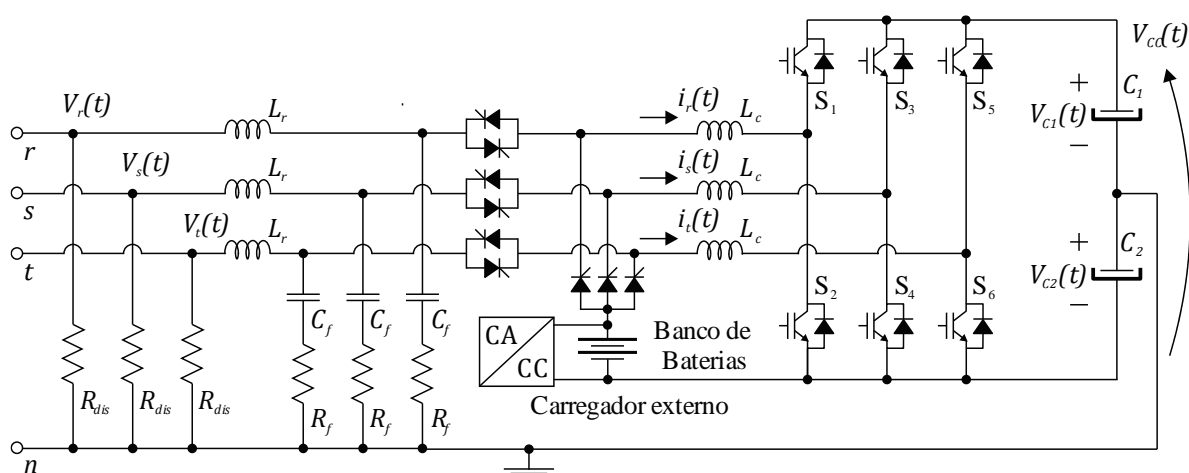


Figura 11 - Retificador PWM a quatro fios.

Os interruptores do retificador devem ser controlados de forma a manter a tensão total do barramento CC regulada em qualquer modo de operação (modo rede e modo bateria). Essa tensão deve ser regulada em um valor maior que a tensão de pico da rede, de forma que o inversor seja capaz de sintetizar tensões com tal amplitude.

Durante o modo normal, o retificador PWM a quatro fios deve regular a tensão do barramento a partir da rede elétrica, realizando a correção do fator de potência. Já durante o modo bateria, deve regular a tensão do barramento CC atuando como descarregador do banco de baterias.

O processo de comutação dos interruptores produz harmônicos na entrada do retificador em torno da frequência de comutação. Esses harmônicos podem ser atenuados com a utilização de filtros do tipo L ou LCL. Para faixas de potência mais elevadas, onde a frequência de comutação dos conversores é relativamente baixa de forma a reduzir as perdas por comutação,

os filtros do tipo LCL são preferíveis, pois apresentam melhor dinâmica, maior atenuação em elevadas frequências, menor volume e peso em comparação a filtros do tipo L [59]-[64].

Esta seção apresenta o projeto do filtro LCL, a descrição do sistema de controle, a modelagem da planta, o projeto do sistema de controle e resultados de simulação para avaliar os procedimentos realizados.

3.1.1 Projeto do Filtro LCL

O projeto do filtro LCL é realizado de acordo com os procedimentos apresentados em [59]-[61]. Inicialmente, é definido o indutor do lado do conversor, de acordo com a máxima ondulação de corrente desejada, segundo (3.01).

$$L_c = \frac{\frac{V_{CC}}{2}}{6f_{sw}\Delta i_{Lmax}} \quad (3.01)$$

Onde L_c é a indutância do lado do conversor, V_{CC} é a tensão total do barramento CC, f_{sw} é a frequência de comutação e Δi_{Lmax} é a ondulação de corrente estipulada.

Em seguida, a partir da potência ativa do retificador, é calculada uma capacitância de base de acordo com a energia armazenada nesta capacitância conforme a expressão (3.02).

$$C_b = \frac{P_n}{\omega_g E_n^2} \quad (3.02)$$

Onde C_b é a capacitância de base, P_n é a potência ativa do retificador em condições nominais, ω_g é a frequência angular da rede e E_n é a tensão eficaz de linha.

O capacitor do filtro é calculado em função da capacitância de base, de acordo com a expressão (3.03), onde x representa a proporção do capacitor de filtro C_f com relação a capacitância de base C_b . O capacitor do filtro LCL deve absorver uma energia reativa de no máximo 5% para assegurar um elevado fator de potência [59]-[62], ou seja, o valor máximo recomendado para x é de 0,05.

$$C_f = xC_b \quad (3.03)$$

Obtidos o indutor do lado do conversor L_c e o capacitor C_f , basta calcular o valor da indutância do lado da rede. Essa indutância é projetada a partir do fator de atenuação de corrente desejada do indutor do lado do conversor para o indutor do lado da rede, de acordo com (3.04).

$$L_r = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (3.04)$$

Onde L_r representa o indutor do lado da rede e k_a o fator de atenuação.

Se, por exemplo, o indutor do lado do conversor for projetado para uma ondulação de 10% e o fator de atenuação utilizado para o projeto for de 20%, a ondulação esperada de 10% será reduzida à 20% do seu valor, resultando numa ondulação de 2% no indutor L_r [59]. Um valor bastante usual para k_a é de 20% [63].

Devido a presença do capacitor, a resposta em frequência do filtro LCL apresenta um pico de ressonância que pode causar instabilidades no sistema. Esse pico pode ser amortecido com técnicas passivas ou ativas. Em caso de amortecimento ativo, o pico de ressonância é atenuado com técnicas de controle utilizando modificações nas malhas e compensadores [63]. Contudo, essas técnicas exigem a realimentação de mais de um estado do sistema, o que implica em mais sensores ou em alguma técnica de estimação de variáveis.

No caso do amortecimento passivo, um resistor é inserido em série com o capacitor do filtro C_f . Esse resistor cria uma impedância no filtro em torno da frequência de ressonância, o que acaba por atenuar o pico de ressonância. Apesar de apresentar maiores perdas do que o amortecimento ativo, se apresenta como uma solução simples e robusta, sendo assim utilizada neste trabalho.

Por fim, o filtro ainda deve atender a condição apresentada na (3.05), caso contrário, os parâmetros do filtro devem ser redefinidos.

$$10f_g < f_{res} < 0,5f_{sw} \quad (3.05)$$

Onde f_g é a frequência da rede e f_{res} é a frequência de ressonância do filtro, que pode ser calculada de acordo com a (3.06).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_r + L_g}{(L_r + L_g)L_c C_f}} \quad (3.06)$$

Onde L_g representa a impedância indutiva da rede.

A resistência de amortecimento R_f é calculada de acordo com a equação (3.07), apresentada em [61].

$$R_f = \frac{1}{6\pi f_{res} C_f} \quad (3.07)$$

Por fim, foi adicionado um resistor responsável por dissipar a energia armazenada em L_r e C_f no momento em que os tiristores da rede forem abertos e o modo bateria for acionado. Esse resistor é dimensionado de forma dissipar uma potência ativa de acordo com (3.08).

$$R_{dis} = \frac{V_{in}^2}{P_{dis}} \quad (3.08)$$

Dessa forma, o filtro LCL do retificador PWM a quatro fios é projetado de acordo com os parâmetros descritos na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de Projeto do Filtro LCL

Parâmetro	Valor
Tensão total do barramento CC (V_{cc})	430 V
Frequência de comutação (f_{sw})	15 kHz
Ondulação máxima de corrente (Δi_{Lmax})	5,5 A
Potência ativa nominal absorvida pelo retificador (P_n)	20 kW
Frequência angular da rede (ω_g)	120π rad/s
Tensão eficaz de linha (E_n)	220 V
Fator de relação com a capacitância de base (x)	1%
Fator de atenuação (k_a)	10%
Frequência angular de comutação (ω_{sw})	30000π rad/s
Tensão eficaz de entrada (V_{in})	127 V
Potência no resistor de dissipação (P_{dis})	2W

Os parâmetros do filtro obtidos são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Filtro LCL

Parâmetro	Valor
Indutor do lado do conversor (L_c)	450 μ H
Capacitor do filtro (C_f)	10 μ F
Indutor do lado da rede (L_r)	150 μ H
Resistor de dissipação (R_{dis})	2,4 $k\Omega$

Conforme (3.06), a frequência de ressonância do filtro LCL é dependente da impedância indutiva da rede elétrica (L_g), que é um parâmetro incerto. Dessa forma foi gerado um gráfico que relaciona a frequência de ressonância do filtro com a indutância da rede, ilustrado na Figura 12.

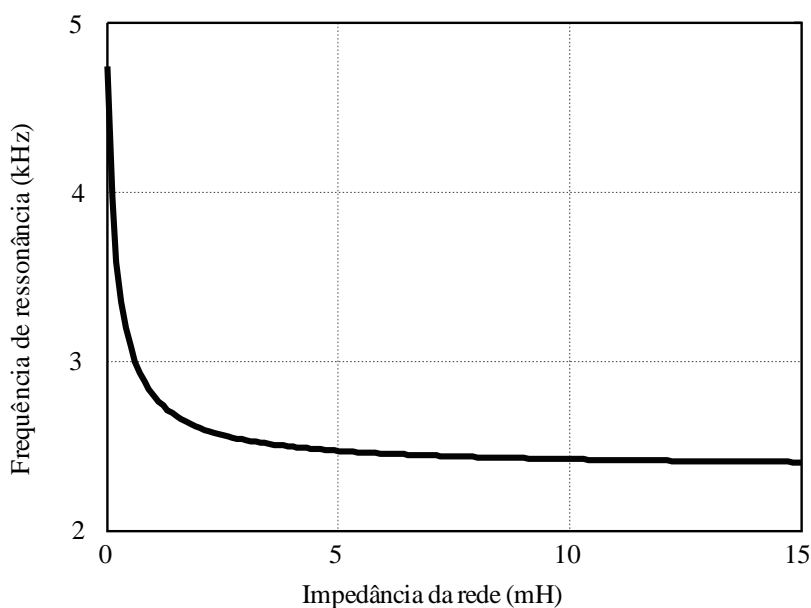


Figura 12 – Frequência de ressonância do filtro LCL em função da impedância da rede

De acordo com a Figura 12, a frequência de ressonância do filtro diminui à medida em que a impedância da rede elétrica aumenta, ficando estável em cerca de 2,4 kHz. O resistor de atenuação deve ser dimensionado considerando o pior caso, onde a frequência de ressonância é menor, dessa forma, a partir de (3.07) obtém-se um valor de R_f de 2,21 Ω .

3.1.2 Sistema de Controle do Retificador PWM a Quatro Fios

O sistema de controle do retificador é composto por quatro malhas, sendo uma malha externa de energia e três malhas internas individuais e independentes de corrente (uma para cada fase), assegurando que, no modo normal de operação, o fator de potência seja mantido mesmo com desequilíbrio da rede. Deve-se salientar que, devido ao desacoplamento proporcionado pelo ponto central do barramento, a estrutura de controle é implementada no sistema de coordenadas abc (também conhecido como eixos naturais), conforme apresentado Figura 13.

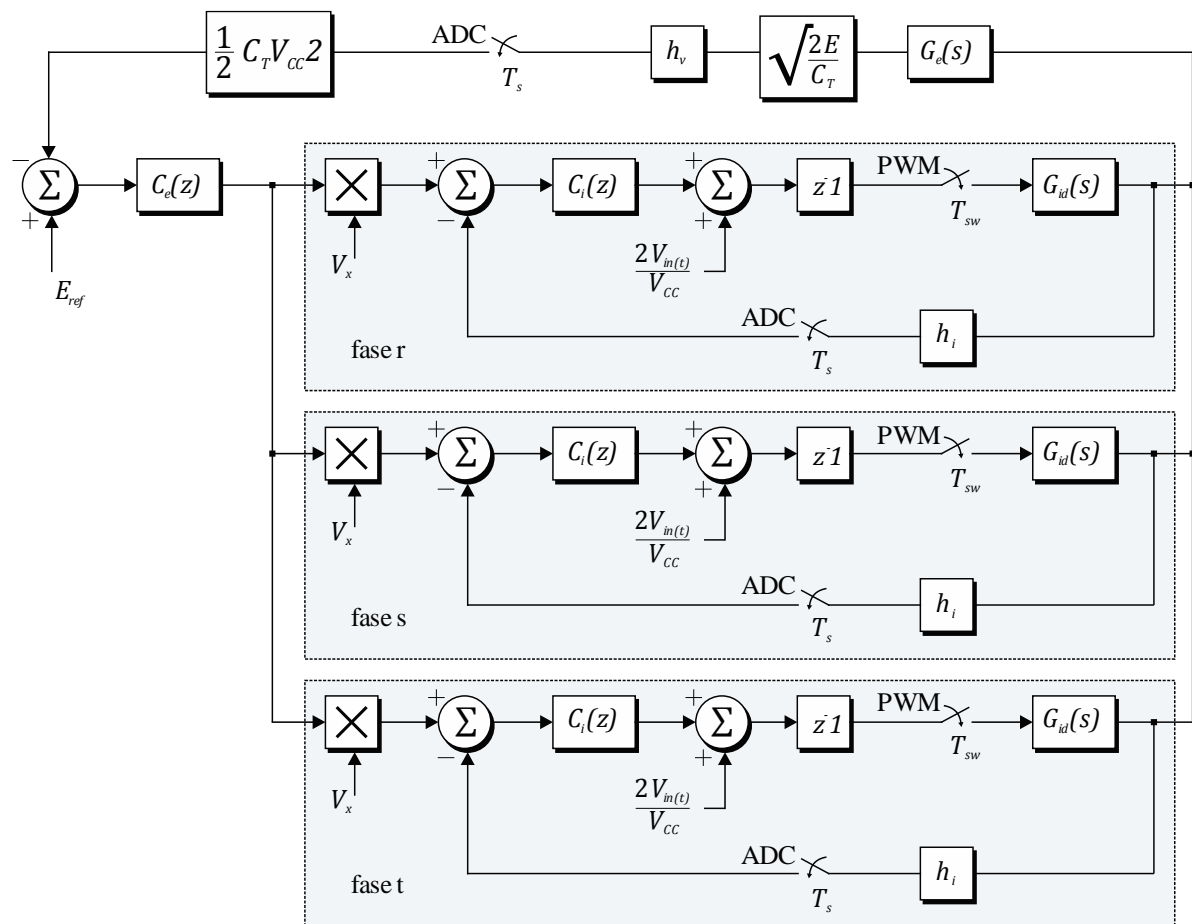


Figura 13 – Sistema de controle do retificador PWM a quatro fios.

A malha externa de energia é responsável controlar a tensão total do barramento CC através da energia sintetizada pelo retificador. Essa malha gera a referência da amplitude das correntes de entrada de forma a manter a energia e, conseqüentemente, a tensão total do

barramento CC regulada. A escolha da energia facilita pois a planta é naturalmente linear (para grandes sinais), o que assegura que é robusta com relação a variações no ponto de operação.

A tensão em cada um dos capacitores é medida individualmente e então somada para se obter a tensão total do barramento. Com o valor da tensão total do barramento CC, é calculado o valor da energia total armazenada no mesmo. Este valor é então comparado com o valor de referência.

A banda passante da malha de energia deve ser definida em pelo menos uma década abaixo da menor frequência de oscilação da tensão do barramento [19], de forma que essa oscilação não seja reproduzida nas referências de corrente. As tensões do barramento são amostradas uma vez a cada período de comutação. É utilizado um compensador do tipo proporcional-integral (PI) de forma a eliminar o erro em regime permanente, uma vez que a referência é um sinal contínuo.

As malhas internas de corrente controlam diretamente a razão cíclica dos interruptores e devem garantir que as correntes de entrada sejam senoidais e em fase com a tensão durante o modo normal de operação. Durante o modo bateria, o retificador deve drenar uma corrente contínua das baterias. Como durante o modo bateria o filtro de entrada é composto apenas pelo indutor do lado do conversor (L_c), a corrente é medida e controlada nesse ponto. As correntes de entrada também são amostradas uma vez a cada período de comutação.

A referência de pico de corrente gerada pela malha de energia varia de acordo com o modo de operação. Durante o modo normal a variável $V_x(t)$ representa amostras das tensões de fase de entrada, de forma que a ação de controle da malha de tensão gere referências de corrente senoidais e em fase com a respectiva tensão de entrada. Durante o modo bateria $V_x(t)$ assume um valor constante, de acordo com a tensão do banco de baterias. O valor de $V_{in}(t)$ utilizado na ação *feedforward* apresenta uma forma de onda senoidal durante o modo normal, referente a tensão da respectiva fase. Essa ação é desabilitada durante o modo bateria.

Para assegurar um bom desempenho dinâmico e garantir que a corrente tenha uma forma de onda senoidal durante o modo normal de operação, a malha de controle das correntes de entrada deve apresentar uma elevada banda passante. É definido um compensador do tipo proporcional (P) apenas para regular a velocidade de resposta da malha, de forma que o sistema apresente uma elevada banda passante. O erro de amplitude da malha de corrente em regime permanente, que ocorre em detrimento da utilização de um controlador proporcional, é ajustado pela malha externa de tensão, que deve alterar o valor da referência de corrente. A ação *feedforward* é utilizada de forma a melhorar a resposta dinâmica do sistema.

3.1.3 Modelagem do Retificador PWM a Quatro Fios

Esta seção descreve a modelagem dinâmica do retificador PWM a quatro fios. Conforme pode ser observado na Figura 13, os modelos necessários para o projeto dos compensadores são referentes as correntes de entrada pela razão cíclica, e da energia total de barramento pelas correntes de pico de entrada.

O primeiro modelo dinâmico obtido é referente a corrente no indutor do lado do conversor com relação a razão cíclica. Com a presença do quarto fio, o retificador trifásico pode ser modelado como três retificadores monofásicos independentes e iguais.

Para a obtenção do modelo da corrente, o indutor L_r e o capacitor C_f foram desconsiderados pois, até sua frequência de ressonância, o filtro LCL tem uma resposta muito próxima ao filtro L [62], [64]. A tensão de entrada é considerada como um distúrbio e as tensões do barramento são consideradas constantes, além de ser incluída a resistência parasita do indutor. Dessa forma, o modelo dinâmico das correntes de entrada é obtido a partir do circuito equivalente da Figura 14.

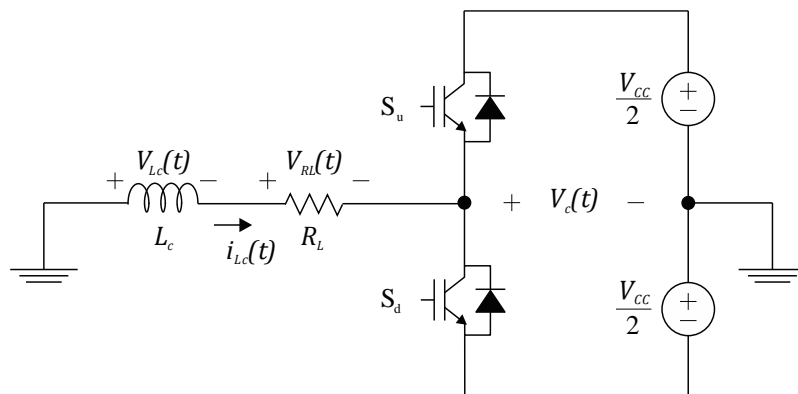


Figura 14 – Circuito equivalente para o modelo das correntes de entrada.

Considerando-se os valores médios de $i_{Lc}(t)$ e $V_c(t)$ em um período de comutação, através da lei das tensões de Kirchhoff obtém-se (3.09).

$$L_c \frac{d\langle i_{Lc}(t) \rangle}{dt} = -R_L \langle i_{Lc}(t) \rangle - \frac{V_{CC}}{2} (2d_u(t) - 1) \quad (3.09)$$

Onde d_u representa a razão cíclica do interruptor S_u .

Aplicando perturbações na razão cíclica que resultam em perturbações na corrente $i_{Lc}(t)$, desprezando os termos CC e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se o modelo dinâmico linearizado definido por (3.10).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{I}_{Lc}(s)}{\hat{D}_u(s)} = -\frac{\frac{V_{CC}}{L_c}}{s + \frac{R_L}{L_c}} \quad (3.10)$$

O outro modelo necessário é referente a energia total do barramento com relação a corrente de pico de entrada. A energia total do barramento CC pode ser definida conforme a expressão (3.11).

$$E = \frac{1}{2} C_T V_{CC}^2 \quad (3.11)$$

Onde E é a energia do barramento e C_T representa a capacitância total do barramento (associação em série de C_1 e C_2).

Considerando inicialmente o retificador operando em modo normal, com três fases balanceadas, fator de potência unitário e fator deslocamento nulo, pode-se definir a potência de entrada conforme (3.12).

$$P_{ret} = \frac{3}{2} V_{in\ pk} I_{in\ pk} \quad (3.12)$$

Onde P_{ret} é a potência ativa do retificador, $V_{in\ pk}$ é a tensão de pico de entrada e $I_{in\ pk}$ é a corrente de pico de entrada.

Sabendo que a potência é igual a variação da energia em relação ao tempo, de acordo com (3.13), e considerando a potência do inversor como um distúrbio exógeno, e a potência do retificador como (3.12), aplicando a transformada de Laplace em (3.13), obtém-se o modelo dinâmico da energia total do barramento pela corrente de entrada no modo normal de operação, apresentado em (3.14).

$$P = \frac{dE}{dt} = P_{ret} - P_{inv} \quad (3.13)$$

Onde P_{inv} é a potência ativa do inversor.

$$G_{e_n}(s) = \frac{\hat{E}(s)}{\hat{I}_{inpk}(s)} = \frac{3V_{inpk}}{2s} \quad (3.14)$$

Para a obtenção do modelo em modo bateria, a diferença fica na potência sintetizada pelo retificador, que se dá conforme (3.15).

$$P_{ret} = 3V_{bat}I_{in} \quad (3.15)$$

Onde V_{bat} é a tensão do banco de baterias e I_{in} é a corrente eficaz de cada fase de entrada.

Novamente, de acordo com (3.13) e, considerando a potência do inversor como um distúrbio exógeno e a potência do retificador como (3.15), obtém-se o modelo dinâmico da energia total do barramento pela corrente de entrada no modo bateria de operação, apresentado em (3.16).

$$G_{e_b}(s) = \frac{\hat{E}(s)}{\hat{I}_{in}(s)} = \frac{3V_{bat}}{s} \quad (3.16)$$

3.1.4 Projeto do Sistema de Controle do Retificador PWM a Quatro Fios

O projeto dos compensadores para ambas as malhas é realizado por meio da aproximação da resposta em frequência, no plano W, sendo os compensadores projetados com técnicas de controle clássicas no tempo contínuo, através da análise da resposta em frequência. Inicialmente as funções de transferência obtidas na seção 3.1.3 são discretizadas. Neste processo, como a frequência de comutação é muito superior à frequência do sinal de referência, para a discretização, o modulador PWM é aproximado por um amostrador retentor de ordem zero (*Zero-Order Hold – ZOH*).

Além disso, como a atualização da razão cíclica não é realizada imediatamente após a amostragem das variáveis, é considerado o atraso de implementação durante a discretização do modelo dinâmico das correntes pela razão cíclica. Como a razão cíclica é atualizada somente no próximo período de amostragem, é inserido um atraso igual ao período de amostragem do sistema, sendo este representado por z^{-1} .

Observando as equações (3.14) e (3.16), observa-se que a dinâmica da planta de energia é a mesma nos modos normal e bateria, tendo uma diferença apenas nos ganhos. Dessa forma

o compensador da malha de energia será projetado considerando a função de transferência do modo normal de operação, sendo a diferença no ganho para os diferentes modos de operação compensada posteriormente via *software*.

Os modelos dinâmicos apresentados em (3.10) e (3.14) são então discretizados utilizando o método da resposta invariante, considerando os parâmetros apresentados na Tabela 3, resultando nos modelos discretos (3.17) e (3.18).

Tabela 3 – Parâmetros para Projeto do Sistema de Controle do Retificador PWM a Quatro Fios

Parâmetro	Valor
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	430 V
Indutor do lado do conversor (L_c)	450 μ H
Resistência parasita do indutor (R_L)	0,1 Ω
Tensão de pico de entrada ($V_{in\ pk}$)	$127\sqrt{2}$ V
Período de amostragem (T_s)	$6,667 \cdot 10^{-5}$ s

$$G_{id}(z) = \frac{-63,23}{z^2 - 0,9853z} \quad (3.17)$$

$$G_e(z) = \frac{0,01796}{z - 1} \quad (3.18)$$

Na sequência, é realizada uma transformação do plano Z para o plano W, utilizando a aproximação de Tustin, resultando nos modelos de planta apresentados em (3.19) e (3.20).

$$G_{id}(w) = \frac{-31,85w^2 + 1,911 \times 10^6 w - 2,867 \times 10^{10}}{w^2 + 3,022 \times 10^4 w + 6,667 \times 10^6} \quad (3.19)$$

$$G_e(w) = \frac{-0,00898w + 269,4}{w} \quad (3.20)$$

A Figura 15 apresenta as funções de transferência em malha aberta para as correntes de entrada (a) e energia do barramento (b), no plano W.

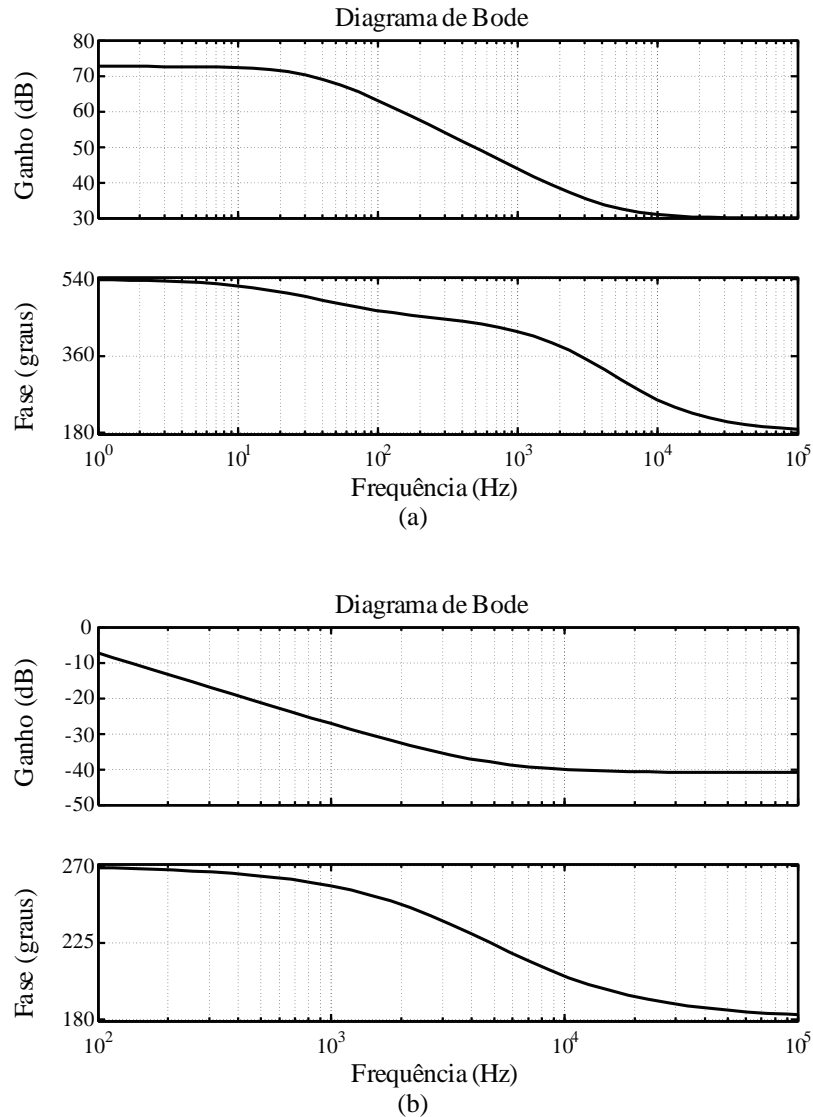


Figura 15 – Diagrama de Bode de malha aberta: (a) correntes de entrada; (b) energia do barramento.

Conforme mencionado anteriormente, para a malha de corrente é utilizado um compensador do tipo proporcional, onde o ganho é ajustado de forma a regular a velocidade de resposta da malha. A banda passante é definida em uma década abaixo da frequência de comutação. A margem de fase obtida foi de $39,1^\circ$.

Para a malha de energia foi utilizado um compensador do tipo proporcional-integral, de forma a eliminar o erro em regime permanente. O ganho foi ajustado de forma a se obter uma banda passante em uma frequência de 12 Hz. Foi adicionado ainda um zero para realizar o ajuste da margem de fase que é modificada devido a inclusão do polo na origem. A margem de fase obtida foi de $46,2^\circ$.

A Figura 16 apresenta as funções de transferência em malha aberta do sistema compensado, novamente para as correntes de entrada (a) e energia do barramento (b), ainda no plano W.

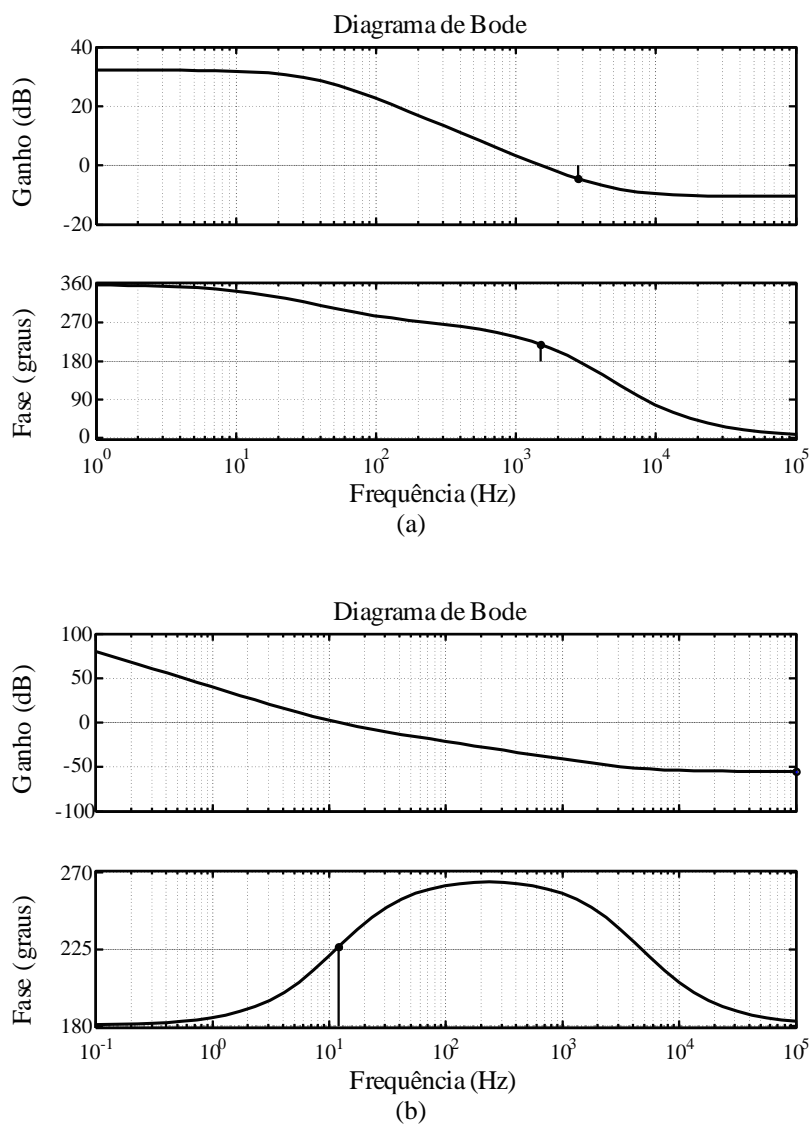


Figura 16 – Diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado: (a) correntes de entrada (frequência de cruzamento do ganho: 1,5 kHz; margem de fase: 39,1°); (b) energia do barramento (frequência de cruzamento do ganho: 12 Hz; margem de fase: 46,2°).

Em seguida, os compensadores obtidos no plano W são novamente discretizados, utilizando a aproximação de Tustin. A equação (3.21) apresenta a função de transferência do compensador da malha de corrente e (3.22) apresenta a função de transferência do compensador da malha de energia.

$$C_i(z) = -0,0094 \quad (3.21)$$

$$C_e(z) = \frac{0,2028z - 0,2018}{z - 1} \quad (3.22)$$

Onde $C_i(z)$ é o compensador da malha de corrente e $C_e(z)$ é o compensador da malha de energia.

A partir de (3.21) (3.22), obtêm-se as equações de diferença discreta dos compensadores das malhas de corrente e tensão, respectivamente, apresentadas em (3.23) e (3.24).

$$u_i(k) = -0,0094e_i(k) \quad (3.23)$$

$$u_e(k) = u_e(k - 1) + 0,2028e_e(k) - 0,2018e_e(k - 1) \quad (3.24)$$

Onde u_i é a ação de controle da malha de corrente, e_i é o erro de corrente, u_e é a ação de controle da malha de energia e e_e é o erro de energia.

3.1.5 Resultados de Simulação

Com o intuito de avaliar os projetos realizados para o retificador são realizadas simulações no *software* PSIM. O circuito simulado é apresentado na Figura 17, sendo o sistema de controle implementado em linguagem C++ através do bloco C do PSIM. Os parâmetros utilizados em simulação são apresentados na Tabela 4.

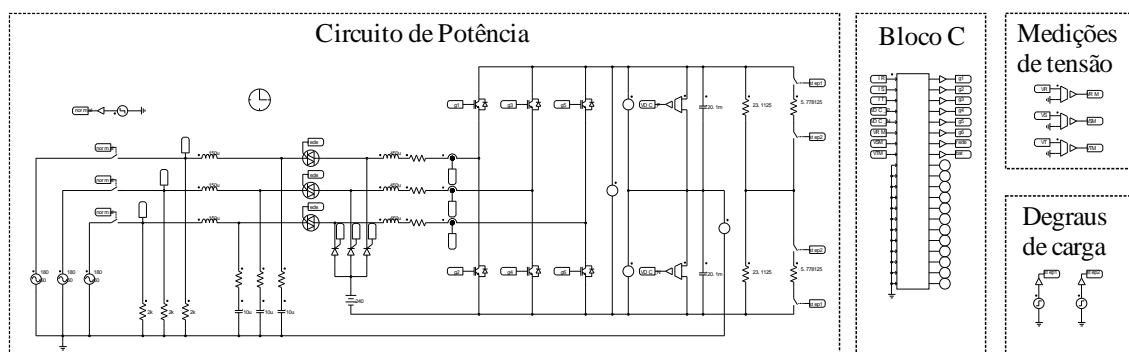


Figura 17 – Circuito do retificador simulado no PSIM.

Tabela 4 – Parâmetros de Simulação do Retificador PWM a Quatro Fios

Parâmetro	Valor
Potência nominal (P_n)	20 kW
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	430 V
Tensão eficaz de entrada (V_{in})	127 V
Tensão do banco de baterias (V_{bat})	240 V
Frequência de comutação (f_{sw})	15 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	15 kHz
Capacitores do barramento CC (C_1, C_2)	12 mF
Indutor do lado da rede (L_r)	150 μ H
Indutor do lado do conversor (L_c)	450 μ H
Capacitor do filtro LCL (L_f)	10 μ F
Resistencia de amortecimento (R_f)	2 Ω
Resistencia de dissipação (R_{dis})	2,4 k Ω
Resistencia parasita do indutor (R_L)	0,1 Ω
Passo de simulação no PSIM	10^{-7}

A Figura 18 apresenta as três correntes de entrada da UPS para a condição nominal de potência durante o modo normal de operação, onde pode-se verificar a disposição entre elas.

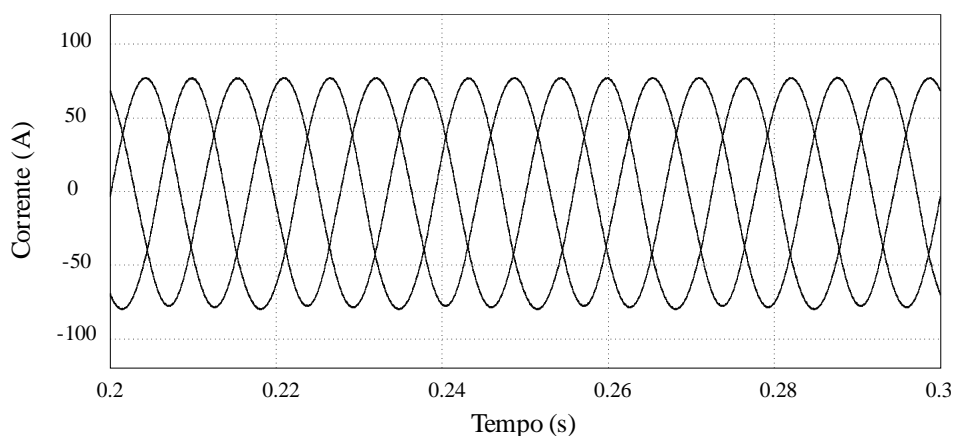


Figura 18 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação correntes trifásicas de entrada para potência nominal.

A Figura 19 apresenta o desempenho transitório do retificador frente a um degrau de 20% para 100% da potência nominal da UPS durante o modo normal de operação.

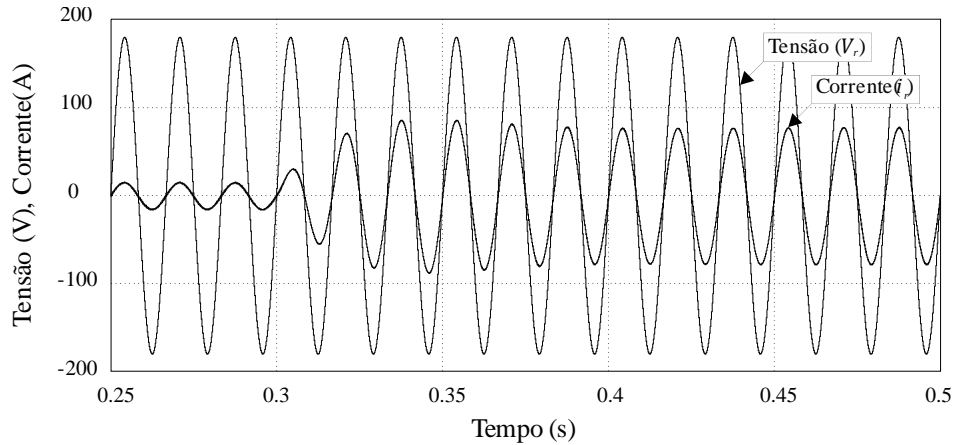


Figura 19 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 20% para 100% da potência nominal: tensão na fase *r* e corrente drenada na respectiva fase.

A tensão total do barramento CC é ilustrada na Figura 21 para a mesma condição.

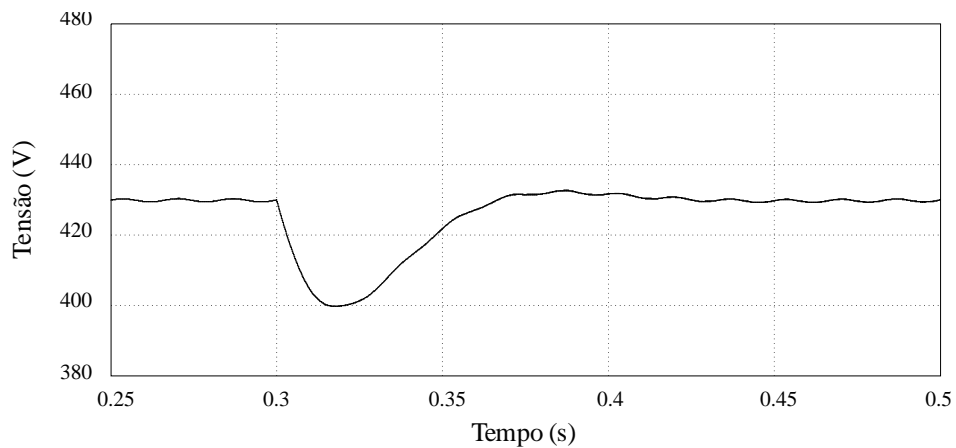


Figura 20 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 20% para 100% da potência nominal: tensão total do barramento.

De modo semelhante, a Figura 21 apresenta tensão e corrente em uma das fases para verificar o desempenho do retificador frente ao decréscimo de 100% para 20% da potência nominal da UPS em modo normal de operação. A tensão total do barramento CC é ilustrada na Figura 22.

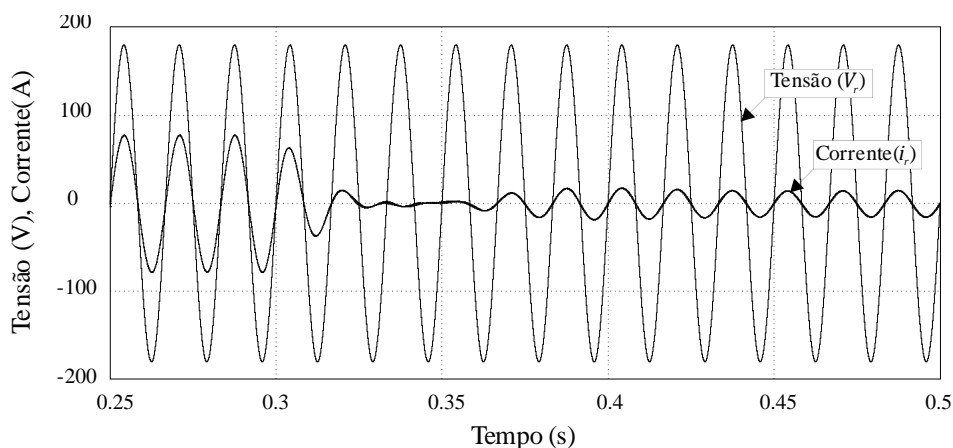


Figura 21 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 100% para 20% da potência nominal: tensão na fase r e corrente drenada na respectiva fase.

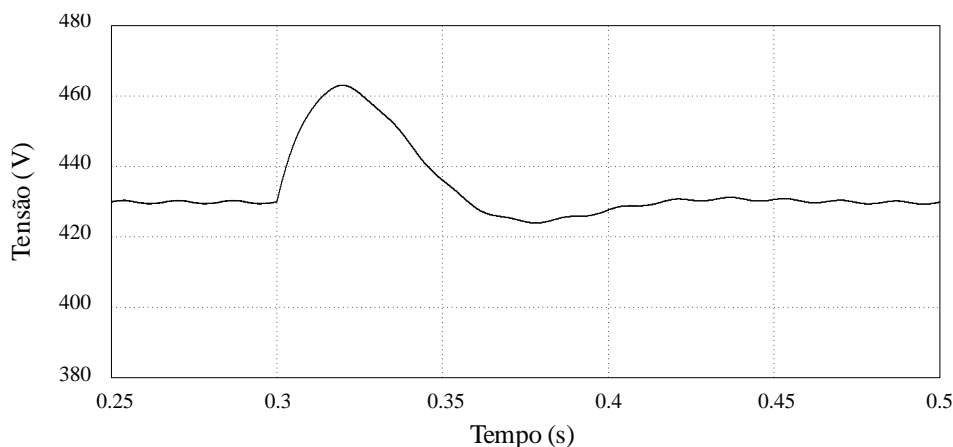


Figura 22 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo normal de operação com degrau de 100% para 20% da potência nominal: tensão total do barramento.

Conforme pode ser observado, a tensão total do barramento CC fica regulada em sua tensão de referência com um erro desprezível em regime permanente. Essa tensão apresentou uma resposta um tanto lenta frente aos degraus de potência aplicados, o que já era esperado, uma vez que a banda passante da malha de energia (que controla a tensão total do barramento) é reduzida. O máximo sobressinal obtido no degrau de acréscimo de potência foi de cerca de 7%. No caso do degrau de decréscimo de potência, o sobressinal obtido também ficou em torno de 7%, de forma que a tensão permaneceu acima dos 360 V (tensão mínima para que o inversor sintetiza a tensão de saída de forma adequada), não prejudicando a operação do inversor.

O fator de potência obtido foi de 0,999 para a condição de potência nominal, onde as correntes de entrada apresentaram uma distorção harmônica total de 1,28%. Já na condição de

Capítulo III – Análise da UPS Trifásica sem Transformador

20% de carga, a distorção harmônica obtida para as correntes de entrada foi de 6,4%, com um fator de potência de 0,997. Para os dois casos os resultados obtidos foram satisfatórios. A THD maior para 20% de carga se justifica pois a ondulação de corrente na frequência de comutação apresenta a mesma amplitude, de forma que para um valor de corrente eficaz menor, essa ondulação tem maior impacto na distorção harmônica.

Os mesmos testes foram realizados para a o retificador operando em modo bateria. Os resultados para o desempenho transitório do retificador frente ao degrau de 20% para 100% da potência nominal da UPS é ilustrado na Figura 23, onde são apresentadas a corrente em uma das fases e a corrente na bateria.

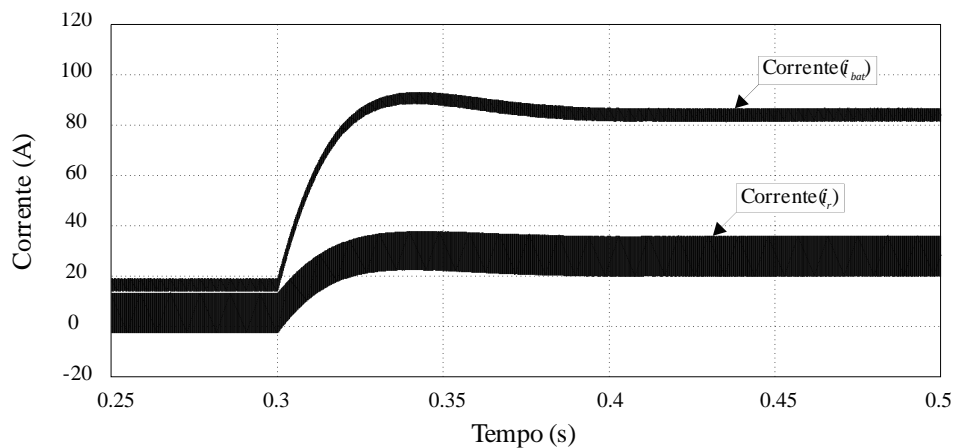


Figura 23 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo bateria com degrau de 20% para 100% da potência nominal: corrente na fase r e corrente na bateria i_{bat} .

A Figura 24 apresenta a tensão total do barramento CC para a mesma condição, ou seja, aplicação degrau de 20% para 100% da potência nominal da UPS.

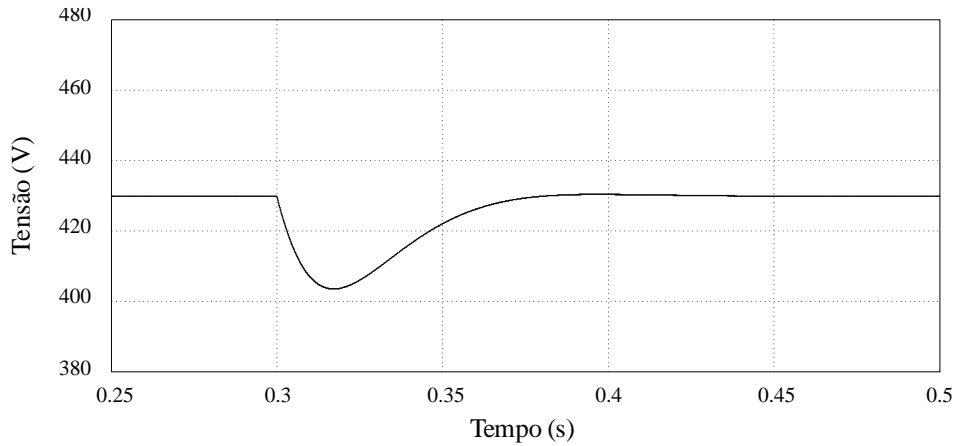


Figura 24 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em bateria de operação com degrau de 20% para 100% da potência nominal: tensão total do barramento.

A Figura 25 apresenta a corrente na fase r e a corrente na bateria para avaliar o desempenho do retificador operando em modo bateria frente ao decréscimo de 100% para 20% da potência nominal da UPS. A tensão total do barramento CC é ilustrada na Figura 26.

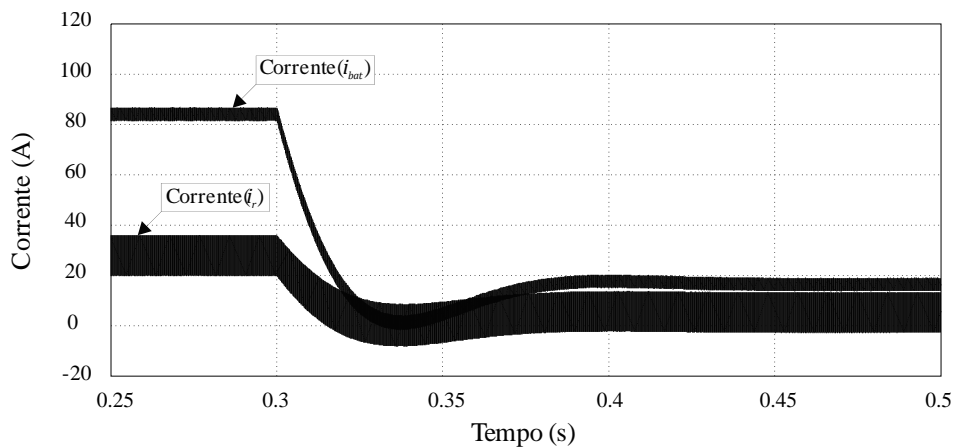


Figura 25 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo bateria com degrau de 100% para 20% da potência nominal: corrente na fase r e corrente na bateria i_{bat} .

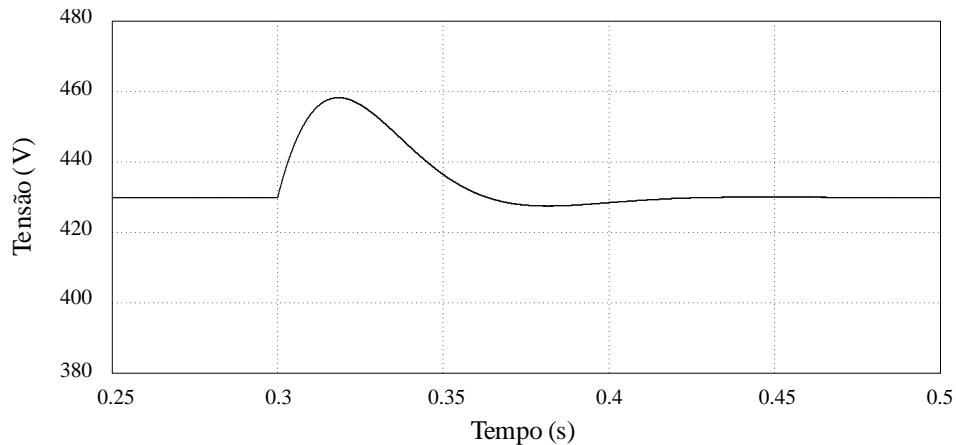


Figura 26 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada em modo bateria com degrau de 100% para 20% da potência nominal: tensão total do barramento.

Da mesma forma que para o modo normal de operação, em modo bateria, para todos os testes realizados a tensão total do barramento CC fica regulada em sua tensão de referência com um erro desprezível em regime permanente. Do mesmo modo, a lenta resposta transitória ocorre devido a banda passante reduzida da malha de controle da energia. Com relação ao sobressinal, para ambos os casos, o mesmo ficou em torno de 7%.

Com relação às correntes, as mesmas apresentaram uma forma de onda contínua, conforme o especificado. Pode-se perceber ainda que a corrente drenada da bateria apresentou uma ondulação menor em relação as correntes das fases do retificador. Isso ocorreu porque foram utilizadas portadores defasadas de 120° em cada uma das fases, justamente para obter essa redução de ondulação, tanto na corrente da bateria, quanto no barramento CC.

Por fim, foram realizadas simulações para avaliar o desempenho do sistema durante a transferência entre os modos de operação. O primeiro teste avaliado consiste na transferência do modo normal de operação para o modo bateria, com a UPS operando à plena carga. A Figura 27 ilustra a tensão e corrente na fase r e a Figura 28 apresenta a tensão total de barramento para esta condição.

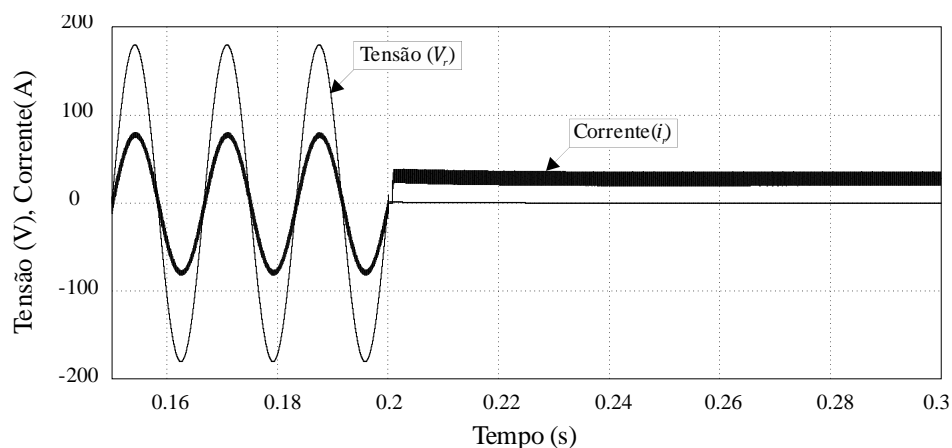


Figura 27 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão e corrente na fase r .

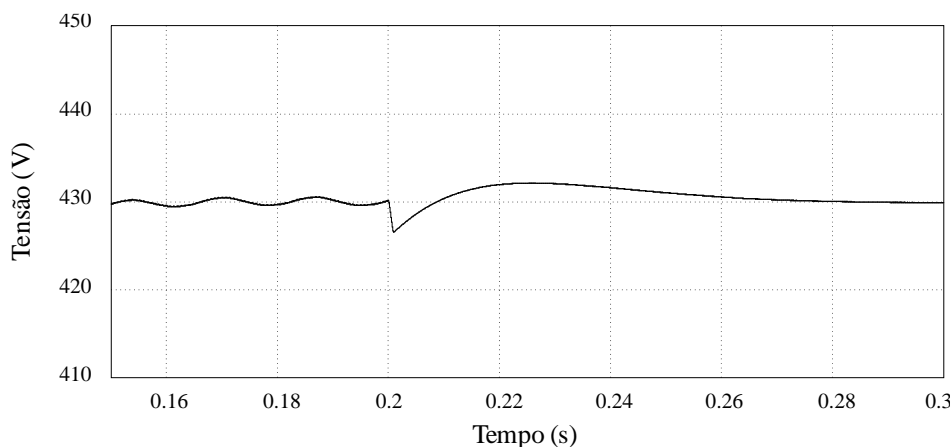


Figura 28 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão total do barramento.

A Figura 29 ilustra a tensão e corrente na fase r e a Figura 28 apresenta a tensão total de barramento para a transferência do modo bateria para o modo normal de operação com a UPS operando à plena carga.

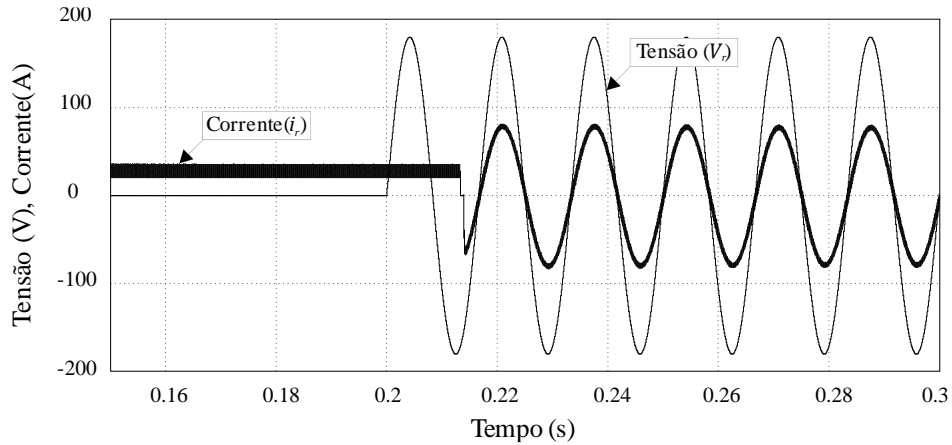


Figura 29 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão e corrente na fase r .

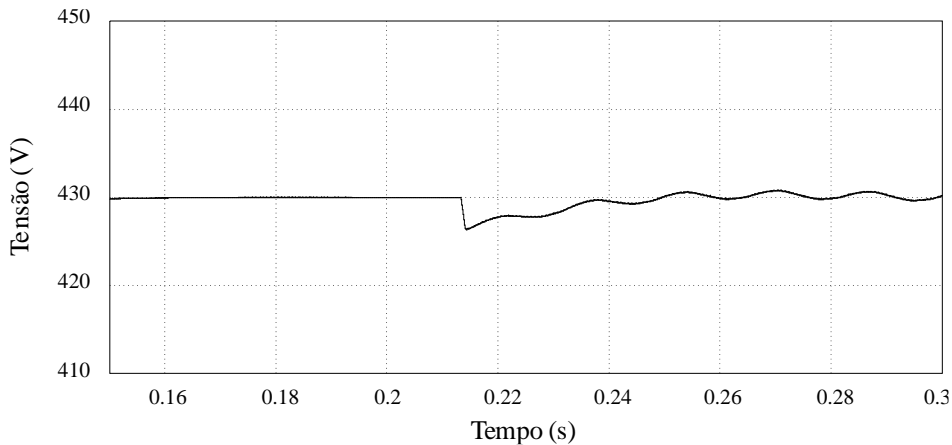


Figura 30 – Resultado de simulação do retificador em malha fechada: transição do modo normal para o modo bateria à plena carga: tensão total do barramento.

Conforme pode ser observado, a tensão total do barramento CC sofre uma queda de tensão desprezível durante a transferência dos modos de operação, devido ao reduzido tempo dessa transição. Para a simulação de transferência do modo bateria para o modo rede, a transição não ocorre instantaneamente após o retorno da rede elétrica, uma vez que o programa em C leva algum tempo até identificar este retorno.

3.2 INVERSOR PWM A QUATRO FIOS

O inversor PWM a quatro fios é responsável por sintetizar tensões de saída senoidais a partir do barramento CC, tanto em modo normal como bateria. O sistema é composto por seis interruptores IGBTs; um filtro de segunda ordem do tipo LC; conjunto de seis tiristores que desconectam o conversor durante o modo *bypass*; barramento CC dividido, sendo o ponto central conectado ao neutro do sistema; conforme apresentado na Figura 31.

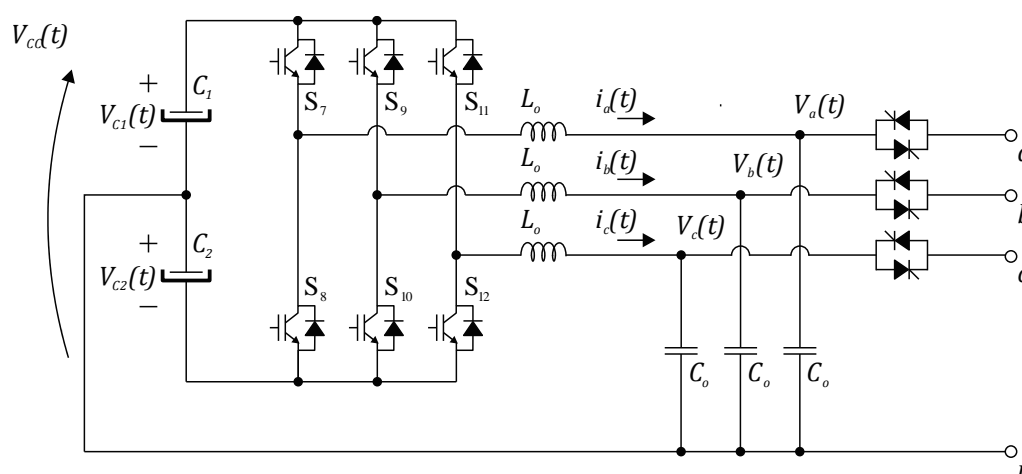


Figura 31 - Inversor PWM a quatro fios.

O processo de comutação dos interruptores produz ondulações em torno da frequência de comutação. Como a UPS deve ter uma característica de fonte de tensão com baixos níveis de distorção harmônica, essas ondulações são atenuadas por um filtro do tipo LC.

Esta seção apresenta o projeto do filtro LC, a descrição da estrutura de controle, a modelagem da planta, o projeto dos controladores utilizados e os resultados de simulação para avaliar os procedimentos realizados.

3.2.1 Projeto do Filtro LC

O projeto do filtro LC do inversor PWM a quatro fios é realizado de acordo com o procedimento descrito em [65].

O procedimento de projeto é bastante simples, sendo que inicialmente é projetado o indutor do filtro de saída de acordo com a máxima ondulação de corrente estipulada, conforme a expressão (3.25).

$$L_o = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2} - 2V_o^2}{2\Delta i_{L_{omax}} f_{sw} \frac{V_{CC}}{2}} \quad (3.25)$$

Onde $\Delta i_{L_{omax}}$ é a ondulação máxima de corrente permitida no indutor do filtro.

A partir daí define-se a frequência de corte, que deve permanecer em uma faixa de pelo menos uma década acima da frequência da rede e uma década abaixo da frequência de comutação. Definida a frequência de corte do filtro, calcula-se o capacitor de acordo com (3.26).

$$C_o = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_o} \quad (3.26)$$

Assim, o filtro foi dimensionado conforme os parâmetros apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Projeto do Filtro LC

Parâmetro	Valor
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	430 V
Tensão eficaz de saída (V_o)	127 V
Ondulação máxima de corrente ($\Delta i_{L_{omax}}$)	7,5 A
Frequência de comutação (f_{sw})	15 kHz
Frequência de corte (f_c)	1 kHz
Indutor calculado (L_o)	333 μ H
Capacitor Calculado (L_o)	100 μ F

3.2.2 Sistema de Controle do Inversor PWM a Quatro Fios

Para atender os requisitos de qualidade de tensão definidos pela norma IEC 62040-3 [58] para qualquer condição de carga, uma vez que esta é considerada como um parâmetro incerto em uma UPS, é utilizado um sistema de controle por retroação de estados baseado no princípio do modelo interno, apresentado em [66] e [67]. A Figura 32 apresenta o sistema de controle para uma das fases do inversor.

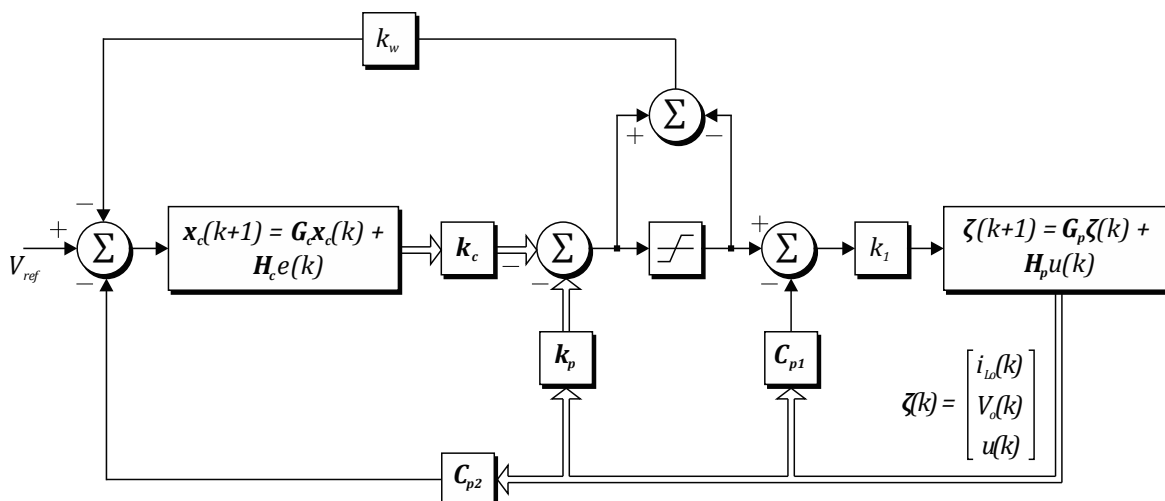


Figura 32 – Sistema de controle do inversor PWM a quatro fios.

O sistema é composto por duas malhas: uma malha interna responsável pelo controle da corrente de saída e uma malha externa responsável pelo controle de tensão. Para garantir o rastreamento de referência e rejeição de distúrbios periódicos, na malha de tensão são utilizados múltiplos compensadores ressonantes, sintonizados na frequência fundamental e harmônicos de ordem 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 21 e 27. A malha interna de corrente apresenta um compensador do tipo proporcional, de forma a regular a velocidade de resposta da malha. É utilizada ainda uma realimentação com a função de *anti-windup*, que tem por finalidade “desabilitar” a malha de controle de tensão no momento em que as correntes de saída atingirem um valor máximo pré-definido (em situação de curto circuito ou sobrecarga, por exemplo).

3.2.3 Modelagem do Inversor PWM a Quatro Fios

Esta seção descreve a modelagem dinâmica do inversor PWM a quatro fios. Com a presença do quarto fio, o sistema pode ser analisado como três sistemas monofásicos independentes. Além disso, como sistema de controle utiliza retroação de estados, a modelagem é realizada utilizando-se a abordagem por equações de espaço de estados, a partir do circuito equivalente apresentado na Figura 33.

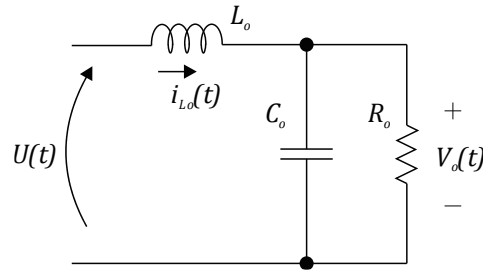


Figura 33 – Circuito equivalente para modelo do inversor.

Da análise do circuito, aplicando a lei das tensões de Kirchhoff, obtém-se a equação dinâmica que define o comportamento da corrente $i_{L_o}(t)$, apresentada em (3.27).

$$L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = U(t) - V_o(t) \quad (3.27)$$

Do mesmo modo, aplicando a lei das correntes de Kirchhoff, a equação dinâmica que define a tensão de saída pode ser definida como (3.28).

$$C_o \frac{dV_o(t)}{dt} = i_{L_o}(t) - \frac{V_o}{R_o} \quad (3.28)$$

Seja um sistema linear representado por variáveis de estado conforme (3.29), pode-se reescrever as equações (3.27) e (3.28) de acordo com (3.30).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}u(t) \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_o}(t) \\ \dot{V}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_o}(t) \\ V_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} U(t) \quad (3.30)$$

Onde a corrente no indutor $i_{L_o}(t)$ e a tensão $V_o(t)$ no capacitor são os estados da planta.

Dessa forma, as matrizes que representam o modelo do filtro de saída são apresentadas em (3.31).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.2.4 Projeto do Sistema de Controle do Inversor PWM a Quatro Fios

Para o projeto do sistema de controle do inversor, inicialmente é necessário realizar a discretização das matrizes apresentadas em (3.31). Para isso, o tempo de amostragem é considerado pequeno o suficiente de forma que a aproximação apresentada em (3.32) seja válida.

$$e^{AT_s} \approx \mathbf{I} + \mathbf{A}T_s \quad (3.32)$$

Onde T_s representa o período de amostragem e \mathbf{I} uma matriz identidade de dimensões adequadas.

Dessa forma, o sistema pode ser descrito em sua forma discreta de acordo com (3.33).

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}T_s u(k) \quad (3.33)$$

Na sequência, é incluído um estado que representa o atraso de implementação, sendo inserido um polo na origem do círculo de raio unitário. A inclusão deste atraso é realizada uma vez que a razão cíclica é implementada apenas no próximo período de amostragem. Assim, o novo sistema é descrito conforme (3.34).

$$\boldsymbol{\zeta}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\zeta}(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (3.34)$$

Sendo que:

$$\zeta(k) = \begin{bmatrix} i_{Lo}(k) \\ V_o(k) \\ u_d(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s] \tag{3.35}$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{B}T_s$$

$$u_d(k + 1) = u(k)$$

Onde $u_d(k + 1)$ é a ação de controle atrasada que modela o atraso de implementação digital.

Dessa forma, as novas matrizes que descrevem o sistema são dadas por (3.36).

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

O procedimento de projeto é realizado em dois passos:

1º: Projeto da malha interna de corrente considerando a incerteza paramétrica da resistência de carga, de forma que R_o seja pertencente ao intervalo de $[10^{-8}, 10^8]$, que abrange a situação de curto circuito até a operação a vazio.

2º: Obtenção da equação de estados de malha fechada com o ganho projetado para a malha interna de corrente. Projeto da malha de tensão com essa nova planta, considerando a resistência de carga pertencente ao intervalo de $[R_n, 10^8]$ (uma vez que para R_o pertencente ao intervalo de $[10^{-8}, R_n]$ a UPS opera em situação de curto circuito ou sobrecarga, onde a corrente é limitada e a ação *anti-windup* “desabilita” a malha de tensão).

Onde R_n é a resistência de carga da UPS à potência nominal

A) Malha interna de corrente

Inicialmente é realizado o projeto da malha interna de corrente, a partir do modelo da planta apresentado em (3.36). Dessa forma, pode-se definir (3.37).

$$Y(k) = C_{p1}\zeta(k) \quad (3.37)$$

De modo que C_{p1} é dado por (3.38), sendo que a variável de interesse neste caso é a corrente $i_{Lo}(t)$.

$$C_{p1} = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (3.38)$$

Conforme mencionado anteriormente, para o projeto do sistema de controle do inversor, a resistência de carga é tratada como um parâmetro incerto. A Figura 34 apresenta o diagrama de Bode da equação (3.37), para três condições distintas de carga: na primeira, $R_o = 10^{-8}$, de forma que o sistema apresenta característica de curto circuito; na segunda, $R_o = R_n$ UPS opera à potência nominal; na terceira e última, $R_o = 10^8$, de forma que o sistema apresenta característica de operação a vazio.

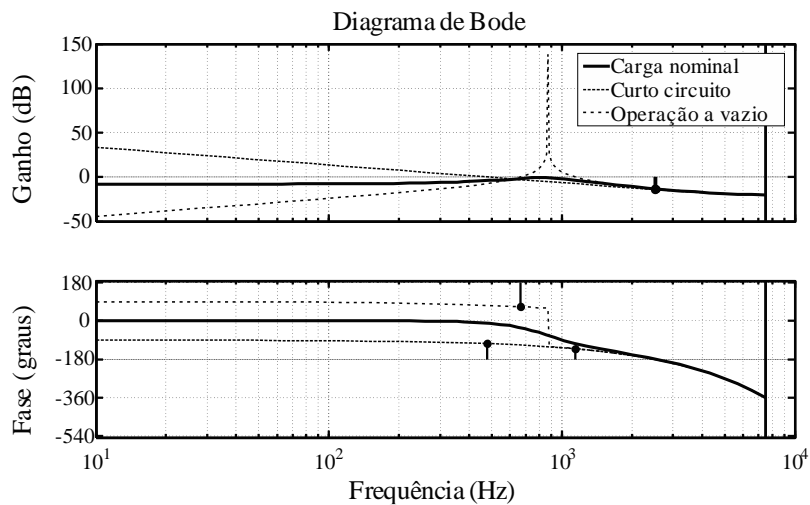


Figura 34 – Diagrama de Bode das correntes de saída (margem de ganho mínima de 10 dB).

Conforme pode ser observado, a margem de ganho não varia significativamente para as três condições de carga, apresentando um valor mínimo em torno de 10 dB, o que equivale a um ganho máximo absoluto para o compensador proporcional de $k_1 = 3$.

Capítulo III – Análise da UPS Trifásica sem Transformador

O ganho proporcional da malha de corrente é definido como $k_1 = 2,25$ de forma que o sistema apresente uma banda passante de 1,5 kHz para condição de carga nominal, conforme ilustrado no diagrama de Bode de malha aberta da corrente de saída, apresentado na Figura 35. A margem de fase obtida para esse caso foi de 45,8°.

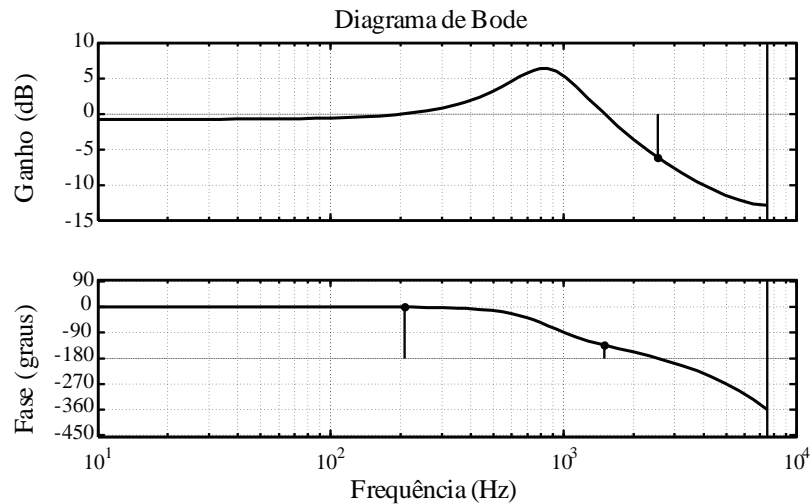


Figura 35 – Diagrama de Bode de malha aberta da corrente de saída compensada (frequência de cruzamento do ganho: 1,5 kHz; margem de fase: 45,8°).

A Figura 36 apresenta a localização dos polos da malha de corrente para o compensador definido, considerando uma variação de carga de curto circuito até a operação a vazio ($R_o \in [10^{-8}, 10^8]$), onde pode-se observar que o sistema permanece estável para qualquer condição, uma vez que os polos ficam confinados dentro do círculo de raio unitário.

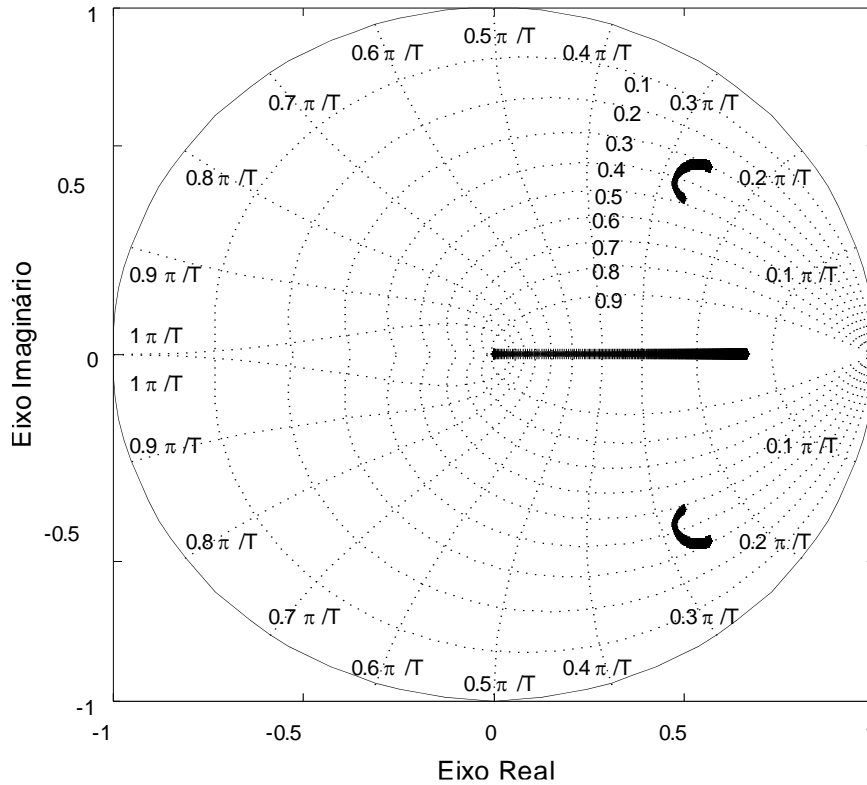


Figura 36 – Localização dos polos da corrente de saída em malha fechada.

B) Malha externa de tensão

Na sequência, deve-se realizar o projeto da malha de tensão. Para isso é definida uma nova planta, onde a malha de corrente é considerada como parte integrante dessa nova planta. Sendo assim, inicialmente obtém-se as equações de estado da corrente em malha fechada, considerando o diagrama de blocos da Figura 37.

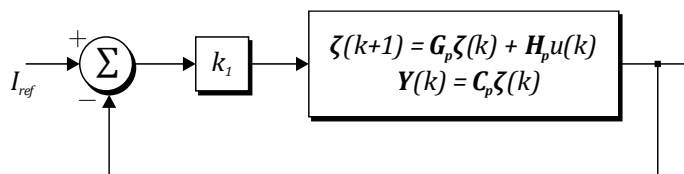


Figura 37 – Malha de controle da corrente do inversor.

Analisando a Figura 37, pode-se definir a equação em malha fechada conforme (3.39), de onde serão obtidas as equações em espaço de estados da nova planta.

$$\zeta(k+1) = (\mathbf{G}_p - k_1 \mathbf{H}_p \mathbf{C}_{p1}) \zeta(k) + k_1 \mathbf{H}_p I_{ref}(k) \quad (3.39)$$

As novas matrizes da planta são apresentadas em (3.40).

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{p2} &= (\mathbf{G}_p - k_1 \mathbf{H}_p \mathbf{C}_{p1}) \\ \mathbf{H}_{p2} &= k_1 \mathbf{H}_p \end{aligned} \quad (3.40)$$

Agora, considerando que a equação dinâmica que define o comportamento do controlador de tensão seja dada por (3.41).

$$\mathbf{V}(k+1) = \mathbf{G}_c \mathbf{V}(k) + \mathbf{H}_c e(k) \quad (3.41)$$

Onde \mathbf{G}_c é a matriz de estados do compensador de tensão, $\mathbf{V}(k)$ é o vetor de estados do compensador de tensão, \mathbf{H}_c é a matriz de entrada, $e(k)$ é o erro de tensão e,

$$\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{c_1} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_3} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_5} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_7} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_9} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_11} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_13} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_15} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_21} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{G}_{c_27} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$\mathbf{V}(k) = \begin{bmatrix} V_1(k) \\ V_2(k) \\ \vdots \\ V_{19}(k) \\ V_{20}(k) \end{bmatrix}_{20 \times 1} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{20 \times 1} \quad (3.44)$$

$$e(k) = V_{ref} - \mathbf{C}_{p2} \zeta(k) \quad (3.45)$$

Como neste caso a variável de interesse é a tensão de saída, o vetor \mathbf{C}_{p2} é definido conforme (3.46).

$$\mathbf{C}_{p2} = [0 \quad 1 \quad 0] \quad (3.46)$$

Para a obtenção da matriz do controlador de tensão \mathbf{G}_c , inicialmente são definidos os blocos que representam cada um dos compensadores ressonantes ($\mathbf{G}_{c,h}$), que são definidos pela matriz (3.47), sendo que o índice h representa a ordem do harmônico do compensador ressonante em questão.

$$\mathbf{G}_{c,h} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha_{2,h} & -\alpha_{1,h} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

O polinômio característico de (3.47) é dado pela equação (3.48).

$$\phi(z) = z^2 + \alpha_{1,h} z + \alpha_{2,h} \quad (3.48)$$

O polinômio característico de um controlador ressonante, já em sua forma discreta, é definido por (3.49).

$$\phi(z) = z^2 - 2e^{-T_s \xi \omega_{n,h}} \cos\left(T_s \sqrt{-\omega_{n,h}^2 (\xi^2 - 1)}\right) z + e^{-2T_s \xi \omega_{n,h}} \quad (3.49)$$

Onde ω_n é a frequência de ressonância do compensador, em radianos, e ξ é o coeficiente de amortecimento.

Dessa forma, os coeficientes $\alpha_{1,h}$ e $\alpha_{2,h}$ podem ser definidos conforme (3.50).

$$\begin{aligned} \alpha_{1,h} &= -2e^{-T_s \xi \omega_{n,h}} \cos\left(T_s \sqrt{-\omega_{n,h}^2 (\xi^2 - 1)}\right) \\ \alpha_{2,h} &= e^{-2T_s \xi \omega_{n,h}} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Agrupando a equação de estados da planta (3.39) e do controlador (3.41), pode-se representar o sistema aumentado conforme (3.51).

$$\mathbf{v}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{V}(k+1) \\ \boldsymbol{\zeta}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{p3} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(k) \\ \boldsymbol{\zeta}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_{p3} I_{ref} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_c \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{bmatrix} V_{ref} \quad (3.51)$$

De modo que,

$$\mathbf{G}_{p3} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_c & -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{p2} \\ \mathbf{0}_{3 \times 20} & \mathbf{G}_{p2} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\mathbf{H}_{p3} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{20 \times 1} \\ \mathbf{H}_{p2} \end{bmatrix}$$

O projeto dos vetores de ganho de realimentação (\mathbf{K}_c e \mathbf{K}_p), ilustrados na Figura 32, é realizado utilizando-se a abordagem de controle ótimo do regulador quadrático linear discreto (*Discrete Linear Quadratic Regulator – DLQR*), cujos fundamentos teóricos e metodologia de projeto são apresentados em [68]. Esta técnica é utilizada pois a mesma resulta em um sistema de controle assintoticamente estável, com margem de fase maior que 60° e margem de ganho infinita [69]. Nessa abordagem, os ganhos de realimentação são calculados de forma a minimizar a função custo representada pela expressão (3.53).

$$J(u) = \sum_{k=1}^{\infty} \boldsymbol{\gamma}(k)^T \mathbf{Q}_{dlqr} \boldsymbol{\gamma}(k) + u(k)^T \mathbf{R}_{dlqr} u(k) \quad (3.53)$$

Onde as matrizes \mathbf{Q}_{dlqr} e \mathbf{R}_{dlqr} são matrizes Hermitianas definidas positivas.

O desempenho do sistema de controle, tanto em regime permanente quanto transitório, é definido através da escolha adequada dos elementos das matrizes \mathbf{Q}_{dlqr} e \mathbf{R}_{dlqr} , de forma que pode-se dar maior peso para determinados estados que sejam mais importantes para a ação de controle. As matrizes utilizadas são apresentados em (3.54).

$$\mathbf{Q}_{dlqr} = \text{diag}(\mathbf{1}_{1 \times 14} \ 50 \ 50 \ 100 \ 100 \ 300 \ 300 \ 1 \ 10000 \ 1) \quad (3.54)$$

$$\mathbf{R}_{dlqr} = 10000000$$

Conforme mencionado anteriormente, foram utilizados dez compensadores ressonantes, sendo estes sintonizados na fundamental e harmônicos ímpares até a décima quinta ordem e ainda nos harmônicos de ordem 21 e 27. O coeficiente de amortecimento utilizado foi de $\xi = 10^{-4}$. Os valores obtidos para \mathbf{K}_c e \mathbf{K}_p são apresentados em (3.55).

$$\begin{aligned}
 K'_c = & \begin{bmatrix} 0,015602477795561 \\ -0,015752441021507 \\ 0,005490759500326 \\ -0,005526288021498 \\ 0,003173335796212 \\ -0,003058728544254 \\ 0,001949253709213 \\ -0,001722046396676 \\ 0,001166958082093 \\ -0,000867657225355 \\ 0,000624888952580 \\ -0,000291917769252 \\ 0,000210131979695 \\ 0,000120555975342 \\ 0,000958283289405 \\ 0,001924640658034 \\ -0,003768297892194 \\ 0,006701762527339 \\ -0,010104700151484 \\ 0,010373607749204 \end{bmatrix} \\
 K_p = & \begin{bmatrix} 0,010373607749204 \\ 0,118512093383316 \\ 0,047724623716087 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

O diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado é ilustrado na Figura 38, onde é considerada como entrada a tensão de referência e como saída a tensão no capacitor do filtro. Percebe-se que o sistema apresenta elevado ganho para as frequências de 60 Hz e seus múltiplos, o que deve garantir um bom desempenho para o sistema em regime permanente.

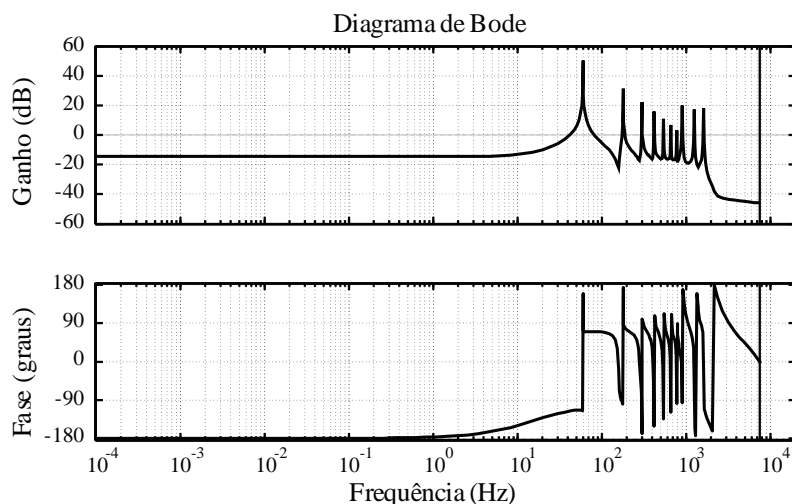


Figura 38 – Diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado: tensão de saída.

Capítulo III – Análise da UPS Trifásica sem Transformador

A Figura 39 ilustra a localização dos polos em malha fechada para o sistema de controle da tensão de saída. O sistema é avaliado para as condições de carga nominal à operação a vazio ($R_o \in [R_n, 10^8]$). Pode-se observar que o sistema é estável para todas para as condições de carga avaliadas.

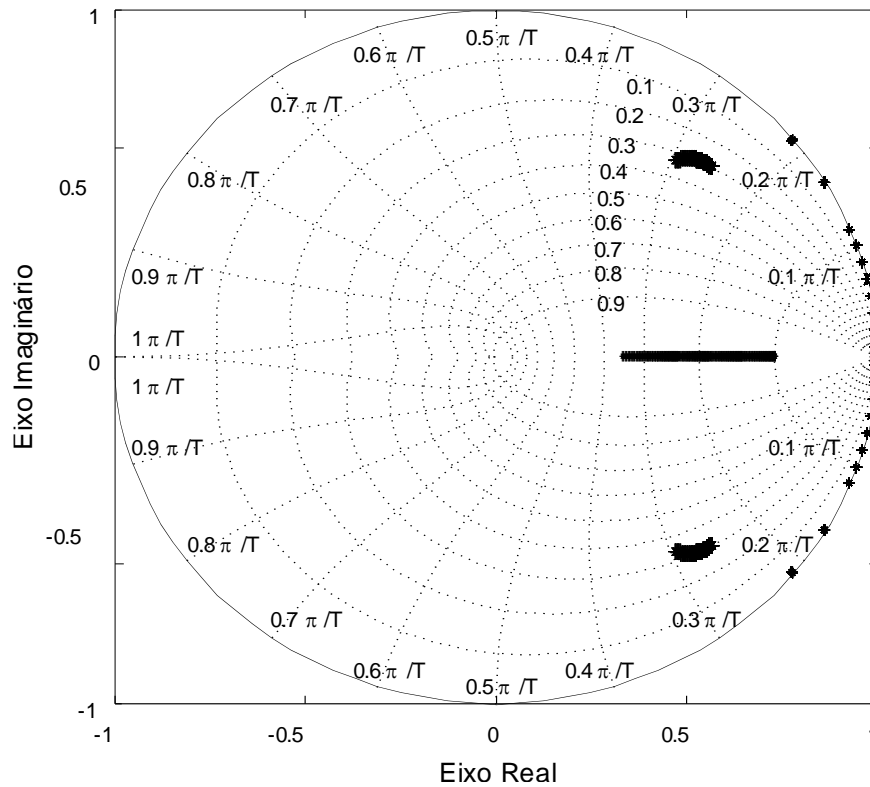


Figura 39 – Localização dos polos da tensão de saída em malha fechada.

O ganho de realimentação da ação *anti-windup* k_w é ajustado de maneira interativa no *software* Matlab®, de forma que o sistema apresente uma resposta estável para qualquer condição de carga. O valor do ganho foi definido em $k_w = 4,5$. A Figura 40 apresenta a localização dos polos em malha fechada da realimentação *anti-windup*.

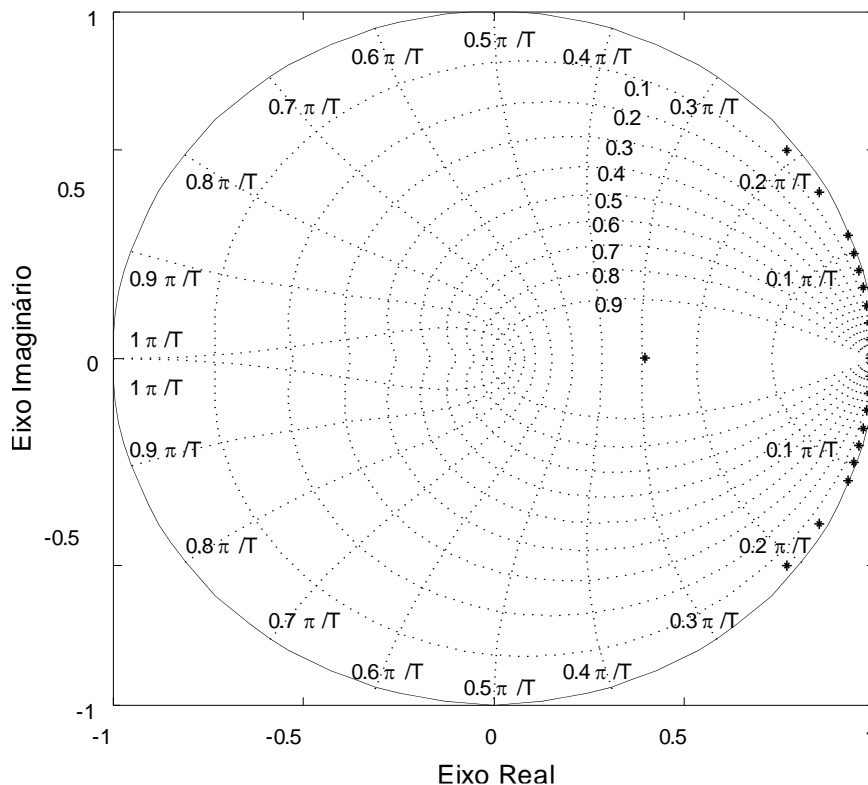


Figura 40 – Localização dos polos em malha fechada da realimentação *anti-windup*.

3.2.5 Resultados de Simulação

Da mesma forma que para o retificador, com o intuito de avaliar os projetos realizados para o inversor são realizadas simulações no *software* PSIM. O circuito simulado é apresentado na Figura 41, sendo o sistema de controle implementado em linguagem C++ através do bloco C do PSIM. Os parâmetros utilizados em simulação são apresentados na Tabela 6.

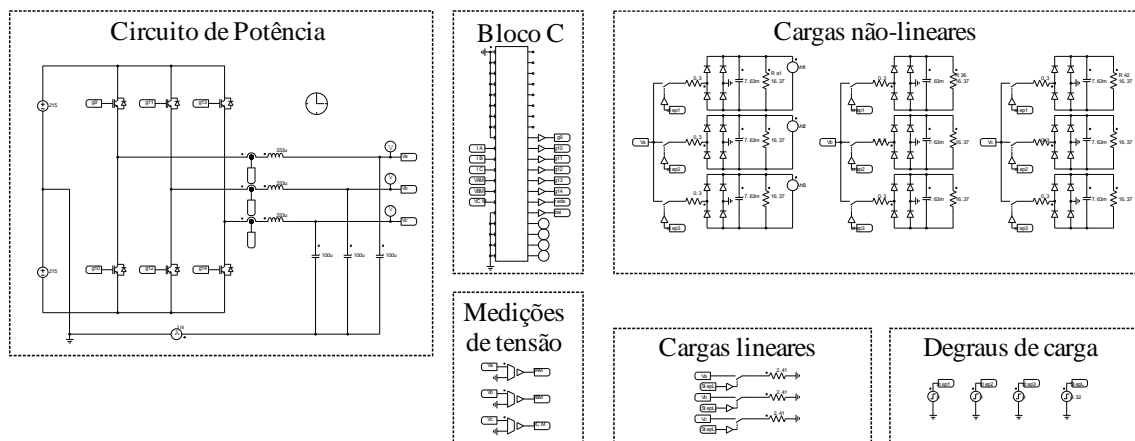


Figura 41 – Circuito do inversor simulado no PSIM.

Tabela 6 – Parâmetros de Simulação do Inversor PWM a Quatro Fios

Parâmetro	Valor
Potência nominal por fase (P_{nf})	6,66 kW
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	430 V
Tensão eficaz de saída (V_o)	127 V
Frequência de comutação (f_{sw})	15 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	15 kHz
Indutor do filtro de saída (L_o)	333 μ H
Capacitor do filtro de saída (C_o)	100 μ F
Passo de simulação no PSIM	10^{-7}

As avaliações do sistema para as condições de regime permanente e transitório são realizadas de acordo com as recomendações da norma IEC 62040-3, conforme ensaios apresentados no APÊNDICE I.

A Figura 42 apresenta as tensões trifásicas de saída para condição de carga linear nominal, onde pode-se verificar a correta disposição das mesmas.

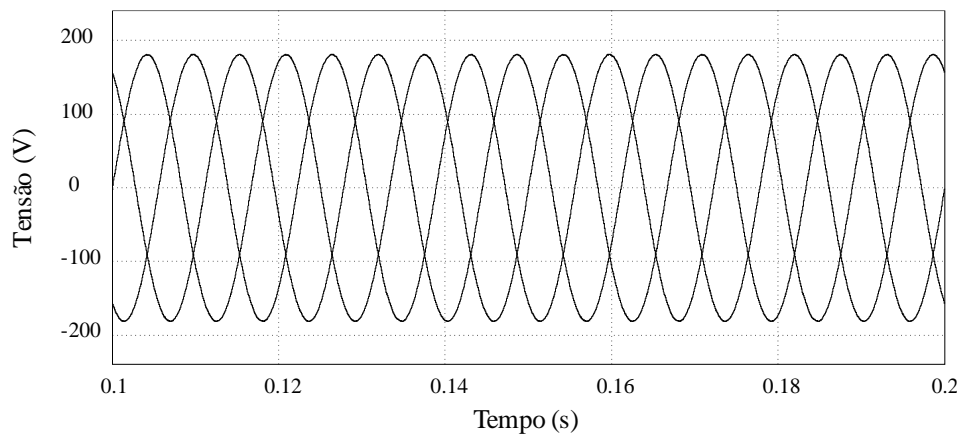


Figura 42 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: tensões trifásicas de saída para carga linear à potência nominal.

A Figura 43 apresenta a tensão de saída e corrente de carga para uma das fases da UPS perante a aplicação de degraus de carga linear. É aplicado um degrau de 20% para 100% da potência nominal e posteriormente, um segundo degrau de 100% para 20% é aplicado.

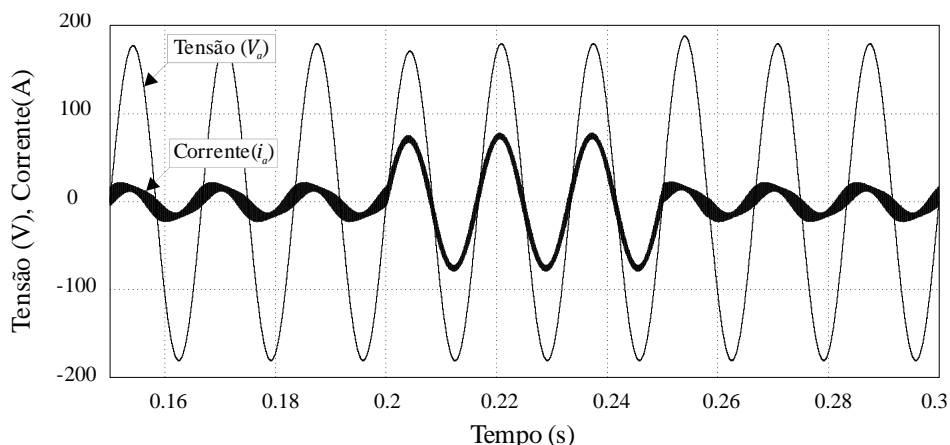


Figura 43 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: degraus de carga linear: tensão da fase a e corrente de carga.

A Figura 44 apresenta a tensão de saída e corrente de carga em uma das fases do inversor, onde são aplicados degraus de carga não-linear. É aplicado um degrau de 66% para 100% da potência nominal da UPS e posteriormente, um novo degrau de 100% para 66% da potência nominal é aplicado.

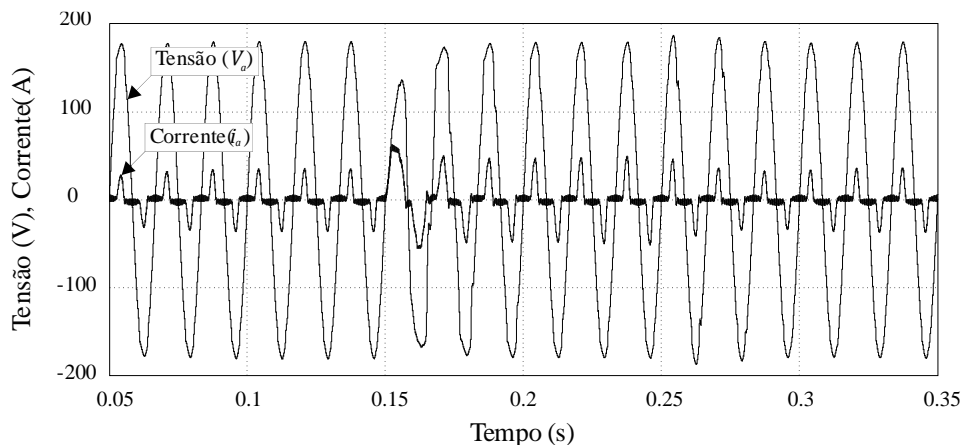


Figura 44 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: degraus de carga não-linear padrão: tensão da fase a e corrente de carga (Em escala: 1/3).

Conforme pode ser observado, para a aplicação ou remoção dos degraus de carga linear, o sistema leva pouco mais de meio ciclo da fundamental para atingir o valor de referência. Já

Capítulo III – Análise da UPS Trifásica sem Transformador

para os degressos de carga não-linear, a tensão atinge o valor desejado com um tempo um pouco maior que dois ciclos da fundamental.

Com relação ao desempenho do sistema em regime permanente, a Figura 45 apresenta a tensão de saída do inversor para carga não-linear à potência nominal, que é considerado como pior caso. A distorção harmônica total obtida para esta condição foi de 3,2%. Os níveis das harmônicas individuais são apresentados na Figura 46.

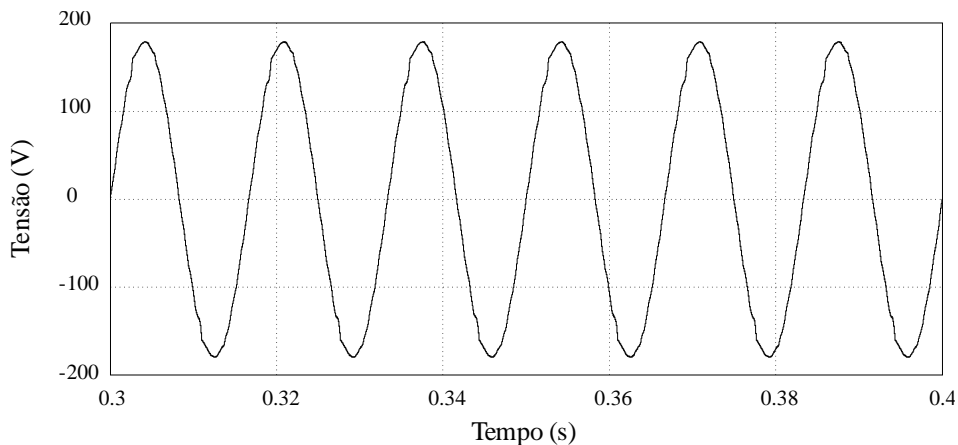


Figura 45 – Resultado de simulação do inversor em malha fechada: carga não-linear padrão à potência nominal: tensão de saída da fase α .

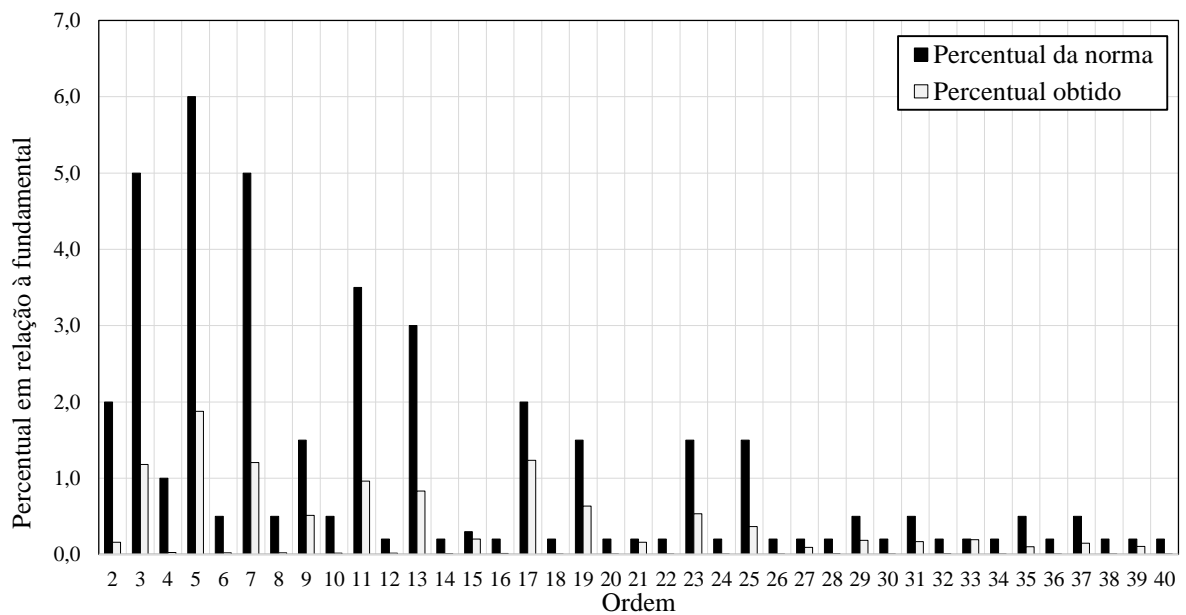


Figura 46 – Níveis das harmônicas individuais da tensão de saída para carga não-linear padrão à potência nominal em conformidade com a norma IEC 62040-3.

Os resultados apresentados na Figura 45 e na Figura 46 mostram que o controlador proposto atende as recomendações de regime permanente da norma tanto para distorção harmônica total como para harmônicos individuais.

Com relação ao desempenho dinâmico, a Figura 47 apresenta a resposta da tensão de saída de uma das fases do inversor durante a aplicação e retirada de carga linear, conforme especificações da norma.

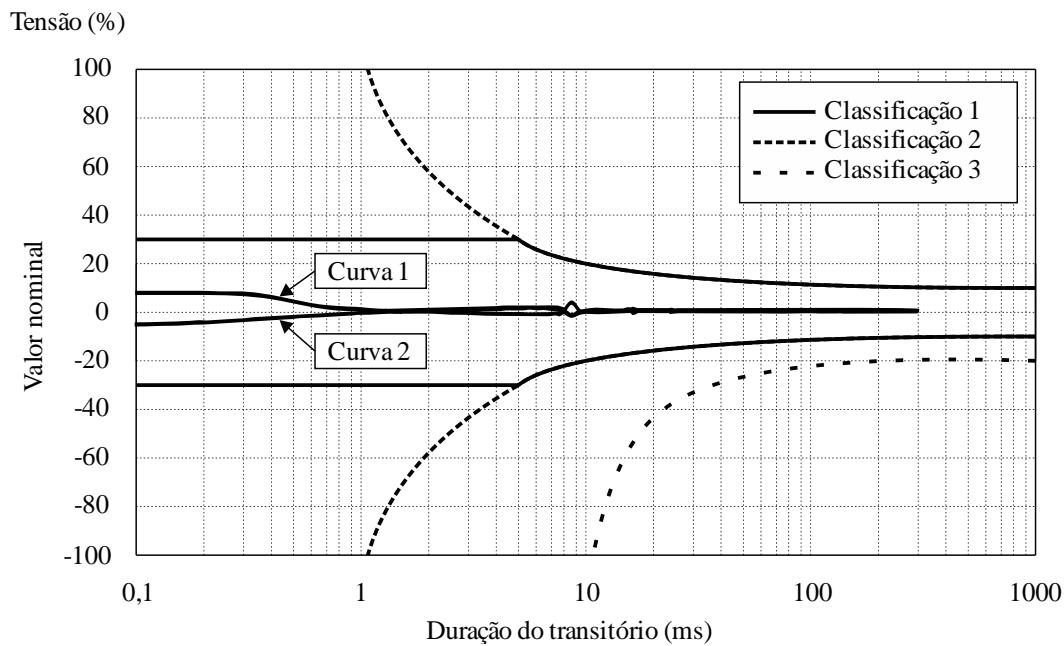


Figura 47 – Característica de desempenho dinâmico da tensão de saída: Degraus de carga linear: de 20% para 100% (Curva 2) e de 100% para 20% (Curva 1) da potência nominal.

A Figura 51 apresenta o desempenho dinâmico do sistema para a aplicação de degraus de carga não-linear padrão, já a Figura 49 apresenta o desempenho para a remoção dos degraus de carga não-linear.

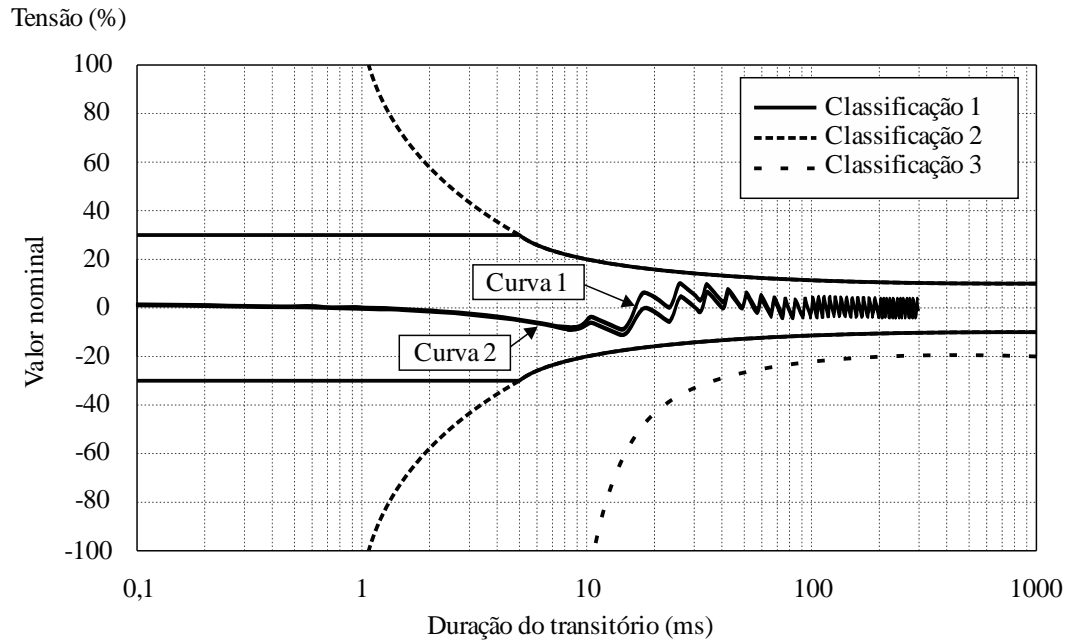


Figura 48 – Característica de desempenho dinâmico da tensão de saída: Degraus de carga não-linear: de 33% para 66% (Curva 1) e de 66% para potência nominal (Curva 2).

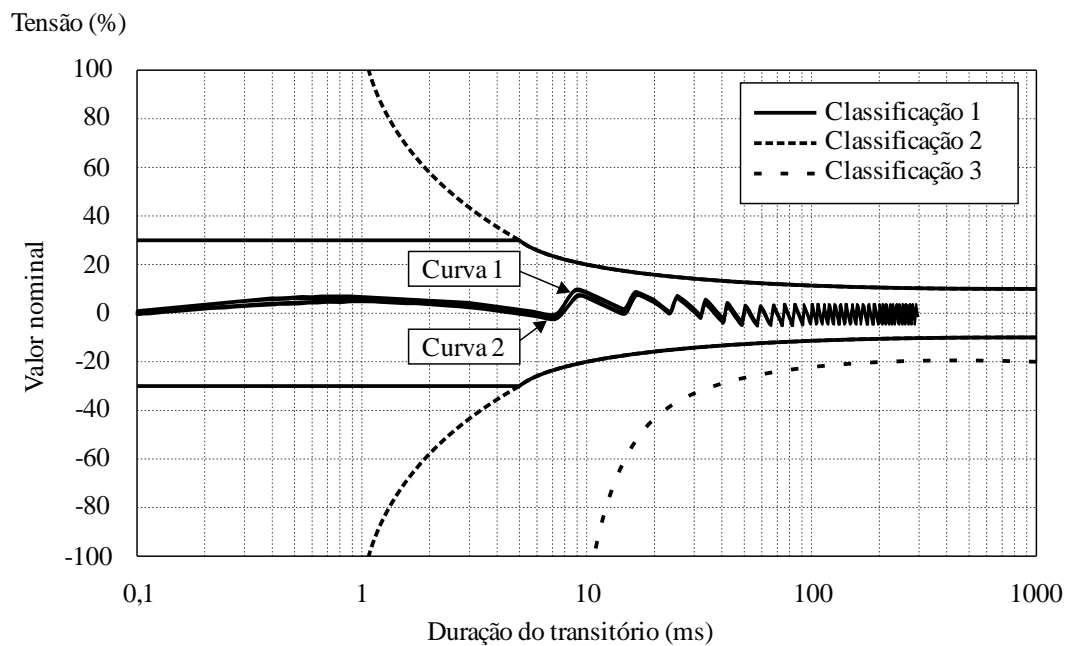


Figura 49 – Característica de desempenho dinâmico da tensão de saída: Degraus de carga linear: de potência nominal para 66% (Curva 2) e de 66% para 33% (Curva 1) da potência nominal.

Com relação ao desempenho dinâmico, tanto para os degraus de carga linear como para os degraus de carga não-linear, o sistema de controle do inversor atende os critérios mais rigorosos da norma, ficando dentro dos limites estabelecidos pela classificação 1.

3.3 SUMÁRIO

Neste Capítulo foi realizada uma análise da topologia de UPS trifásica sem transformador com barramento CC de neutro fixo. A descrição dos conversores retificador e inversor que compõem essa topologia foi realizada detalhadamente neste Capítulo, onde foram apresentadas as funções de cada um desses conversores, bem como a definição de filtros e procedimentos de projeto utilizados para os mesmos. Também foi apresentada a descrição das estruturas de controle, a obtenção dos modelos dinâmicos da planta e o projeto dos sistemas de controle a partir dos modelos obtidos. Por fim, foram apresentados resultados de simulação de que validaram os procedimentos realizados.

CAPÍTULO IV

EQUALIZADOR/FILTRO ATIVO

Este capítulo descreve o funcionamento do circuito utilizado para equalizar as tensões dos capacitores do barramento CC e reduzir as ondulações de corrente no ponto central do divisor capacitivo, ilustrado na Figura 50.

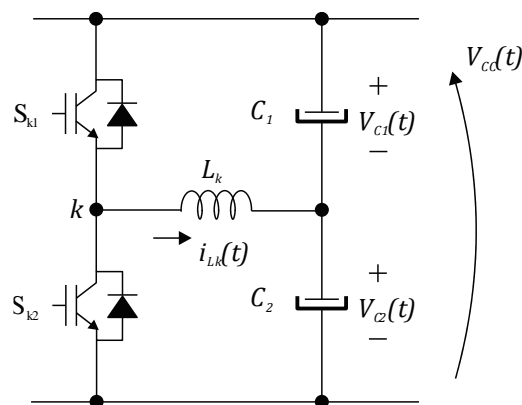


Figura 50 – Equalizador/Filtro Ativo.

O circuito é composto por um braço de interruptores, que operam de forma complementar, e um indutor para limitar a ondulação de corrente deste braço. Inicialmente serão apresentados o princípio de funcionamento como equalizador de tensão e filtro ativo, onde é realizada a modelagem das correntes do barramento em função da corrente de carga e corrente do circuito auxiliar. Com essa modelagem é possível definir quais as correntes que podem ser compensadas pelo filtro. Na sequência, será apresentado também o sistema de controle, juntamente com a modelagem dinâmica do circuito e o projeto dos compensadores. Resultados de simulação são apresentados para avaliar os procedimentos realizados.

4.1 EQUALIZADOR DE TENSÃO

Devido à presença de cargas desbalanceadas e não linearidades do circuito, as tensões dos capacitores do barramento CC podem ficar desequilibradas. Esse desequilíbrio acaba afetando o funcionamento do inversor de saída, prejudicando a qualidade da tensão fornecida à carga.

Para contornar este problema, foi incluído um circuito auxiliar responsável por equalizar a tensão dos capacitores do barramento CC, apresentado na Figura 50. Esse circuito apresenta dois estágios de operação. No primeiro estágio, quando o interruptor S_{k1} é acionado, a tensão no nó k é igual a V_{C1} , aplicando uma tensão positiva no indutor L_k magnetizando-o. Nesse processo, a corrente varia de acordo com (4.01).

$$\Delta i_{Lk} = \frac{V_{C1}}{L_k} d_k T_{sw} \quad (4.01)$$

Onde d_k é a razão cíclica do interruptor S_{k1} que opera de forma complementar a S_{k2} .

No segundo estágio, o interruptor S_{k2} é acionado, aplicando no nó k uma tensão negativa igual a V_{C2} , fazendo com que o indutor L_k desmagnetize. Nesse momento, a corrente i_{Lk} apresenta um comportamento de acordo com a (4.02).

$$\Delta i_{Lk} = -\frac{V_{C2}}{L_k} (1 - d_k) T_{sw} \quad (4.02)$$

A Figura 51 apresenta os estágios de operação do circuito como equalizador, onde I_{CC} representa uma corrente CC de desequilíbrio, responsável por causar o desequilíbrio entre as tensões dos capacitores (sendo apresentada, neste exemplo, como uma corrente drenada do capacitor C_2). A Figura 51(a) e Figura 51(b) apresentam o estágio de magnetização e desmagnetização do indutor L_k , respectivamente. A Figura 51(c) apresenta a forma de onda da corrente i_{Lk} .

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

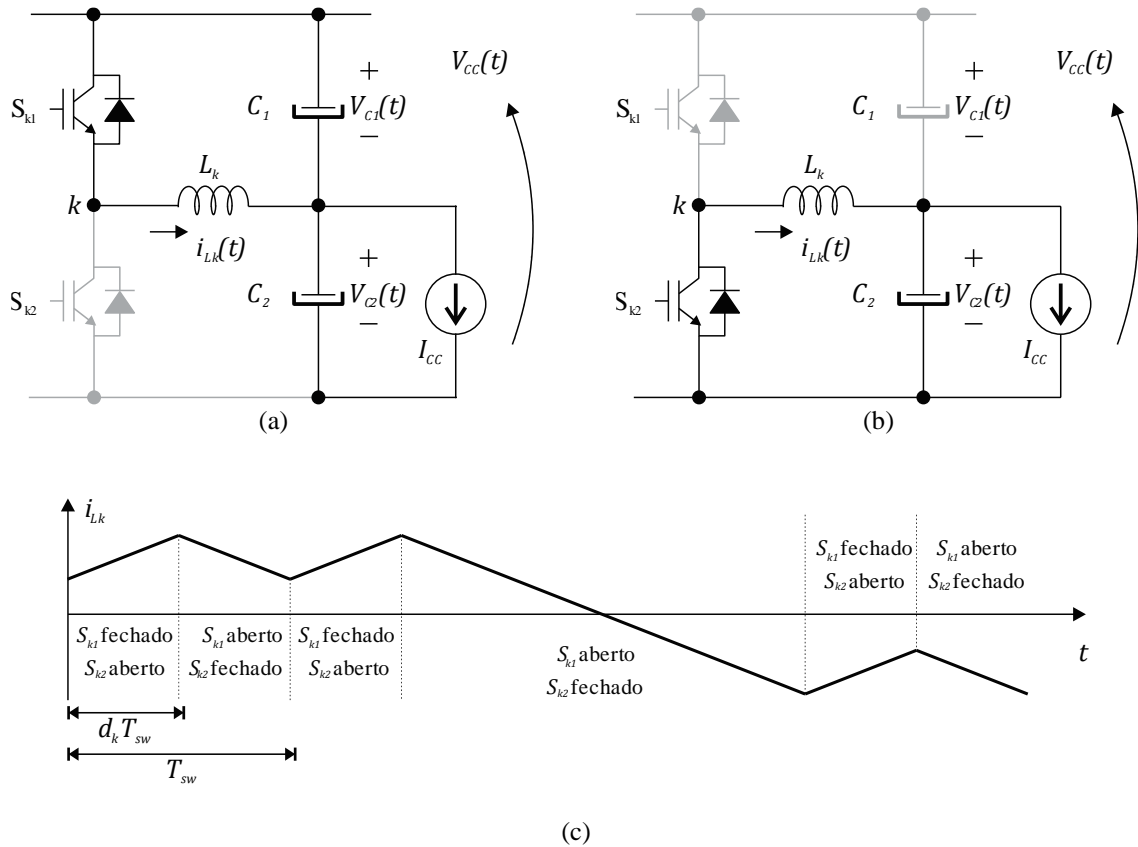


Figura 51 – Estágios de operação do equalizador de tensão: (a) magnetização do indutor; (b) desmagnetização do indutor; (c) forma de onda da corrente no indutor.

A razão cíclica dos interruptores S_{k1} e S_{k2} deve ser controlada de forma que uma corrente média positiva ou negativa seja estabelecida no indutor $i_{L,k}$, de forma que a mesma apresente um valor médio de mesma magnitude que a corrente de desequilíbrio i_{CC} , fazendo com que a tensão nos capacitores fique equilibrada.

4.2 FILTRO ATIVO

Para uma melhor compreensão do princípio de funcionamento do circuito auxiliar atuando como filtro do barramento CC, bem como de suas capacidades e limitações, será realizada a modelagem das correntes nos capacitores de barramento em decorrência da operação do inversor.

4.2.1 Modelagem das correntes do barramento por fase

Com a presença do quarto fio, cada fase do sistema pode ser analisada separadamente, como um circuito monofásico e independente. Dessa forma, a modelagem da corrente nos capacitores é realizada considerando-se o circuito simplificado apresentado na Figura 52.

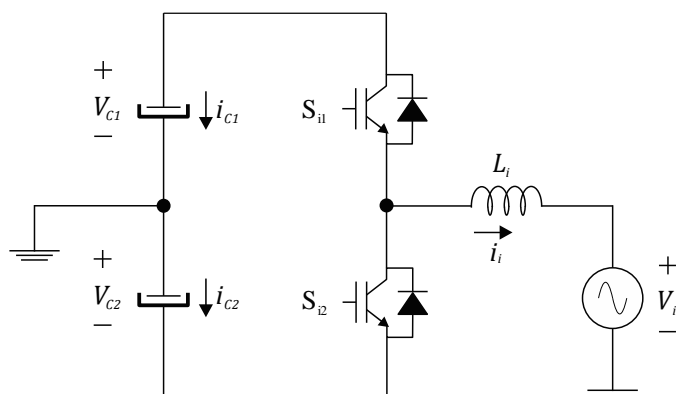


Figura 52 – Circuito monofásico para obtenção do modelo das correntes dos capacitores do barramento CC.

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff no circuito simplificado pode-se escrever:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= -d_i i_i \\ i_{C2} &= (1 - d_i) i_i \end{aligned} \quad (4.04)$$

Onde d_i é a razão cíclica do interruptor S_{i1} e o índice i representa as fases a , b , c e k do sistema trifásico.

Ainda pela análise do circuito, através da lei das tensões de malha, considerando-se valores médios em um período de comutação, obtém-se:

$$V_{C1} d_i - V_{C2} (1 - d_i) - L_i \frac{d i_i}{d t} - V_i = 0 \quad (4.05)$$

Manipulando (4.05) pode-se encontrar a expressão que define a razão cíclica, que é dada conforme (4.06).

$$d_i = \frac{\left(V_{C2} + L_i \frac{di_i}{dt} + V_i\right)}{V_{CC}} \quad (4.06)$$

Sendo que,

$$V_{CC} = V_{C1} + V_{C2} \quad (4.07)$$

De modo análogo pode-se definir,

$$1 - d_i = \frac{\left(-V_{C1} + L_i \frac{di_i}{dt} + V_i\right)}{V_{CC}} \quad (4.08)$$

Substituindo (4.06) e (4.08) em (4.04), encontram-se as equações que definem o comportamento das correntes nos capacitores do barramento para qualquer uma das fases conforme a expressão (4.09).

$$\begin{aligned} i_{C1} &= -\frac{1}{V_{CC}} \left(V_{C2} i_i + L_i i_i \frac{di_i}{dt} + V_i i_i \right) \\ i_{C2} &= -\frac{1}{V_{CC}} \left(-V_{C1} i_i + L_i i_i \frac{di_i}{dt} + V_i i_i \right) \end{aligned} \quad (4.09)$$

Observa-se que as correntes nos capacitores dependem da corrente de cada fase (i_i) e das três parcelas definidas por (4.10), (4.11) e (4.12).

$$P_{CC1} = V_{C2} i_i \quad (4.10)$$

$$P_{CC2} = -V_{C1} i_i$$

Onde P_{CC1} e P_{CC2} são parcelas decorrentes de uma potência instantânea associada às correntes de fase e de cada tensão do barramento.

$$P_L = -L_i i_i \frac{di_i}{dt} \quad (4.11)$$

Onde P_L é referente a uma potência instantânea associada às impedâncias (indutivas) do filtro de cada fase.

$$P_i = V_i i_i \quad (4.12)$$

Onde P_i está relacionada a uma potência instantânea sintetizada por cada fase analisada.

4.2.2 Modelagem das correntes do barramento para o inversor

Considerando agora o sistema composto pelo inversor e circuito auxiliar, conforme apresentado na Figura 53. Neste caso, a equação (4.09) pode ser escrita conforme (4.13), lembrando ainda que $V_k = 0$.

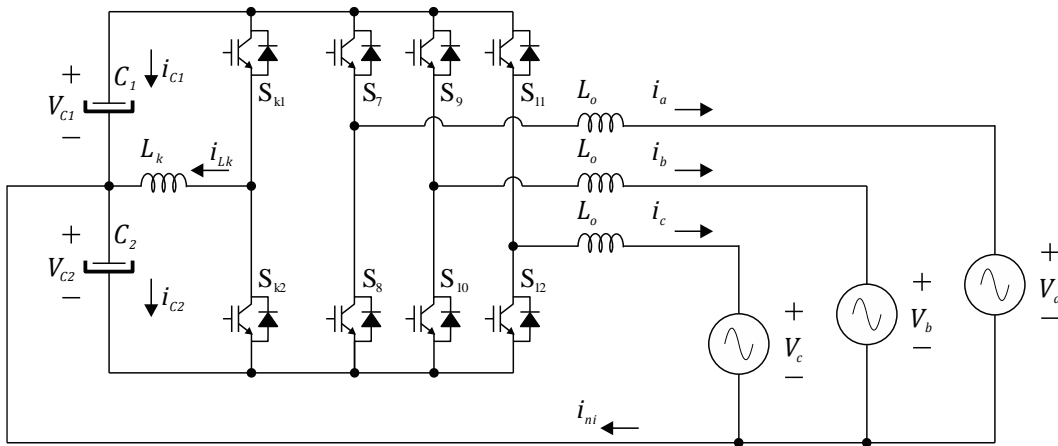


Figura 53 – Circuito utilizado para obtenção do modelo das correntes dos capacitores do barramento CC.

$$i_{c1} = -\frac{1}{V_{CC}} \left[\left(V_{C2} i_a + L_a i_a \frac{di_a}{dt} + V_a i_a \right) + \left(V_{C2} i_b + L_b i_b \frac{di_b}{dt} + V_b i_b \right) + \left(V_{C2} i_c + L_c i_c \frac{di_c}{dt} + V_c i_c \right) + \left(V_{C2} i_{Lk} + L_k i_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} \right) \right] \quad (4.13)$$

$$i_{c2} = -\frac{1}{V_{CC}} \left[\left(-V_{C1} i_a + L_a i_a \frac{di_a}{dt} + V_a i_a \right) + \left(-V_{C1} i_b + L_b i_b \frac{di_b}{dt} + V_b i_b \right) + \left(-V_{C1} i_c + L_c i_c \frac{di_c}{dt} + V_c i_c \right) + \left(-V_{C1} i_{Lk} + L_k i_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} \right) \right]$$

Considerando-se que $L_a = L_b = L_c = L_o$ e colocando os termos comuns de (4.13) em evidência obtém-se:

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= -\frac{1}{V_{CC}} \left(V_{C2}(i_a + i_b + i_c + i_{Lk}) + L_o \left(i_a \frac{di_a}{dt} + i_b \frac{di_b}{dt} + i_c \frac{di_c}{dt} \right) \right. \\
 &\quad \left. + L_k i_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} + (V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c) \right) \\
 i_{C2} &= -\frac{1}{V_{CC}} \left(-V_{C1}(i_a + i_b + i_c + i_{Lk}) + L_o \left(i_a \frac{di_a}{dt} + i_b \frac{di_b}{dt} + i_c \frac{di_c}{dt} \right) \right. \\
 &\quad \left. + L_k i_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} + (V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c) \right)
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

De (4.14) ainda pode-se considerar que:

$$\begin{aligned}
 i_{ni} &= i_a + i_b + i_c \\
 P_{inv} &= V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \\
 P_{3fL} &= L_a i_a \frac{di_a}{dt} + L_b i_b \frac{di_b}{dt} + L_c i_c \frac{di_c}{dt}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Onde i_{ni} é a corrente de neutro do lado do inversor, P_{inv} é a potência instantânea sintetizada pelo inversor e P_{3fL} é a potência instantânea associada as impedâncias dos filtros indutivos.

Portanto, as correntes nos capacitores reduzem-se a,

$$\begin{aligned}
 i_{C1} &= -\frac{1}{V_{CC}} \left(V_{C2}(i_{ni} + i_{Lk}) + P_{3fL} + L_k i_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} + P_{inv} \right) \\
 i_{C2} &= -\frac{1}{V_{CC}} \left(-V_{C1}(i_{ni} + i_{Lk}) + P_{3fL} + L_k i_{Lk} \frac{di_{Lk}}{dt} + P_{inv} \right)
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Observa-se de (4.16) que o único termo da expressão que depende diretamente do valor de i_{Lk} é a parcela dependente também da corrente de neutro (i_{ni}) e, portanto, esta é a componente que pode ser compensada, o que pode ser obtido utilizando-se uma referência de corrente para i_{Lk} dada pela corrente de neutro, que idealmente, deve anular o termo $V_{C2}(i_{ni} + i_{Lk})$ da expressão.

4.2.3 Modelagem em função das correntes de carga

A aplicação permite que se utilizem diferentes tipos de cargas, lineares ou não-lineares, cargas trifásicas equilibradas ou desequilibradas, e qualquer combinação entre estas. Portanto, a modelagem de uma carga qualquer é mostrada na equação (4.17).

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_{a_n} \text{sen}(n(\omega t)) \\
 i_b(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_{b_n} \text{sen}\left(n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 i_c(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_{c_n} \text{sen}\left(n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Onde n representa os componentes múltiplos da fundamental e I_{a_n} , I_{b_n} e I_{c_n} a amplitude de cada componente harmônico de ordem n em sua respectiva fase.

Desprezando as perdas do inversor e sabendo que a potência instantânea por fase é dada por (4.18).

$$\begin{aligned}
 p_a(t) &= v_a(t)i_a(t) \\
 p_b(t) &= v_b(t)i_b(t) \\
 p_c(t) &= v_c(t)i_c(t)
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Pode-se escrever a potência instantânea do inversor conforme (4.19)

$$p_{inv}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) \tag{4.19}$$

Assumindo que a tensão de saída seja puramente senoidal e desconsiderando defasagem entre tensão e corrente, pode-se expandir (4.19) considerando-se as correntes de (4.17) conforme (4.20)

$$\begin{aligned}
p_a(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} V_a \text{sen}(\omega t) I_{a_n} \text{sen}(n(\omega t)) \\
p_b(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} V_b \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) I_{b_n} \text{sen}\left(n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
p_c(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} V_c \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) I_{c_n} \text{sen}\left(n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Pode-se ainda reescrever a expressão (4.20) conforme (4.21).

$$\begin{aligned}
p_a(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_a}{2} I_{a_n} \left(\cos((n-1)\omega t) - \cos((n+1)\omega t) \right) \\
p_b(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_b}{2} I_{b_n} \left(\cos\left((n-1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right. \\
&\quad \left. - \cos\left((n+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\
p_c(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_c}{2} I_{c_n} \left(\cos\left((n-1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right. \\
&\quad \left. - \cos\left((n+1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right)
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Percebe-se a partir de (4.21) que cada componente harmônica resulta em uma ondulação de potência em suas bandas laterais, de forma que um harmônico de ordem $n - 1$ e um harmônico de ordem $n + 1$ ocorram.

A partir de (4.21) e de (4.19), encontra-se a expressão que define a potência do inversor, que compõe uma das parcelas que compõem a expressão das correntes dos capacitores de barramento, vista em (4.16). Ainda a partir (4.21) e (4.19), sabendo que no sistema trifásico as três fases são defasadas de 120° , percebe-se que os componentes harmônicos não múltiplos de três se cancelam para cargas equilibradas. Já os componentes harmônicos múltiplos de três estão em fase e, dessa forma, somam-se e aparecem como ondulação de potência no inversor e como ondulação de corrente nos capacitores de barramento, mesmo para condições de equilíbrio. Em caso de desequilíbrio de carga, os componentes não múltiplos de três deixam de se anular, de forma que também aparecem como ondulação de potência no inversor e como ondulação de

corrente nos capacitores do barramento. Conforme pode ser visto na expressão (4.16), a corrente $i_{Lk}(t)$ não tem influência na parcela de ondulação de corrente que ocorre devido a ondulação de potência do inversor, de forma que estes harmônicos (derivados de P_{inv}) não podem ser reduzidos com a utilização do circuito auxiliar proposto.

No entanto, conforme mostra a expressão (4.16), a corrente do circuito do filtro proposto está presente na parcela de ondulação que diz respeito a corrente de neutro do inversor, que, conforme apresentado no Capítulo II é dada por (4.22).

$$i_{ni}(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \quad (4.22)$$

Percebe-se a partir de (4.17) e (4.22) que, para a condição de correntes de fase equilibradas, os harmônicos não múltiplos de três são defasados de 120° e, como possuem mesma amplitude, são cancelados no condutor de neutro. Já os harmônicos múltiplos de três encontram-se em fase e, portanto não se cancelam, de forma que cargas não-lineares resultam em elevadas correntes de neutro mesmo em condição de equilíbrio. Em caso de desequilíbrio, a amplitude da fundamental e dos componentes harmônicos não múltiplos de três serão diferentes, de forma que nem mesmo esses componentes se cancelam no condutor de neutro.

Como visto na expressão (4.16), a corrente de neutro compõe uma das parcelas que contribuem para a ondulação de corrente nos capacitores do barramento. No entanto, a corrente do circuito de filtro tem influência sobre esta parcela, de forma que ela pode ser reduzida utilizando-se como referência de corrente para i_{Lk} , a corrente de neutro do lado do inversor (i_{ni}).

Sendo assim, o circuito de filtro proposto é capaz de reduzir os harmônicos múltiplos da fundamental da corrente nos capacitores do barramento, que ocorrem por meio do condutor de neutro devido a conexão de cargas desequilibradas ou não-lineares.

A mesma dedução realizada aqui para o inversor pode ser considerada para o retificador. No entanto, como este deve operar com correção de fator de potência e correntes equilibradas, sua contribuição para geração de correntes harmônicas de baixa ordem no barramento pode ser desconsiderada [32]. Isso pode ser confirmado considerando-se as correntes de fase de entrada na expressão (4.16).

Para melhor visualizar o que foi descrito, é apresentado um exemplo de uma situação de desequilíbrio de carga não-linear. Os parâmetros do barramento, filtros, e tensão de saída utilizados no exemplo são apresentados na Tabela 7. A Figura 54 apresenta as correntes de

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

carga, de neutro, do circuito auxiliar e dos capacitores de barramento. Vale ressaltar que no exemplo apresentado, as correntes i_c e i_{Lk} são nulas.

Tabela 7 – Parâmetros para Exemplo das Correntes de Neutro e dos Capacitores do Barramento CC em Função das Correntes de Carga

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de saída (V_o)	127 V, 60 Hz
Tensão do barramento CC (V_{CC})	215 V
Tensão dos capacitores C_1 e C_2 (V_{C1} , V_{C2})	215 V
Indutores de filtro (L_o , L_k)	333 μ H

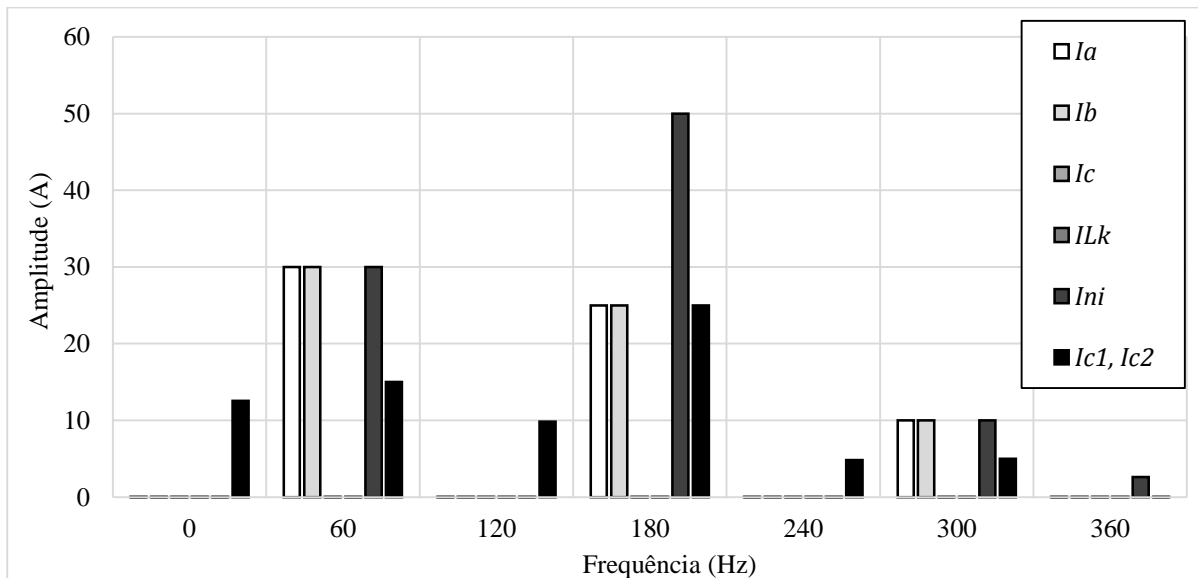


Figura 54 – Exemplo das correntes de neutro e dos capacitores do barramento CC em função das correntes de carga.

4.3 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

O projeto do indutor é realizado de acordo com a ondulação máxima de corrente nele permitida. As equações para projeto foram obtidas na seção 4.1. Tanto a equação (4.01) como (4.02) podem ser utilizadas, uma vez que, para o pior caso de razão cíclica os valores obtidos são iguais. As tensões V_{C1} e V_{C2} são consideradas como fontes de tensão de valores iguais.

Para a equação (4.01), o pior caso de razão cíclica ocorre quando $d_k = 1$, onde o interruptor S_{k1} permanece acionado durante todo o período de comutação, aplicando no nó k a

tensão V_{C1} pelo maior período de tempo possível, fazendo com que ocorra a maior variação positiva de corrente.

No caso de (4.02), quando $d_k = 0$, o interruptor S_{k2} é o que permanece sempre acionado durante o período de comutação. Dessa forma, uma tensão de negativa igual a V_{C2} , é aplicada no nó k pelo maior período de tempo possível, fazendo com que ocorra a maior variação negativa de corrente.

Dessa forma, a partir de (4.01), o indutor do circuito equalizador/filtro ativo é projetado de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros de Projeto do Indutor do Equalizador/Filtro Ativo

Parâmetro	Valor
Ondulação máxima de corrente (Δi_{Lk})	43 A
Tensão do capacitor C_1 (V_{C1})	215 V
Período de comutação (T_{sw})	$6,667 \cdot 10^{-5}$ s
Razão cíclica (d_k)	1
Indutor calculado (L_k)	333 μ H

4.4 SISTEMA DE CONTROLE DO EQUALIZADOR/FILTRO ATIVO

O circuito equalizador/filtro ativo deve ser capaz de realizar o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC além de sintetizar uma corrente capaz de reduzir os harmônicos em baixa frequência do ponto central do divisor capacitivo e, conseqüentemente, dos capacitores do barramento CC.

Do ponto de vista de controle, a função de equalizador seria naturalmente obtida com o braço operando em malha aberta caso os interruptores comutem com uma razão cíclica fixa de 50%, já que o próprio desequilíbrio de tensão dos capacitores faria com que uma tensão média diferente de zero fosse aplicada no nó k , gerando uma corrente média no indutor com valor também diferente de zero.

No entanto, como o circuito auxiliar possui ainda a função de reduzir as ondulações de corrente no ponto central do divisor capacitivo, um sistema com duas malhas é proposto, sendo uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, conforme ilustra a Figura 55.

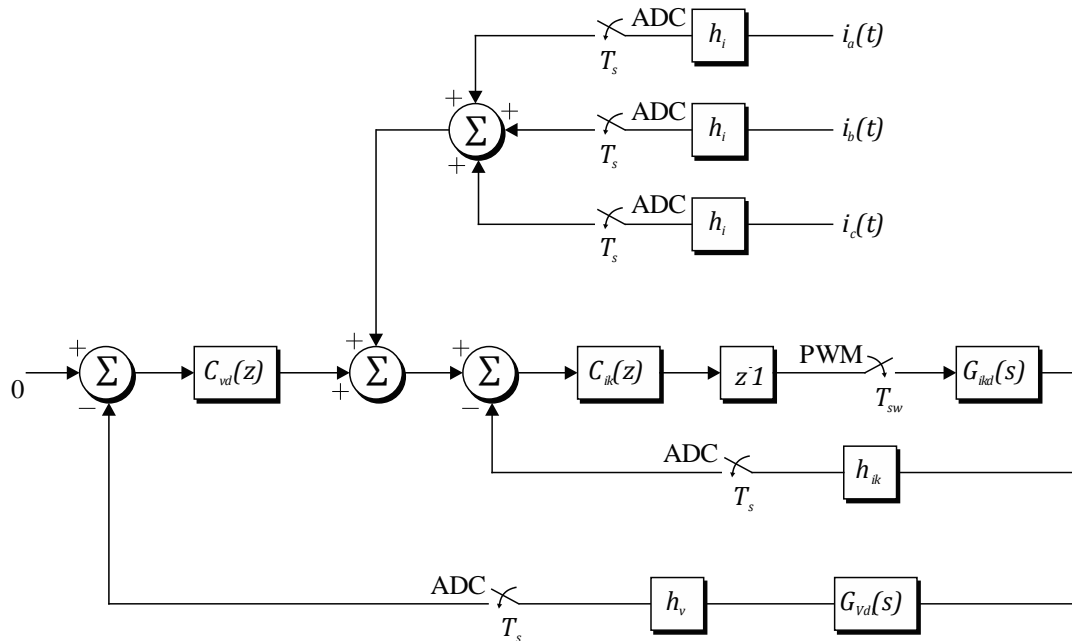


Figura 55 – Sistema de controle do equalizador/filtro ativo.

A malha externa é responsável por realizar o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. Ela compara a diferença das tensões dos capacitores com uma referência nula, gerando um erro que será compensado para compor uma parcela da referência da malha interna. Essa parcela representa um nível CC de corrente responsável compensar a corrente de desequilíbrio mencionada na seção anterior.

A referência de corrente é composta pela parcela contínua gerada pela malha de tensão e outra parcela alternada. Essa parcela alternada é obtida a partir da corrente de neutro ocorrida devido a operação do inversor durante a alimentação de cargas desbalanceadas e/ou não-lineares. Dessa forma, as três correntes de saída do inversor são somadas para se obter-se a parcela alternada da referência de corrente.

A malha interna de corrente é responsável por controlar diretamente a razão cíclica dos interruptores. Essa malha deve apresentar uma banda passante elevada, sendo que a referência irá possuir componentes em frequências múltiplas da fundamental.

4.5 MODELAGEM DO EQUALIZADOR/FILTRO ATIVO

Esta seção descreve a modelagem dinâmica do circuito Equalizador/Filtro ativo. Os modelos são necessários para o projeto dos compensadores, que é apresentado na seção seguinte.

O primeiro modelo dinâmico obtido é referente a corrente no indutor com relação a razão cíclica. Neste caso, as tensões do barramento são consideradas constantes, além de ser levada em consideração a resistência parasita do indutor, conforme o circuito equivalente da Figura 56.

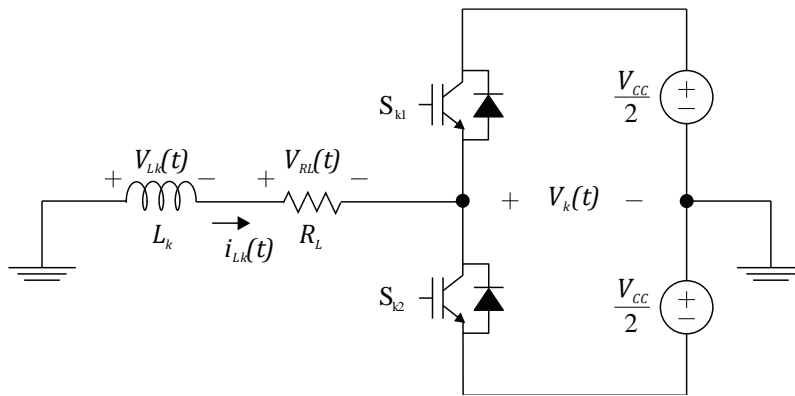


Figura 56 – Circuito equivalente para o modelo da corrente i_{Lk} .

Considerando apenas os valores médios de $i_{Lk}(t)$ e $V_{Lk}(t)$ em um período de comutação, através da lei das tensões de Kirchhoff obtém-se (4.23).

$$L_k \frac{d\langle i_{Lk}(t) \rangle}{dt} = -R_L \langle i_{Lk}(t) \rangle - \frac{V_{CC}}{2} (2d_k(t) - 1) \quad (4.23)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica que resultam em perturbações na corrente i_{Lk} e desprezando os termos CC e aplicando a transformada de Laplace obtém-se o modelo dinâmico linearizado definido por (4.24).

$$G_{ikd} = \frac{\hat{I}_{Lk}(s)}{\hat{D}_k(s)} = -\frac{\frac{V_{CC}}{L_k}}{s + \frac{R_L}{L_k}} \quad (4.24)$$

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

O segundo modelo dinâmico obtido é referente a tensão diferencial dos capacitores do barramento CC com relação a corrente no indutor L_k . Neste momento, as capacitâncias C_1 e C_2 são consideradas iguais e a corrente i_{Lk} é considerada uma fonte de corrente, conforme circuito equivalente ilustrado Figura 57.

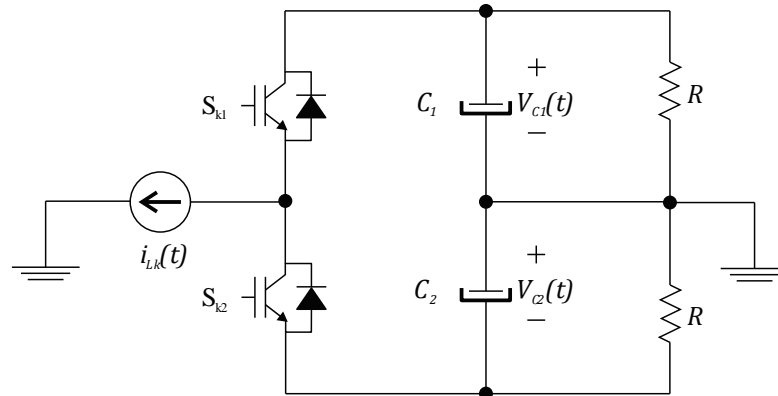


Figura 57 – Circuito equivalente para o modelo da tensão V_D .

Sendo que R representa a resistência equivalente de saída e é definida por (4.25).

$$R = \frac{V_{CC}^2}{2P_n} \quad (4.25)$$

Definindo-se Z como a impedância equivalente de saída, dada pela associação em paralelo de R com C , conforme (4.26).

$$Z = \frac{R}{RCs + 1} \quad (4.26)$$

Onde $C = C_1 = C_2$.

Pode-se obter as tensões médias nos capacitores em um período de comutação, conforme (4.27) e (4.28).

$$V_{C1} = -d_k I_{Lk} Z \quad (4.27)$$

$$V_{C2} = (1 - d_k) I_{Lk} Z \quad (4.28)$$

Sabendo que a tensão diferencial é dada pela diferença entre a tensão V_{C1} e V_{C2} , a partir de (4.27) e (4.28) obtém-se (4.29).

$$V_D = -I_{Lk}Z \quad (4.29)$$

Onde V_D é a tensão diferencial ($V_{C1} - V_{C2}$).

Aplicando uma perturbação na corrente i_{Lk} que resulta em perturbação na tensão diferencial V_D obtém-se o modelo dinâmico linearizado dado por (4.30).

$$G_{Vdi} = \frac{\hat{V}_D(s)}{\hat{I}_{Lk}(s)} = \frac{R}{RCs + 1} \quad (4.30)$$

4.6 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

O projeto do sistema de controle é realizado por meio da aproximação da resposta em frequência, no plano W. Inicialmente as funções de transferência (4.24) e (4.30), obtidas na seção 4.5 são discretizadas utilizando o método da resposta invariante. Como a frequência de comutação é muito superior à frequência do sinal de referência, para a discretização, o modulador PWM é aproximado por um amostrador retentor de ordem zero (ZOH – *Zero-Order Hold*).

Além disso, como a atualização da razão cíclica não é realizada imediatamente após a amostragem das variáveis, é considerado o atraso de transporte durante a discretização do modelo dinâmico da corrente pela razão cíclica. Como a razão cíclica é atualizada somente no próximo período de amostragem, é inserido um atraso igual ao período de amostragem do sistema, sendo este representado por z^{-1} .

Dessa forma, as funções de transferência discretas obtidas de (4.24) e (4.30) a partir dos parâmetros apresentados na Tabela 9, são expressas por (4.31) e (4.32).

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

Tabela 9 – Parâmetros de Projeto do Sistema de Controle do Equalizador/Filtro Ativo

Parâmetro	Valor
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	430 V
Resistência parasita do indutor (R_{Lk})	0,1 Ω
Indutor do equalizador/filtro ativo (L_k)	333 μ H
Resistência equivalente de saída (R)	4,625 Ω
Capacitores do barramento CC (C_1, C_2)	12 mF
Período de amostragem (T_s)	$6,667 \cdot 10^{-5}$ s

$$G_{ikd}(z) = \frac{-85,23}{z^2 - 0,9802z} \quad (4.31)$$

$$G_{Vdi}(z) = \frac{0,005552}{z - 0,9988} \quad (4.32)$$

Como o projeto é realizado pelo método da aproximação da resposta em frequência, é realizada a transformação do plano Z para o plano W, resultando nos modelos da planta apresentados em (4.33) e (4.34).

$$G_{ikd}(w) = \frac{-43,04w^2 + 2,582 \times 10^6 w - 3,874 \times 10^{10}}{w^2 + 3,03 \times 10^4 w + 9,009 \times 10^6} \quad (4.33)$$

$$G_{Vdi}(w) = \frac{-0,002778w + 83,33}{w + 18,03} \quad (4.34)$$

A Figura 58 apresenta as funções de transferência em malha aberta para a corrente do indutor de filtro do circuito equalizador/filtro ativo (a) e da tensão diferencial do barramento (b), no plano W.

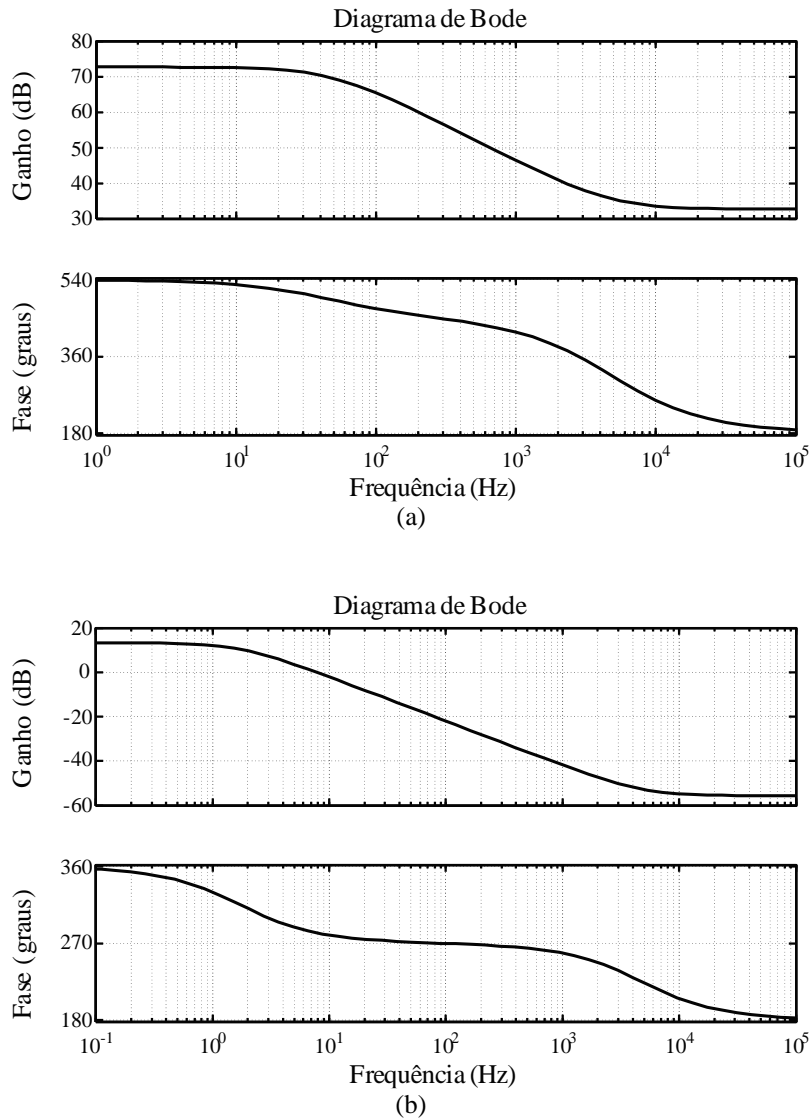


Figura 58 – Diagrama de Bode de malha aberta: (a) corrente i_{Lk} pela razão cíclica d_k ; (b) tensão diferencial pela corrente i_{Lk} .

A malha de corrente deve apresentar elevada banda passante, de forma que seja capaz de sintetizar as frequências da corrente de referência. É utilizado um compensador do tipo proporcional, onde o ganho é ajustado de forma a regular a velocidade de resposta da malha. A banda passante é definida em uma década abaixo da frequência de comutação (1,5 kHz). Foi verificado em simulação que os harmônicos mais significativos da carga não-linear padrão ocorrem nas frequências abaixo de 600 Hz. Essa banda é suficiente para compensar as componentes harmônicas de mais baixa ordem da malha de corrente. À medida que essa frequência começa a aumentar o sistema passa a atenuar sua capacidade de compensação de harmônicos. A margem de fase obtida no projeto foi de 39,7°.

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

Para a malha de controle da tensão diferencial foi utilizado um compensador do tipo proporcional-integral, de forma a eliminar o erro em regime permanente. O ganho foi ajustado de forma a se obter uma banda passante em uma frequência de 12 Hz. Foi adicionado ainda um zero para realizar o ajuste da margem de fase que é modificada devido a inclusão do polo na origem. A margem de fase obtida foi de $44,6^\circ$.

A função de transferência em malha aberta compensada da corrente i_{Lk} é ilustrada na Figura 59(a). Já a Figura 59(b), apresenta a função de transferência em malha aberta compensada da tensão diferencial.

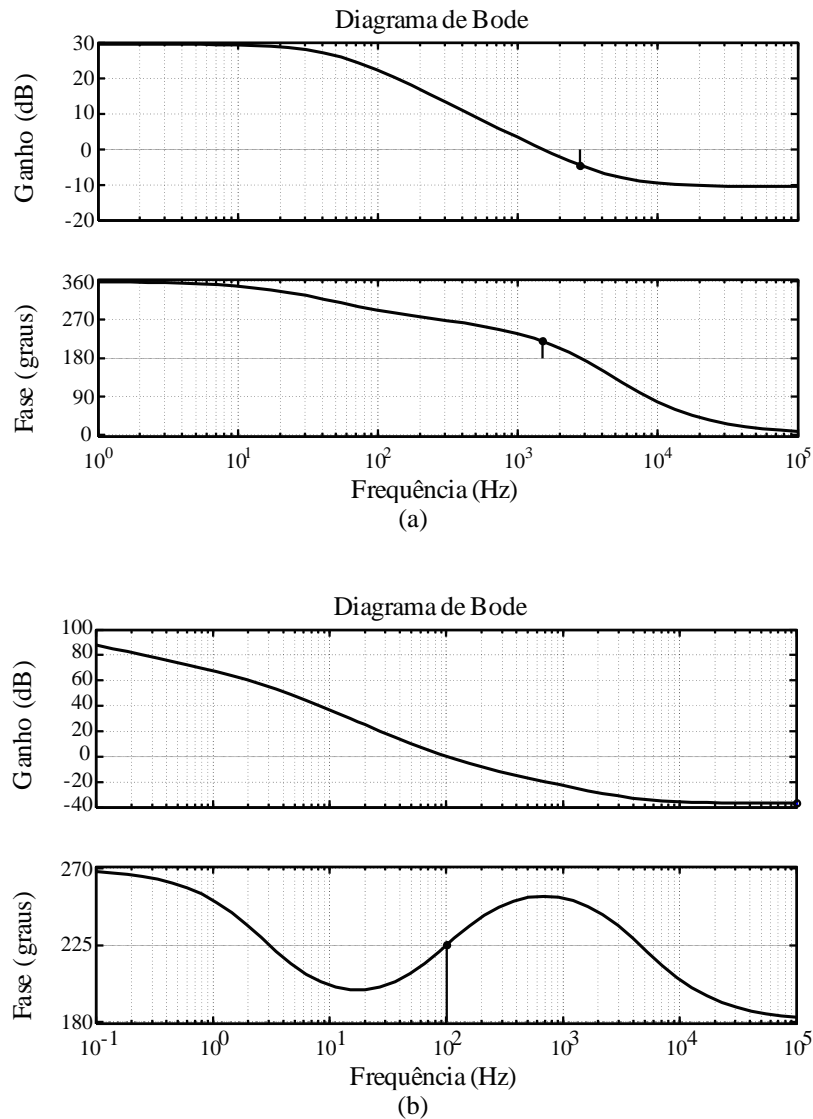


Figura 59 – Diagrama de Bode de malha aberta do sistema compensado (a) corrente i_{Lk} (frequência de cruzamento do ganho: 1,5 kHz; margem de fase: $39,7^\circ$); (b) tensão diferencial (frequência de cruzamento do ganho: 12 Hz; margem de fase: $44,6^\circ$).

Os compensadores projetados no plano W são então discretizados, utilizando-se a aproximação de Tustin. A equação (4.35) apresenta a função de transferência do compensador da malha de corrente e (4.36) apresenta a função de transferência do compensador de tensão diferencial.

$$C_{ik}(z) = -0,0069 \quad (4.35)$$

$$C_{vd}(z) = \frac{0,487z - 0,483}{z - 1} \quad (4.36)$$

Onde $C_{ik}(z)$ é o compensador da malha de corrente e $C_{vd}(z)$ é o compensador da tensão diferencial.

A partir de (4.35) (4.36), obtêm-se as equações de diferença discretas dos compensadores das malhas de corrente e tensão, respectivamente, apresentadas pelas expressões (4.37) e (4.38).

$$u_{ik}(k) = -0,0069e_{ik}(k) \quad (4.37)$$

$$u_{vd}(k) = u_{vd}(k - 1) + 0,487e_{vd}(k) - 0,483e_{vd}(k - 1) \quad (4.38)$$

Onde u_{ik} é a ação de controle da malha de corrente, e_{ik} é o erro de corrente, u_{vd} é a ação de controle da malha de tensão e e_{vd} é o erro de tensão.

4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o circuito equalizador/filtro ativo. As simulações são realizadas no *software* PSIM. O circuito utilizado em simulação é apresentado na Figura 60. O sistema de controle foi implementado em linguagem C++ através do bloco C. Os parâmetros utilizados para o circuito auxiliar são apresentados na Tabela 10. Os parâmetros do retificador e inversor foram apresentados anteriormente na Tabela 4 e na

Tabela 6, respectivamente.

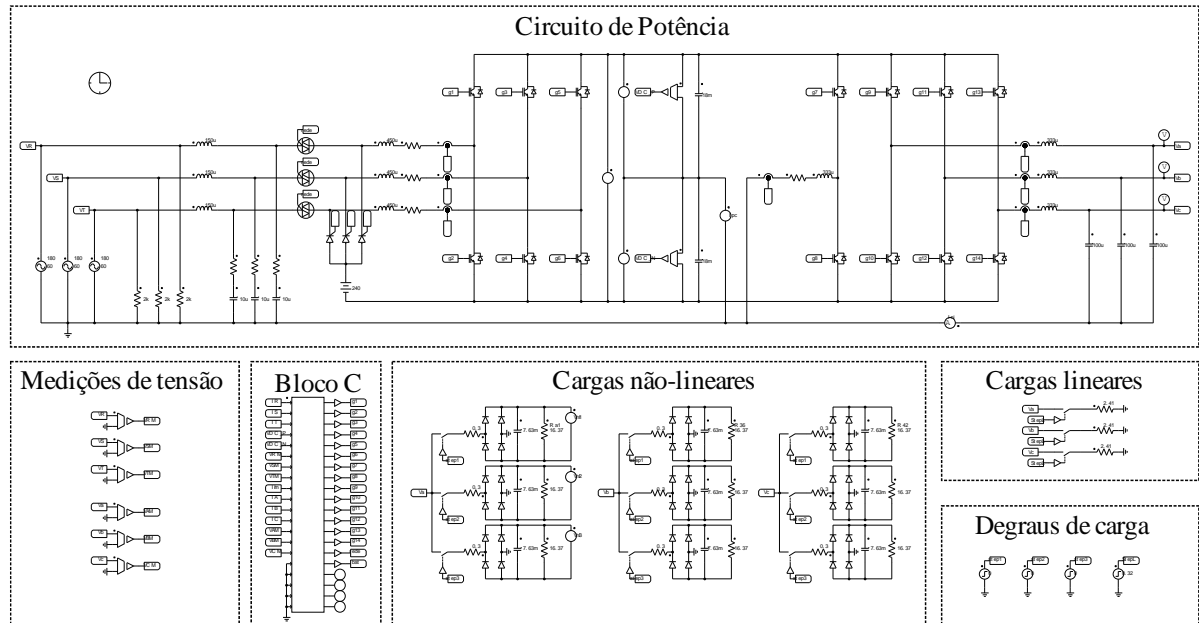


Figura 60 – Circuito para simulação do equalizador/filtro ativo no PSIM.

Tabela 10 – Parâmetros de Simulação para o Equalizador/Filtro Ativo

Parâmetro	Valor
Potência aparente nominal da UPS (S_n)	20 kVA
Frequência de comutação (f_{sw})	15 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	15 kHz
Capacitores do barramento CC (C_1, C_2)	12 mF
Indutor de filtro (L_k)	333 μ H
Passo de simulação no PSIM	10^{-7}

Inicialmente é avaliada a função do circuito auxiliar operando como equalizador de tensão do barramento. Nessas simulações a UPS opera à potência nominal, sendo duas fases do inversor conectadas a cargas lineares e a outra fase à uma carga não-linear do tipo retificador monofásico em meia onda, com fator de crista igual a 2. Este tipo de carga produz uma descarga distinta nos capacitores do barramento CC, tornando-os desequilibrados.

A Figura 61 apresenta a tensão nos capacitores de barramento para a condição de carga desequilibrada inicialmente sem a utilização do circuito equalizador. No instante de tempo de 0,35 segundos o circuito é acionado.

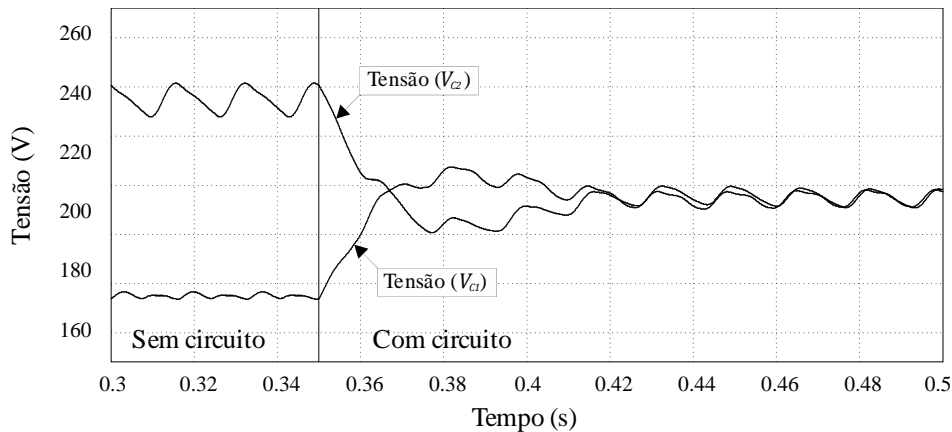


Figura 61 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Desequilíbrio no barramento CC com carga não-linear: tensões do barramento CC (V_{C1} e V_{C2}).

Conforme pode-se observar na Figura 61, a descarga distinta dos capacitores do barramento devido a presença da carga não-linear causa um severo desequilíbrio em suas tensões (aproximadamente 65 V) enquanto o circuito equalizador não está em operação. Percebe-se ainda que a tensão V_{C1} apresenta um valor menor que o mínimo necessário para a correta operação do inversor, o que deve prejudicar qualidade da tensão de saída. Já quando o circuito equalizador passa a operar, as tensões dos capacitores do barramento CC rapidamente convergem mantendo-se equilibradas.

Para avaliar o funcionamento do circuito operando como filtro ativo são realizadas simulações para diferentes situações de carga onde é avaliada a ondulação de tensão nos capacitores do barramento CC, a corrente que flui pelos mesmos, e a corrente no ponto central do divisor capacitivo. Nessas simulações é realizada uma comparação para a operação do sistema com e sem a presença do circuito do filtro.

Na primeira simulação é imposta uma condição de carga linear desequilibrada, onde duas fases do inversor são conectadas a cargas lineares (puramente resistivas) à potência nominal e a outra permanece a vazio.

A Figura 62 apresenta a tensão nos capacitores do barramento para a condição de carga acima mencionada, inicialmente sem a utilização do circuito auxiliar operando como filtro. No instante de tempo de 0,35 segundos esse circuito é acionado. A Figura 63 e a Figura 64 apresentam a corrente em um dos capacitores do barramento e a corrente no ponto central do divisor capacitivo, respectivamente, para as mesmas condições.

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

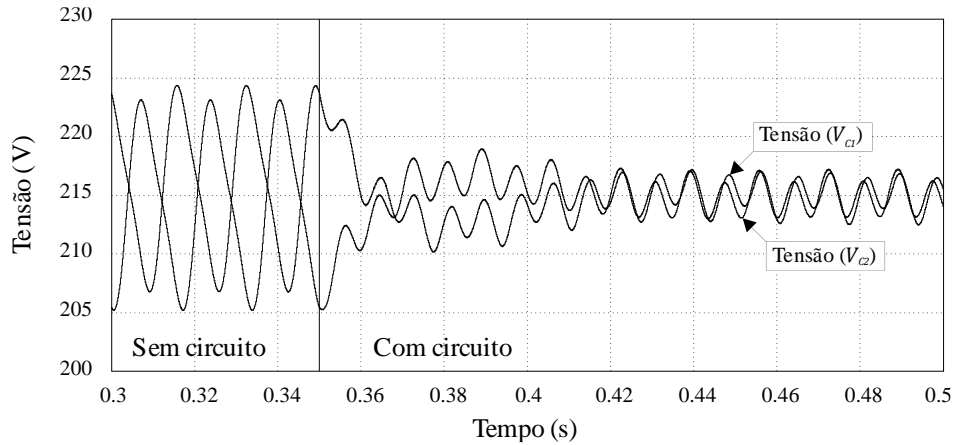


Figura 62 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear desequilibrada: tensões do barramento CC (V_{c1} e V_{c2}).

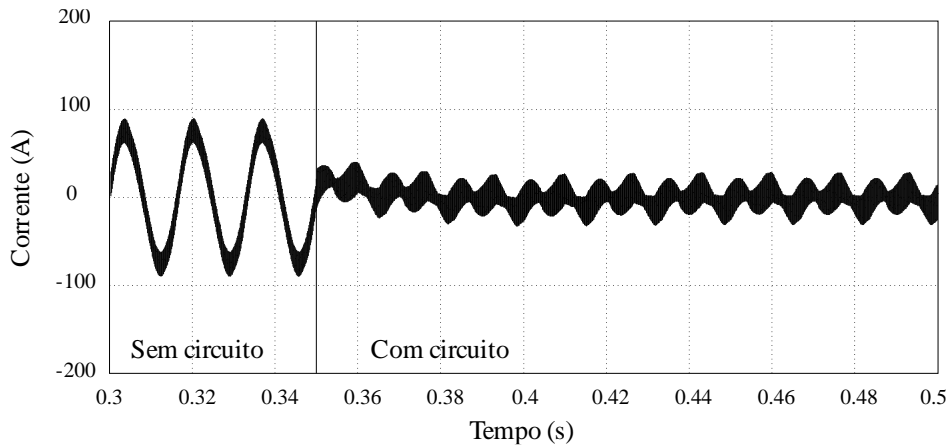


Figura 63 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear: corrente no capacitor de barramento (i_{c1}).

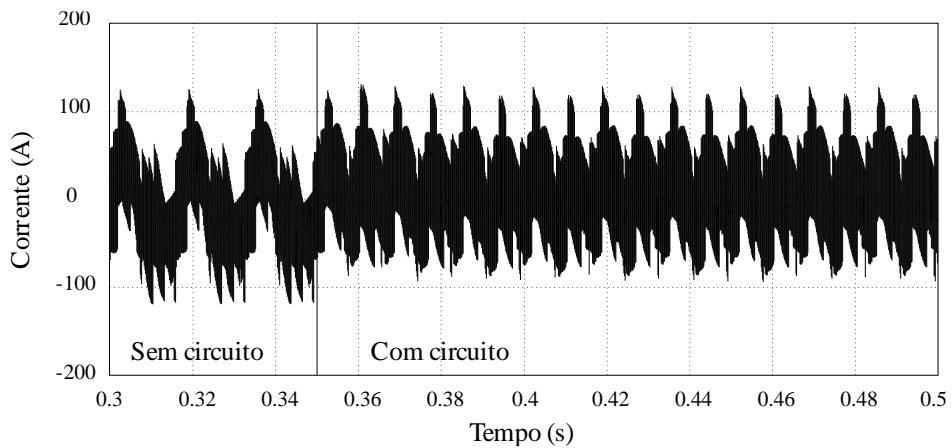


Figura 64 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear: corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).

Comparando a operação do sistema com e sem a presença do circuito auxiliar operando como filtro, pode-se observar uma redução na ondulação de tensão dos capacitores de barramento, onde o valor foi reduzido de 77% com a utilização do filtro. As correntes harmônicas de baixa frequência dos capacitores e do ponto central do divisor capacitivo também foram reduzidas, o que pode ser melhor observado na Figura 65 e na Figura 66.

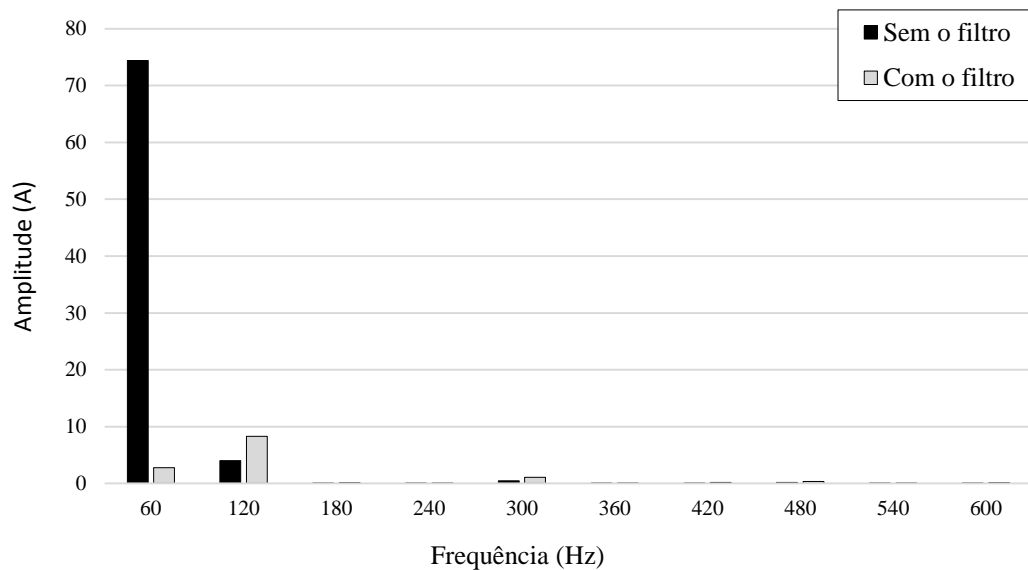


Figura 65 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).

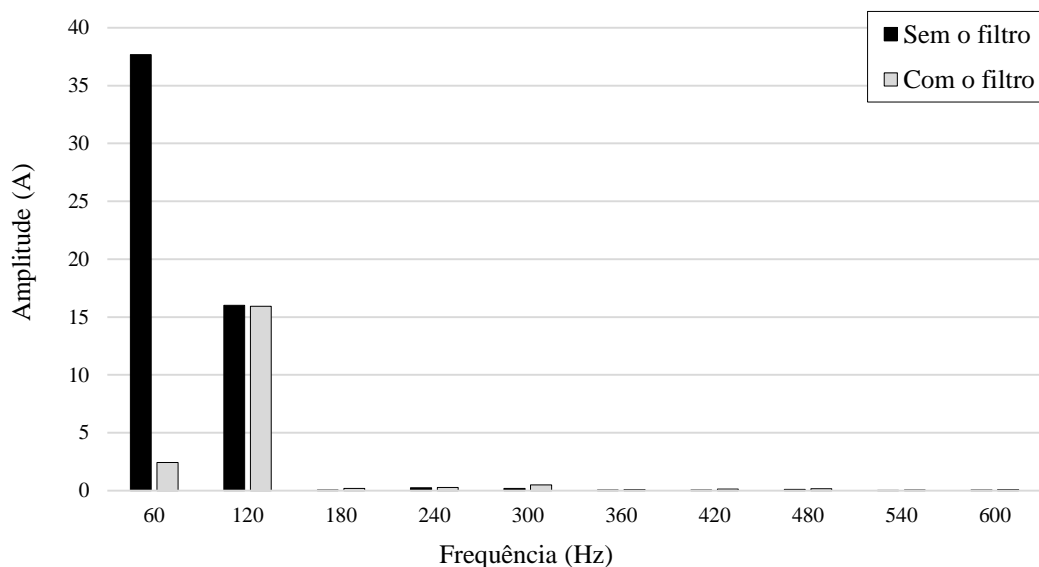


Figura 66 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no capacitor de barramento (i_{c1}).

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

Uma segunda condição de desequilíbrio de carga foi simulada, onde duas fases do inversor são conectadas às cargas não-lineares padrão da norma IEC-62040-3 e a outra opera à vazia. De forma semelhante, a UPS inicia seu funcionamento sem a utilização do circuito auxiliar e no instante de tempo de 0,35 segundos o circuito passa a operar. A Figura 67 apresenta as tensões do barramento CC. A Figura 68 apresenta a corrente em um dos capacitores de barramento e a Figura 69 a corrente no ponto central do divisor capacitivo.

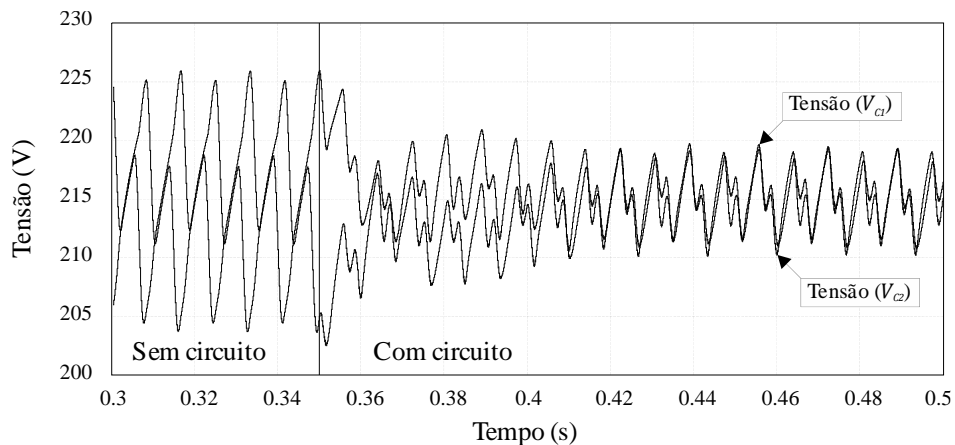


Figura 67 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear desequilibrada: tensões do barramento CC (V_{C1} e V_{C2}).

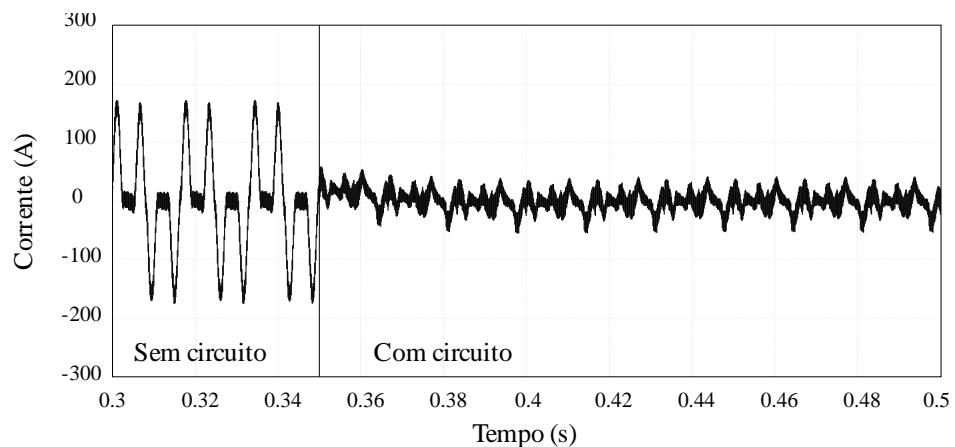


Figura 68 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear: corrente no capacitor de barramento (i_{C1}).

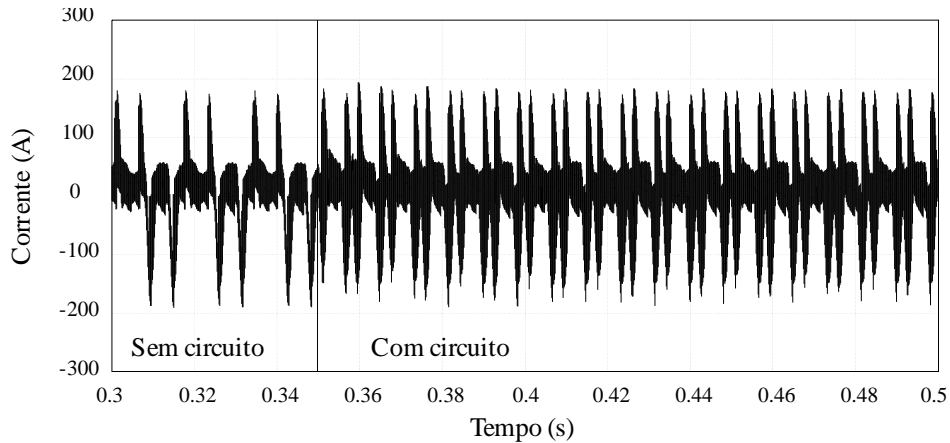


Figura 69 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).

Assim como para a situação de desequilíbrio de carga linear, a comparação da operação do sistema com e sem a presença do circuito do filtro mostra uma redução na ondulação de tensão dos capacitores de barramento, cujo valor obtido foi de 60%. A redução das correntes harmônicas de baixa frequência dos capacitores e do ponto central do divisor capacitivo podem ser mais facilmente visualizadas na Figura 70 e na Figura 71, que apresentam o espectro harmônico dessas correntes, respectivamente.

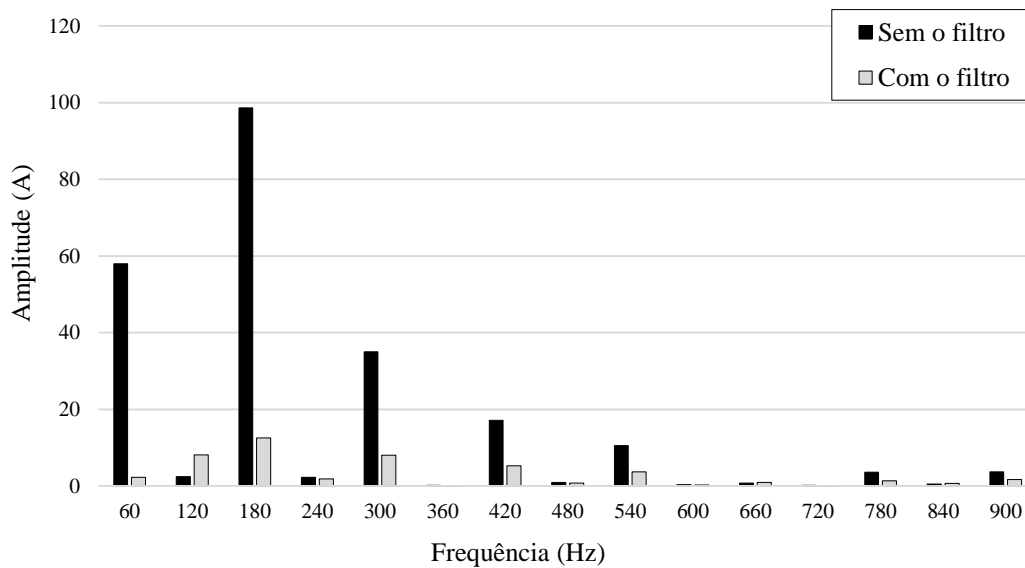


Figura 70 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).

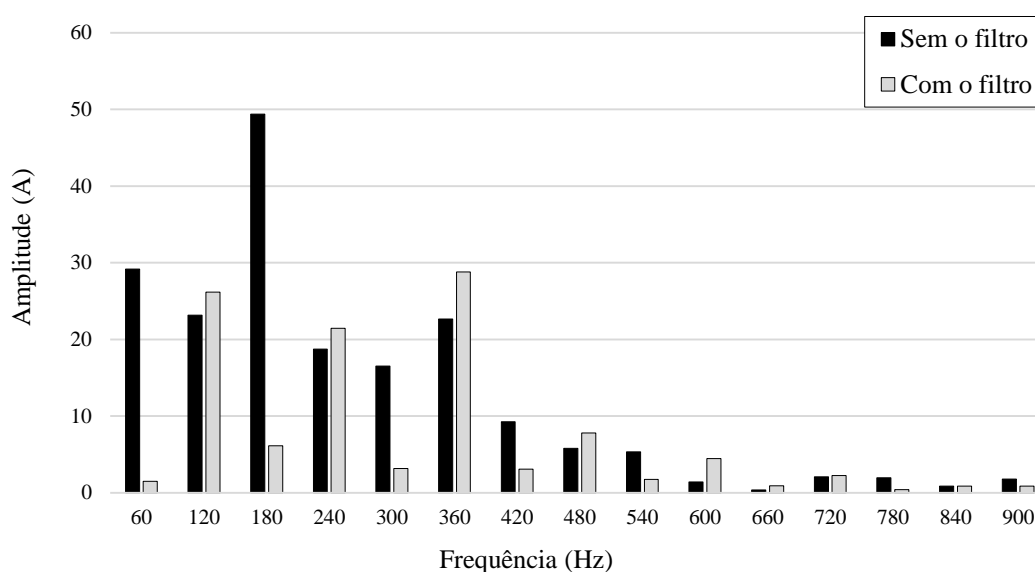


Figura 71 – Resultado de simulação do equalizador/filtro ativo. Carga não-linear desequilibrada: espectro harmônico da corrente no capacitor de barramento (i_{C1}).

Conforme pode ser observado pelas simulações realizadas, com o circuito auxiliar operando como filtro ativo, as componentes harmônicas ímpares de baixa frequência da corrente no ponto central do divisor capacitivo são reduzidas e, conseqüentemente, as são reduzidas as mesmas componentes presentes nas correntes dos capacitores. As componentes pares estão em fase nos capacitores, não sendo possível controlá-las com o circuito auxiliar, que injeta corrente no ponto central desses capacitores. Isso é confirmado com a modelagem das correntes realizada na seção 4.2 pela equação (4.16), que mostra que os componentes harmônicos pares que ocorrem no barramento na presença do tipo de carga não-linear analisado, ocorrem devido a pulsação de potência das fases do inversor e não pelo condutor de neutro, de forma que não podem ser reduzidos por este circuito.

Para avaliar o impacto sobre os capacitores do barramento a partir da redução das correntes harmônicas obtida nos resultados de simulação, é realizada uma análise comparando a potência dissipada e fator de aquecimento, para os casos de simulação apresentados. Como em simulação os capacitores apresentam características ideais, é utilizado como referência para esta análise os parâmetros de um capacitor eletrolítico qualquer, neste caso o modelo B43723, do fabricante EPCOS [70].

No catálogo de dados [70] são apresentadas curvas com fatores de correção para o cálculo da resistência série equivalente do capacitor de acordo com as diferentes frequências das componentes de corrente que fluem através do mesmo. Com os valores de corrente obtidos,

são calculados a potência dissipada e o fator de aquecimento do capacitor em função dessas componentes, conforme desenvolvimento apresentado no Capítulo II, para as duas situações de desequilíbrio de carga apresentadas. São comparados os resultados com e sem a operação do circuito de filtro ativo.

Além dos componentes de corrente em baixa frequência apresentados na Figura 65, Figura 66, Figura 70 e Figura 71, são utilizados os valores dos componentes em frequências múltiplas da frequência de comutação e suas bandas laterais. As curvas para a obtenção dos fatores de correção é apresentada na Figura 72, sendo que a curva utilizada nesta comparação é a referente à temperatura de 85°.

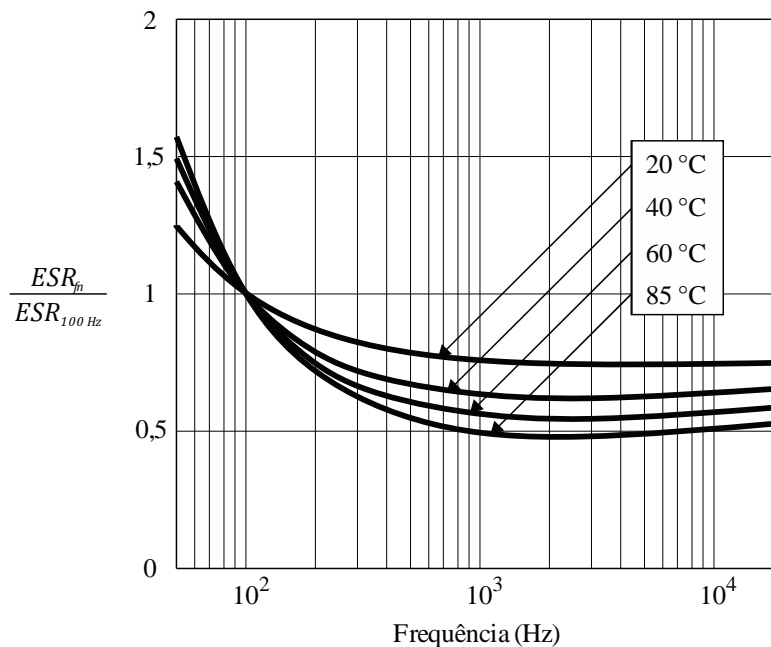


Figura 72 – Característica em frequência da resistência série equivalente para os capacitores de modelo B43703/723 [70].

A Tabela 11 apresenta os resultados dessa comparação, onde pode-se observar que para o desequilíbrio de carga linear, com a utilização do filtro obteve-se uma redução de 70% na potência dissipada pelo capacitor e de 45% no seu fator de aquecimento. Para o caso da carga não-linear, a redução foi menor, sendo de 30% para a potência e 16% para o fator de aquecimento. A redução menor se explica devido à presença de componentes em frequências pares múltiplas da fundamental, que ocorrem em fase e não são canceladas pelo circuito do filtro.

Capítulo IV – Equalizador/Filtro Ativo

Tabela 11 – Comparação de potência dissipada e fator de aquecimento dos capacitores do barramento CC para os resultados de simulação com cargas desequilibradas com e sem a utilização do circuito de filtro.

Parâmetro	Carga linear desequilibrada		Carga não-linear desequilibrada	
	Sem filtro	Com filtro	Sem filtro	Com filtro
Potência dissipada (W)	81,20	24,54	82,58	57,87
Fator de aquecimento	35,35	19,41	35,64	29,84

Com a redução do fator de aquecimento espera-se que os capacitores de barramento operem à uma menor temperatura e assim, a expectativa de vida útil do mesmo aumenta, uma vez que, conforme mencionado no Capítulo II, a principal causa da degradação deste componente é sua elevada temperatura de funcionamento.

4.8 SUMÁRIO

Este Capítulo descreveu o princípio de funcionamento da proposta deste trabalho. Foi realizada uma análise das etapas de funcionamento do circuito, sendo apresentado como o mesmo deve funcionar para realizar o equilíbrio das tensões do barramento CC. Foi realizada a modelagem das correntes dos capacitores de barramento em função do tipo de carga conectada ao inversor e, a partir dos modelos, foi possível verificar-se em quais componentes o circuito era capaz de atuar. Na sequência, foi apresentada a estrutura de controle proposta, a modelagem da planta e o projeto dos controladores. Os resultados de simulação apresentados validam os procedimentos realizados, onde foi possível comprovar que o circuito apresentado é capaz de equalizar as tensões e reduzir as componentes de baixa frequência da corrente dos capacitores do barramento CC da topologia de UPS apresentada. A partir da análise do impacto dessas correntes nos capacitores tomando como exemplo o capacitor eletrolítico de modelo B43723, estima-se ainda que as perdas nos capacitores e seu fator de aquecimento diminuam, o que deve acarretar em um aumento na expectativa de vida útil do mesmo.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES

Neste Capítulo são apresentados os principais resultados experimentais de forma a validar os procedimentos e projetos realizados. Os parâmetros utilizados para a obtenção dos resultados são apresentados na Tabela 12. O sistema de controle foi implementado no DSP (*digital signal processor*) eZdsp™F28335 da Texas Instruments. Maiores detalhes com relação ao protótipo são apresentados no APÊNDICE I.

Tabela 12 – Parâmetros do Protótipo Implementado

Parâmetro	Valor
Potência nominal (S_n)	20 kVA
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	430 V
Tensão eficaz de entrada (V_{in})	127 V
Tensão eficaz de saída (V_o)	127 V
Capacitores do barramento CC (C_1, C_2)	12 mF
Frequência de comutação (f_{sw})	15 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	15 kHz
Indutor do filtro LCL do lado da rede (L_r)	150 μ H
Indutor do filtro LCL do lado do conversor (L_c)	450 μ H
Capacitor do filtro LCL (L_f)	10 μ F
Resistencia de amortecimento (R_f)	2 Ω
Resistencia de dissipação (R_{dis})	2,4 k Ω
Indutor do filtro de saída (L_o)	333 μ H
Capacitor do filtro de saída (C_o)	100 μ F
Indutor do circuito equalizador/filtro (L_k)	333 μ H

Os ensaios foram realizados com a utilização de cargas lineares e não-lineares, descritas no APÊNDICE II. Foram implementadas três cargas do tipo linear e três do tipo não-linear, sendo cada uma dessas cargas responsáveis por consumir 33% da potência aparente de uma fase. Os parâmetros das cargas são apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 – Parâmetros das Cargas Utilizadas nos Ensaio Experimentais

Parâmetro	Valor
Resistência da carga linear (R_{ll})	17,5 Ω
Resistência série da carga não-linear (R_{nl1})	0,3 Ω
Resistência paralelo da carga não-linear (R_{nl2})	35 Ω
Capacitor da carga não-linear (C_{nl})	8 mF

Vale ressaltar que os resultados experimentais apresentados a seguir não são obtidos com os valores de tensão e potência definidos nos capítulos anteriores. Isso foi feito para evitar que o protótipo seja danificado enquanto todos os detalhes referentes a implementação não forem ajustados. Dessa forma, a tensão de barramento (V_{CC}) utilizada foi de 200 V e a tensões eficaz de entrada e saída (V_{in} , V_o) 50 V, o que resulta em uma potência de 1,3 kVA para as cargas construídas. Ainda assim, estes resultados são suficientes para demonstrar e comprovar os conceitos descritos neste trabalho.

A Figura 73 apresenta a tensão e corrente de saída para uma das fases da UPS perante a aplicação de degraus de carga linear. Na Figura 73(a) é ilustrada a aplicação de um degrau de operação a vazio para 100% da potência nominal e posteriormente, na Figura 73(b) um segundo degrau de 100% da potência nominal para a operação à vazio é aplicado. Conforme pode ser observado, para a aplicação ou remoção dos degraus de carga linear, o sistema leva pouco mais de um ciclo da fundamental para atingir o valor de referência.

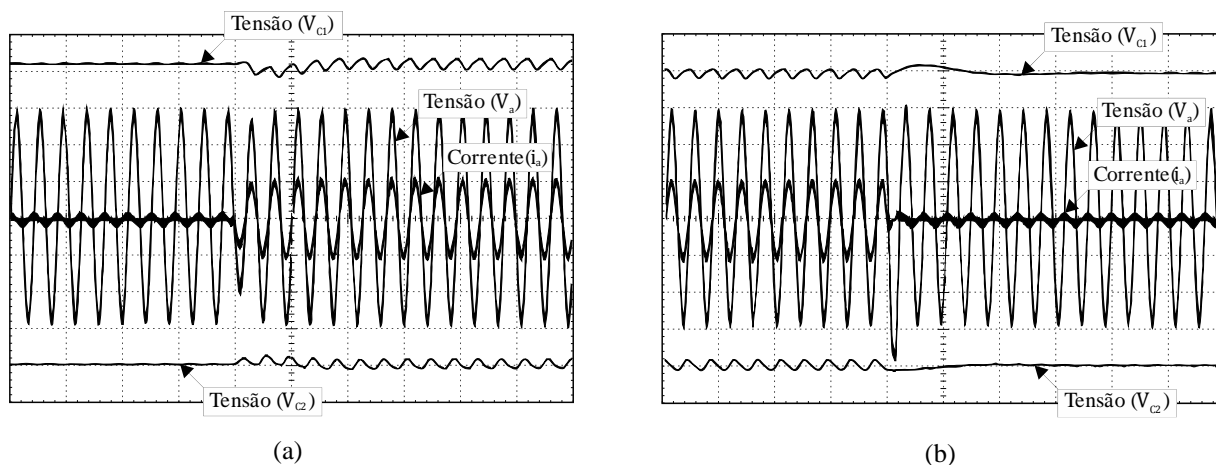


Figura 73 – Resultado experimental do inversor: degraus de carga linear: tensão (25 V/div) e corrente (25 A/div) na fase *a* e tensões do barramento CC (25 V/div). Escala de tempo 40 ms/div. (a) degrau de acréscimo de carga; (b) degrau de decréscimo de carga.

Capítulo V – Resultados Experimentais

A Figura 74 apresenta a tensão e corrente de saída em uma das fases do inversor para a aplicação de um degrau de carga não-linear. É aplicado um degrau de 100% para 66% da potência nominal da UPS. Pode-se observar que o sistema leva pouco mais de um ciclo da fundamental para atingir o valor de referência. A distorção harmônica total da tensão de saída obtida para a condição de 100% de carga não-linear (pior caso) ficou em torno de 7,9%.

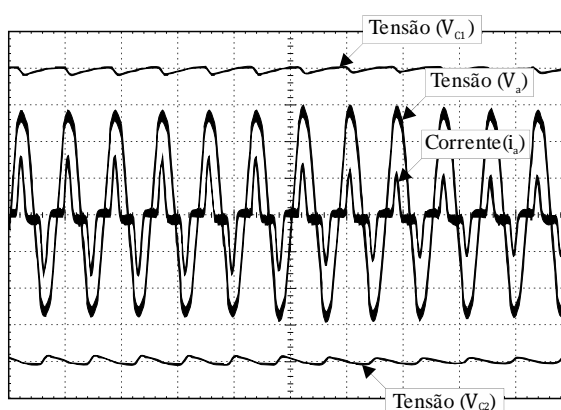


Figura 74 – Resultado experimental do inversor: degrau de carga não-linear: tensão (25 V/div) e corrente (25 A/div) na fase a e tensões do barramento CC (25 V/div). Escala de tempo 20 ms/div.

A Figura 75 apresenta a tensão nos capacitores de barramento e a corrente no circuito equalizador para a condição de desequilíbrio das tensões do barramento CC. Neste ensaio a UPS opera a vazio e o desequilíbrio de tensão é ocasionado pelas não idealidades do circuito. Inicialmente, o circuito equalizador opera com razão cíclica fixa de 50% e posteriormente o sistema de controle de equilíbrio de tensão é acionado.

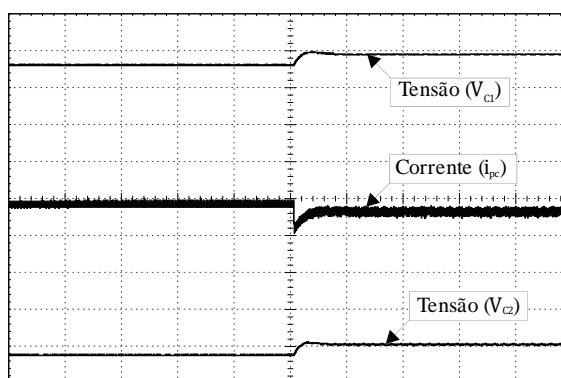


Figura 75 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: desequilíbrio no barramento: tensões do barramento CC (25 V/div) e corrente no circuito equalizador (25 A/div). Escala de tempo 100 ms/div.

Conforme pode-se observar na Figura 75, quando o sistema de controle da tensão diferencial do circuito equalizador passa a operar, as tensões dos capacitores do barramento CC convergem e mantêm-se equilibradas.

Na Figura 76 é apresentada a tensão nos capacitores do barramento e a corrente no ponto central do divisor capacitivo. Neste ensaio foi utilizada uma condição de carga linear desequilibrada, onde uma das fases opera à potência nominal e as outras duas permanecem a vazio. Inicialmente o circuito auxiliar opera apenas com a função de equalizador e posteriormente a função de filtro é acionada.

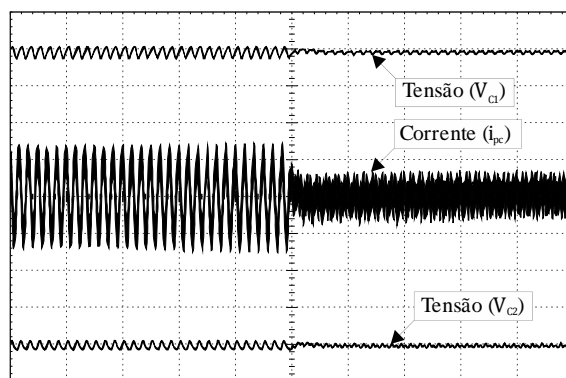


Figura 76 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga linear desequilibrada: tensões do barramento CC (25 V/div) e corrente no ponto central do divisor capacitivo (25 A/div). Escala de tempo 100 ms/div.

Comparando a operação do sistema com e sem a presença do circuito auxiliar operando com função de filtro, pode-se observar uma redução na ondulação de tensão dos capacitores de barramento, onde o valor foi reduzido de 71% com a utilização do filtro. As correntes harmônicas de baixa frequência do ponto central do divisor capacitivo também foram reduzidas, o que pode ser melhor observado na Figura 77.

Capítulo V – Resultados Experimentais

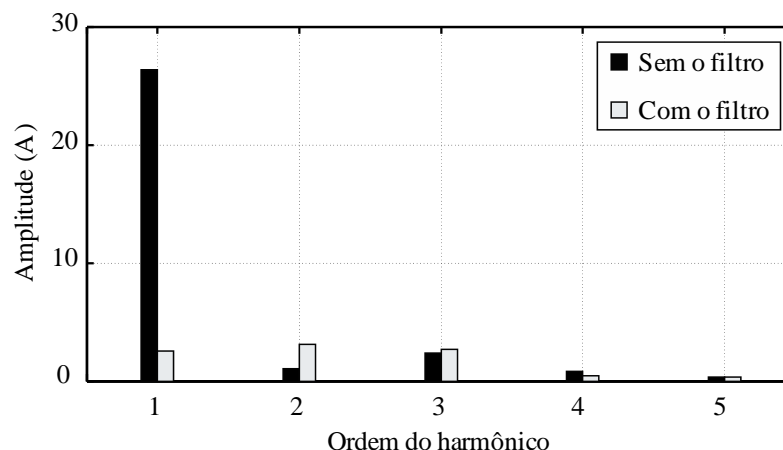


Figura 77 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga linear desequilibrada. Espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).

Um segundo ensaio foi realizado para comparar a operação do sistema com e sem a utilização do filtro. Neste ensaio uma das fases foi conectada a uma carga não linear com potência aparente 66% do valor nominal e as outras duas fases operam a vazio. A Figura 78 apresenta a tensão nos capacitores do barramento e a corrente no ponto central do divisor capacitivo obtidos neste ensaio.

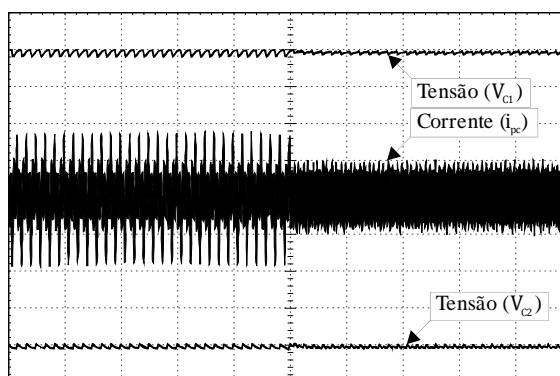


Figura 78 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga não-linear desequilibrada: tensões do barramento CC (25 V/div) e corrente no ponto central do divisor capacitivo (25 A/div). Escala de tempo 100 ms/div.

A comparação da operação do sistema com e sem a presença do circuito do filtro mostra uma redução na ondulação de tensão dos capacitores de barramento, onde o valor obtido foi de

52%. Houve também uma redução das correntes harmônicas de baixa ordem do ponto central do divisor capacitivo cujo espectro harmônico é ilustrado na Figura 79.

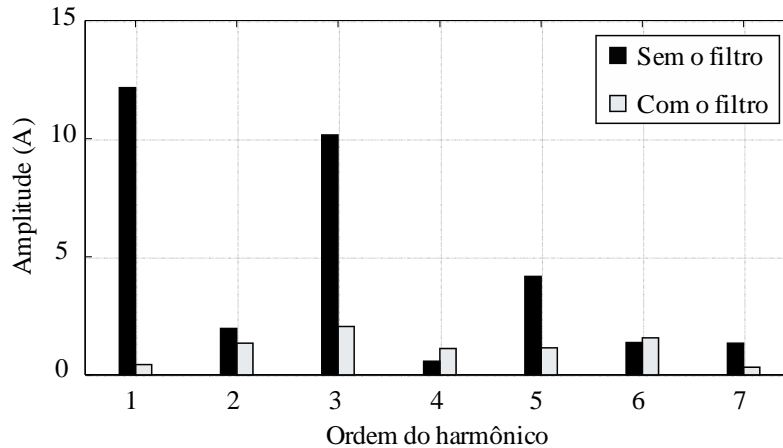


Figura 79 – Resultado experimental do equalizador/filtro ativo: carga não-linear desequilibrada. Espectro harmônico da corrente no ponto central do divisor capacitivo (i_{pc}).

Conforme mostram os resultados experimentais, com o circuito auxiliar operando como filtro ativo, as componentes harmônicas ímpares de baixa frequência da corrente no ponto central do divisor capacitivo são reduzidas, o que deve ocasionar uma redução na corrente dos capacitores, como mostram os modelos dessas correntes e os resultados de simulação. Como no protótipo implementado não há acesso à corrente dos capacitores de barramento, não é possível ilustrar essa redução diretamente nos capacitores.

Com a redução dessas correntes, houve também uma redução na ondulação de tensão. Essa redução poderia proporcionar uma redução na capacitância do barramento CC mas, no caso da UPS, a capacitância deve ser projetada de acordo com o *hold-up time*, que define um período de tempo no qual os capacitores devem fornecer energia para carga durante eventos transitórios. Sendo assim, para esta aplicação, uma redução do barramento não deve ser obtida, no entanto, o conceito pode ser implementado em outras aplicações, de forma que essa redução pode ser alcançada.

CONCLUSÃO

Este trabalho investigou a utilização de um circuito auxiliar para realizar equalização das tensões do barramento CC, bem como a redução das ondulações de corrente em baixas frequências no ponto central do divisor capacitivo de uma UPS trifásica sem transformador.

Inicialmente, no Capítulo II, foi apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre UPSs sem transformador, onde foi definida a topologia utilizada neste trabalho. Foi realizada ainda uma discussão abordando o desequilíbrio de tensão e a ocorrência de correntes de baixa frequência nos capacitores do barramento CC, que ocorrem devido a conexão de cargas desequilibradas e/ou não lineares à UPS, sendo ressaltados os impactos que essas correntes ocasionam ao barramento e, em especial, aos capacitores eletrolíticos utilizados no mesmo. Por fim, foi apresentada uma breve revisão das soluções encontradas na literatura para contornar o problema abordado.

No Capítulo III foi realizada uma análise da topologia de UPS trifásica sem transformador com barramento CC de neutro fixo. A descrição dos conversores retificador e inversor que compõem essa topologia foi realizada detalhadamente neste Capítulo, onde foram apresentadas as funções de cada um desses conversores, bem como a definição de filtros e procedimentos de projeto utilizados para os mesmos. Também foi apresentada a descrição das estruturas de controle, a obtenção dos modelos dinâmicos da planta e o projeto dos sistemas de controle a partir dos modelos obtidos. Por fim, foram apresentados resultados de simulação de que validaram os procedimentos realizados.

O Capítulo IV descreveu o princípio de funcionamento da proposta deste trabalho. Foi realizada uma análise das etapas de funcionamento do circuito, sendo apresentado como o mesmo deve funcionar para realizar o equilíbrio das tensões do barramento CC. Foi realizada a modelagem das correntes dos capacitores de barramento em função do tipo de carga conectada ao inversor e, a partir dos modelos, foi possível verificar-se em quais componentes o circuito era capaz de atuar quando operando com a função de filtro. Na sequência, foi apresentada a estrutura de controle proposta, a modelagem da planta e o projeto dos controladores. Por fim, resultados de simulação validam os procedimentos apresentados.

No capítulo V são apresentados os principais resultados experimentais obtidos em ensaios à partir de um protótipo implementado em laboratório. A partir destes resultados,

juntamente com resultados de simulação, foi possível comprovar que o circuito apresentado é capaz de equalizar as tensões e reduzir as componentes de baixa frequência da corrente dos capacitores do barramento CC da topologia de UPS apresentada. Da análise destes resultados, foi possível se observar uma redução significativa da ondulação de tensão do barramento quando o circuito apresentado opera com a função de filtro. A partir do espectro harmônico da corrente nos capacitores obtido em simulação, foi possível realizar uma análise teórica em que estimou-se uma redução na potência dissipada pelos capacitores eletrolíticos, além de verificar-se uma redução no seu fator de aquecimento, de forma que se espera um aumento na expectativa de vida útil desses capacitores, conforme análises apresentadas no Capítulo II. Apesar de não se ter acesso à corrente dos capacitores experimentalmente, através dos resultados obtidos para a corrente no ponto central do divisor capacitivo, que mostram uma redução das componentes em baixa frequência, é possível concluir que a corrente nos capacitores é reduzida. Isto pode ser comprovado com a análise matemática e resultados de simulação apresentados no capítulo IV. Apesar deste trabalho ser desenvolvido considerando-se uma UPS, os mesmos conceitos podem ser expandidos à outras aplicações.

Como sugestão para trabalhos futuros pode-se citar:

- Estudo para definição da frequência de comutação do circuito auxiliar tomando em consideração: (i) perdas de comutação; (ii) largura de banda necessária para sistema de controle em função das componentes de corrente a serem compensados;
- Estudo de outras técnicas de controle para retificador, inversor e circuito auxiliar;
- Análise do impacto da redução das correntes no projeto dos capacitores de barramento e em sua vida útil, além da análise do impacto nas perdas globais do sistema.

REFERÊNCIAS

- [1] IEA, International Energy Agency. Renewables Information, 2010 – IEA Statistics, 2010.
- [2] Bose, B. K., “Global Warming – Energy, Environmental Pollution, and the Impact of Power Electronics”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 4, nº 1. Pp. 6-17, Mar. 2010.
- [3] Liserre, M., Sauter, T., Hung, J. Y., “Future Energy Systems - Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 4, nº 1, pp. 18-37, Mar. 2010.
- [4] Kroposki, B., Lasseter, R., Ise, T., Morozumi, S., Papatlianassiou, S., Hatziargyriou, N., “Making Microgrids Work”, IEEE Power & Energy Magazine, vol. 6, nº 3, pp. 40-53, May/Jun. 2008.
- [5] Guerrero, J. M., Blaabjerg, F., Zhelev, T., Hemmes, K., Monmasson, E., Jemei, S., Comech, M. P., Granadino R., Frau, J. I., “Distributed generation: Toward a new energy paradigm”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 4, nº 1, pp. 52-64, Mar. 2010.
- [6] Chiradeja, P., Ramakumar R., “An approach to quantify the technical benefits of distributed generation”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, nº 4, pp. 764-773, Dec. 2004.
- [7] Simins, G. , Sethi, P., Davis, R., DeGroat, K., Comwell, D., Jenkins, B., “The role of renewable distributed generation in California’s electricity system”, in Proc. of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol. 1, pp. 546-547, Jul. 2001.
- [8] Nikkhajoei, H., Lasseter, R. H., “Distributed Generation Interface to the CERTS Microgrid”. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 24, nº 3, pp. 1598-1608, Jul. 2009.
- [9] Katiraei, F., Iravani, M. R., “Power Management Strategies for a Microgrid With Multiple Distributed Generation Units”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 21, nº 4, pp. 1821-1831, Nov. 2006.
- [10] K. Alanne and A. Saari, “Distributed energy generation and sustainable development”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 10, nº 6, pp. 539-558, Dec. 2006.

- [11] Chen, L. R., Chu, N. Y., Wang, C. S., Liang R. H., “Design of a reflex based bidirectional converter with the energy recovery function”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, n° 8, p. 3022-3029, Aug. 2008.
- [12] Srivastava, A. K., Kumar, A. A., Schulz N. N., “Impact of distributed generations with energy storage devices on the electric grid”, IEEE Systems Journal, vol. 6, n°, pp. 110-117, Mar. 2012.
- [13] Villeneuve, P. L., “Concerns generated by islanding”, IEEE Power Energy Magazine, vol. 2, n° 3, pp. 49-53, May/Jun. 2004.
- [14] Branco, C. G. C., Torrico-Bascope, R. P., Cruz, C.M.T., Lima, F. K. de A, “Proposal of Three-Phase High-Frequency Transformer Isolation UPS Topologies for Distributed Generation Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, n°, pp. 1520-1531, Apr. 2013.
- [15] Guerrero, J. M., Vásquez, J. C., Matas, J., Castilla, M., Vicuña, L. G. de, “Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 26, n° 3, pp. 726-736, Mar. 2009.
- [16] Abusara, M. A., Guerrero, J. M., Sharkh, S. M., “Line-Interactive UPS for Microgrids”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, n° 3, pp. 1292-1300, Mar. 2009.
- [17] Guerrero, J. M., Vicuña, L. G. de, Uceda, J., “Uninterruptible power supply systems provide protection”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 1, n° 1, pp. 28-38, May 2007.
- [18] Chandorkar, M. C., Divan, D. M, Hu, Y. Banerjee, B., “Novel architectures and control for distributed UPS systems”, in Proc. of APEC, vol. 2 , pp. 683-689, Feb. 1994.
- [19] Nodari, Luís Mariano, **Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta Transitória para um Retificador Monofásico Meia-Ponte**, Dissertação de mestrado submetida à Universidade Estadual de Santa Catarina, Santa Catarina, 2011.
- [20] Kim E.-H., Kwon J.-M., Kwon B.-h., “Transformerless three-phase on-line UPS with high performance”, in Proc. of IET Power Electronics, vol. 2, n° 2, pp. 103-112, Apr. 2009.
- [21] Koffler R., “Transformer or transformerless UPS?”, Power Engineer – IET, vol. 17, n° 3, pp. 34-36, Jun/Jul 2003.

- [22] Günes I., Üstüntepe B., Hava A. M., “Modern Transformerless Uninterruptable Power Supply (UPS) Systems”, in Proc. of ELECO, pp. 316-320, Nov. 2009.
- [23] Wang, W., Chung, H. S-H., Liu, W., “Use of a Series Voltage Compensator for Reduction of the DC-Link Capacitance in a Capacitor-Supported System” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, n° 3, pp. 1166-1174, Mar. 2014.
- [24] Abdennadher, K., Venet, P., Rojat, G., Retif, J. M., Rosset, C., “Kalman Filter Used for on Line Monitoring and Predictive Maintenance System of Aluminium Electrolytic Capacitors in UPS”, in Proc. of ECCE, pp. 3188-3193, Sep. 2009
- [25] Vogelsberger, M.A., Wiesinger, T., Ertl, H., “Life-Cycle Monitoring and Voltage-Managing Unit for DC-Link Electrolytic Capacitors in PWM Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, n° 2, pp. 493-503, 2011.
- [26] Lahyani, A., Venet, P., Grellet, G., Viverge, P.-J., “Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, n° 6, pp. 1199-1207, Aug. 2002.
- [27] Wiesinger, T., Ertl, H., “A novel real time monitoring unit for PWM converter electrolytic capacitors”, in Proc. of PESC, pp. 523-528, 2008.
- [28] Aeloiza, E., Jang-Hwan K., Enjeti, P., Ruminot, P. “A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies”, in Proc. of PESC, pp. 2867-2872, Jun. 2005.
- [29] Abdennadher, K., Venet, P., Rojat, G., Retif, J.M., Rosset, C., “Online monitoring method and electrical parameter ageing laws of aluminium electrolytic capacitors used in UPS”, in Proc. of EPE, pp. 1-9, Sep. 2009.
- [30] Hao Ma, Linguo Wang, “Fault Diagnosis and Failure Prediction of Aluminum Electrolytic Capacitors in Power Electronic Converters”, in Proc. of IECON, pp. 842-847, 2005.
- [31] Abdennadher, K., Venet, P., Rojat, G., Retif, J.M., Rosset, C., “Real time predictive maintenance system of Aluminium Electrolytic Capacitors used in Uninterrupted Power Suppliest”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, n° 4, 1644-1652, Jul/Aug. 2010.

- [32] Kieferndorf, F. D., Förster, M., Lipo, T. A., "Reduction of DC-Bus Capacitor Ripple Current With PAM/PWM Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, n° 2, pp. 607-614, Mar/Apr. 2004.
- [33] Videt, A., Le Moigne, P., Idir, N., Baudesson, P., Cimetiere, X., "A New Carrier-Based PWM Providing Common-Mode-Current Reduction and DC-Bus Balancing for Three-Level Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 3001-3011, Dec. 2007.
- [34] Grigoletto, F. B., Pinheiro, H., "Nova Modulação Vetorial para o Controle da Tensão do Ponto Central do Divisor Capacitivo do Conversor com Ponto Neutro Grampeado", Revista Controle & Automação, vol. 20, n° 3, pp. 439-453, 2009.
- [35] Von Jouanne, A., Dai, S., Zhang, H., "A Multilevel Inverter Approach Providing DC-Link Balancing, Ride-Through Enhancement, and Common-Mode Voltage Elimination", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n° 4, pp. 739-745 Aug. 2002.
- [36] Ceballos, S., Pou, J., Robles, Zaragoza, J., Ibáñez, P., Martin, J. L., "Fault tolerant hybrid four-leg multilevel converter," in Proc. of Power Electronics and Applications, pp. 1-9, 2007.
- [37] Ceballos, S., Pou, J., Robles, E., Gabiola, I., Zaragoza, J., J. Villate, L., Boroyevich, D., "Three-Level Converter Topologies With Switch Breakdown Fault Tolerance Capability," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 982-995, 2008.
- [38] Ceballos, S., Pou, J., Zaragoza, J., Robles, Villate, L., Martin, J. L., "Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converter Solutions Based on Including a Fourth Resonant Leg," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 2293-2303, 2011.
- [39] Shimizu, T., Jin, Y., Kimura, G., "DC Ripple Current Reduction on a Single-Phase PWM Voltage-Source Rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, n° 5, pp. 1419-1429, Sep/Oct. 2000.
- [40] Krein, P. T., Balog, R. S., Mirjafari, M., "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, n° 11, pp. 4690-4698, Nov. 2012.
- [41] Li, H., Zhang, K., Zhao, H., Fan, S., Jian Xiong, J., "Active Power Decoupling for High-Power Single-Phase PWM Rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, n° 3, pp. 1308-1319, Mar. 2013.

- [42] Tanaka, T., Sekiya, T., Baba, Y., Okamoto, M., Hiraki, E., “A new half-bridge based inverter with the reduced-capacity DC capacitors for DC micro-grid”, in Proc. of ECCE, pp. 2564-2569, Sep. 2010.
- [43] Lago J., Heldwein M. L., “Operation and Control-Oriented Modeling of a Power Converter for Current Balancing and Stability Improvement of DC Active Distribution Networks”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, n° 3, pp. 877-885, Mar. 2011.
- [44] Han, B.-M., “A Half-Bridge Voltage Balancer with New Controller for Bipolar DC Distribution Systems”, Energies, vol. 9, n° 3, 2016
- [45] Zhang, L., Gu, B., Dominic, J., Chen, B., Lai, J-H., “A Capacitor Voltage Balancing Method with Zero-Voltage Switching for Split Phase Inverter”, in Proc. of APEC, pp. 2394-2400, Mar. 2014.
- [46] Jang, Y., Jovanović, M. M., Dillman, D. L., Li, S. H., Yang, C. C., “Input-Voltage Balancing of Series-Connected Converters”, in Proc. of APEC, pp. 1153-1160, Mar. 2011.
- [47] Ertl H., Wiesinger T., Kolar J.W., “Active voltage balancing of DC-link electrolytic capacitors”, IET Power Electronics, vol. 1, n° 4, pp. 488-496, Dec. 2008.
- [48] Diab Y., Venet P., Rojat G., “Comparison of the different circuits used for balancing the voltage of supercapacitors: Studying performance and lifetime of supercapacitors”, in Proc. of ESSCAP, Nov. 2006.
- [49] Tracy, J. G., Pfitzer, H. E., “Achieving high efficiency in a double conversion transformerless UPS”, in Proc. of IECON, Nov. 2005.
- [50] Zhang, R., Prasad, V. H., Boroyevich, D., “Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, n° 3, pp. 314-326, May 2002.
- [51] Zhang, R., **High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source**, PHD Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State, Virginia, 1998.
- [52] Lowenstein M., Z., “Eliminating Harmonic Neutral Current Problems”, in Proc. of Transmission and Distribution Conference and Exposition, pp. 1-4, Apr. 2008.

- [53] Abdennadher, K., Venet, P., Rojat, G., Retif, J. M., Rosset, C., “A Real-Time Predictive-Maintenance System of Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Uninterrupted Power Supplies”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, n° 4, 1644-1652, Jul/Aug. 2010.
- [54] Kolar, J. W., Round, S. D., “Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems”, in *Proc. of Electric Power Application*, vol. 153, pp. 535-543, 2006.
- [55] McGrath, B. P., Holmes, D. G., “A General Analytical Method for Calculating Inverter DC-Link Current Harmonics”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n° 5, pp. 1851-1859, Sep/Oct. 2009.
- [56] Hava, A. M., Ayhan U., Aban V. V., “A DC bus capacitor design method for various inverter applications”, in *Proc. of ECCE*, pp. 4592-4599, 2012.
- [57] Rendusara, D., Cengelci, E., Enjeti, P., Lee, D. C., “An evaluation of the DC-link capacitor heating in adjustable speed drive systems with different utility interface options”, in *Proc. of APEC*, vol. 2, pp. 781-787, Mar. 1999.
- [58] *Uninterruptible Power Systems (UPS) – Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements*, IEC Std. 62040-3, Mar. 1999.
- [59] Liserre M., Blaabjerg F., and Hansen S., "Design and control of an LCL-filterbased three-phase active rectifier", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1281-1291, 2005.
- [60] Simoes M. G., Al-Durra A., Muyeen S. M., “LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1225-1232, Mar. 2014.
- [61] Reznik A., Simoes M. G., Al-Durra A., Muyeen S. M., “LCL filter design and performance analysis for small wind turbine systems”, in *Proc. of PEMWA*, pp. 1-7, Jul. 2012.
- [62] Araújo, Rômulo Diniz, **Projeto e Simulação de Filtros L e LCL para Interconexão de Inversor NPC Trifásico à Rede**, Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

- [63] Nishioka, J. K., Mezaroba, M., Michels, L., Rech, C., “Retificador PWM Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL e Amortecimento Ativo”, in Proc. of INDUSCON, Nov. 2010.
- [64] Dannehl, J., Wessels, C., Fuchs, S. W., “Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, n° 2, pp. 380-388, Feb. 2009.
- [65] Segala, José Julio Cansi, **Estudo e Modelagem de um Inversor Modulado por Valores Instantâneos de Tensão**, Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 1993.
- [66] Botterón, Fernando, **Controladores Discretos de Tensão Baseados no Princípio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifásicos PWM**, Tese de doutorado submetida à Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2005.
- [67] Ribas, Samuel P., **Um Controle Ótimo Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia: Projeto, Validação Experimental e Análise de Desempenho**, Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2011.
- [68] Botterón, Fernando, **Análise, Projeto e Implementação de um Inversor PWM Trifásico para UPS de Média Potência**, Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2001.
- [69] Olalla, C., Leyva, R., Aroudi, A. El, Queinnec, I., “Robust LQR Control for PWM Converters: An LMI Approach” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, n° 7, pp. 2548-2558, Jul. 2009.
- [70] TDK Group, EPCOS AG, “Aluminum electrolytic capacitors: Capacitors with screw terminals: Series/Type: B43703, B43723 (Datasheet)”, Oct. 2015.
- [71] Texas Instruments, “TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (Datasheet)”, Feb. 2008.
- [72] Semikron, “IGBT Module Stack: Three-phase inverter SKS 88F (B6CI)2P 61 V12 (Datasheet)”, May 2014.
- [73] Semikron, “IGBT Driver Core: SKYPER 32 PRO R (Datasheet)”, Sept. 2010.

APÊNDICE I

PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Um protótipo foi implementado em laboratório com o objetivo de extrair resultados experimentais para demonstrar na prática a viabilidade dos procedimentos descritos ao longo da dissertação. A Figura A.I. 1 apresenta uma fotografia do protótipo implementado. A Figura A.I. 2 apresenta o diagrama elétrico da parte de potência e a Figura A.I. 3 da parte de instrumentação e controle.

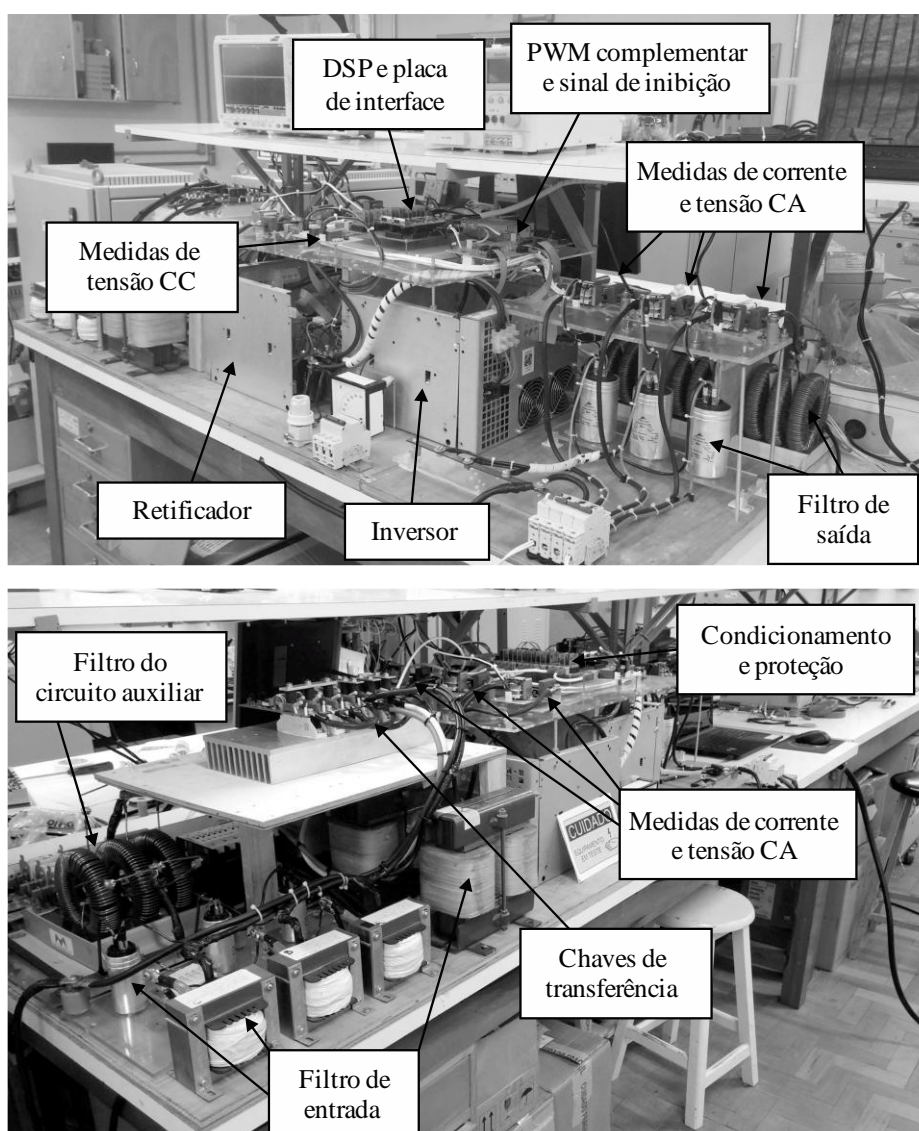


Figura A.I. 1 – Fotografia do protótipo implementado.

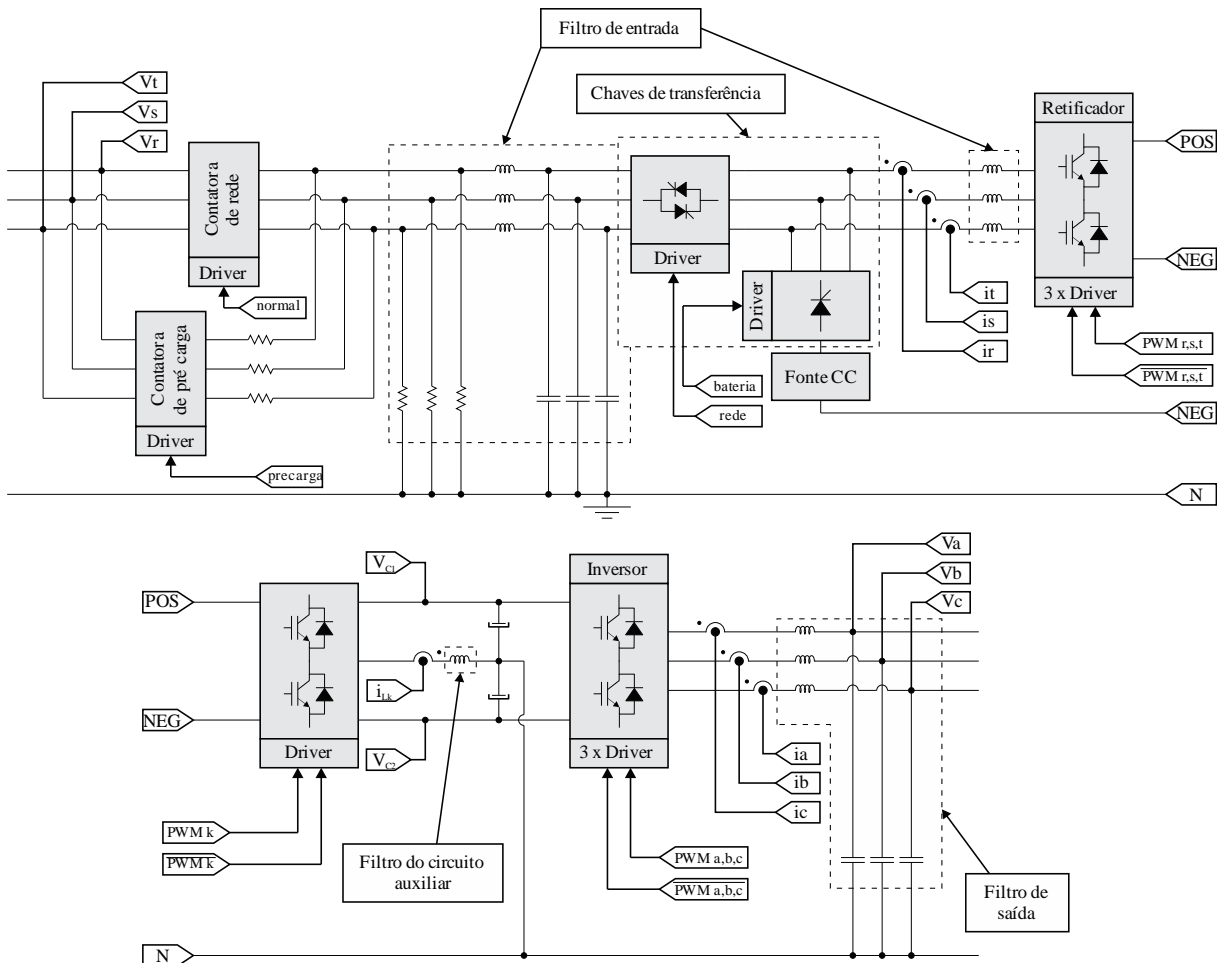


Figura A.I. 2 – Diagrama elétrico de potência do protótipo implementado.

Conforme mencionado no Capítulo 5, o sistema de controle foi implementado em um DSP de modelo eZdsp™F28335 (Texas Instruments®) [71]. Para o retificador e inversor foi utilizado um módulo modelo SKS 88F (B6CI)2P 61 V12 (Semikron®) [72], composto por seis braços de interruptores IGBT modelo SEMiX 202GB12E4s. O módulo apresenta ainda um banco de capacitores, além de incluir *drivers* de modelo SKYPER 32 PRO R (Semikron®) [73] para acionamento dos IGBTs. Para o circuito auxiliar foi utilizado um único braço de interruptores de mesmo modelo e *driver*. O módulo de tiristores utilizado como chave de transferência entre os modos de operação foi fornecido pela empresa SMS Tecnologia em Eletrônica Ltda., juntamente com seus circuitos de *driver*. O banco de baterias foi emulado por uma fonte CC. Os circuitos auxiliares utilizados para medição dos sinais de tensão e corrente, condicionamento e proteção, geração de sinais PWM complementares serão brevemente descritos na sequência.

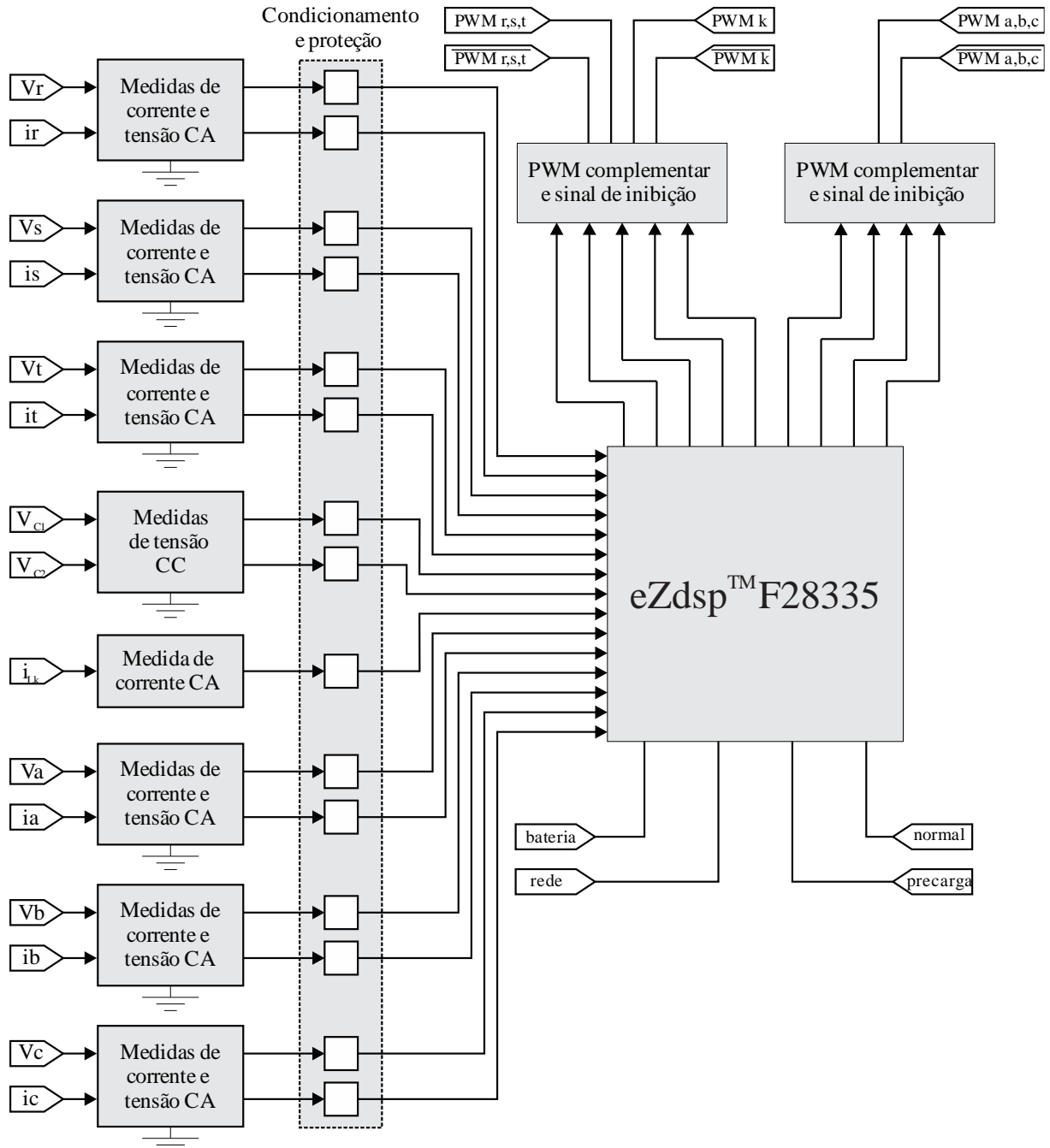


Figura A.I. 3 – Diagrama elétrico de instrumentação e controle do protótipo implementado.

A.I.1 MEDIDAS DE TENSÃO E CORRENTE CA

A aquisição das três medidas das tensões e correntes CA da entrada (retificador) e das três medidas das tensões e correntes CA saída (inversor) são realizadas por 6 placas. Cada placa é responsável pela aquisição de uma medida de tensão e uma medida de corrente. O diagrama do circuito das placas de medida de tensão e corrente CA é apresentado Figura A.I. 4.

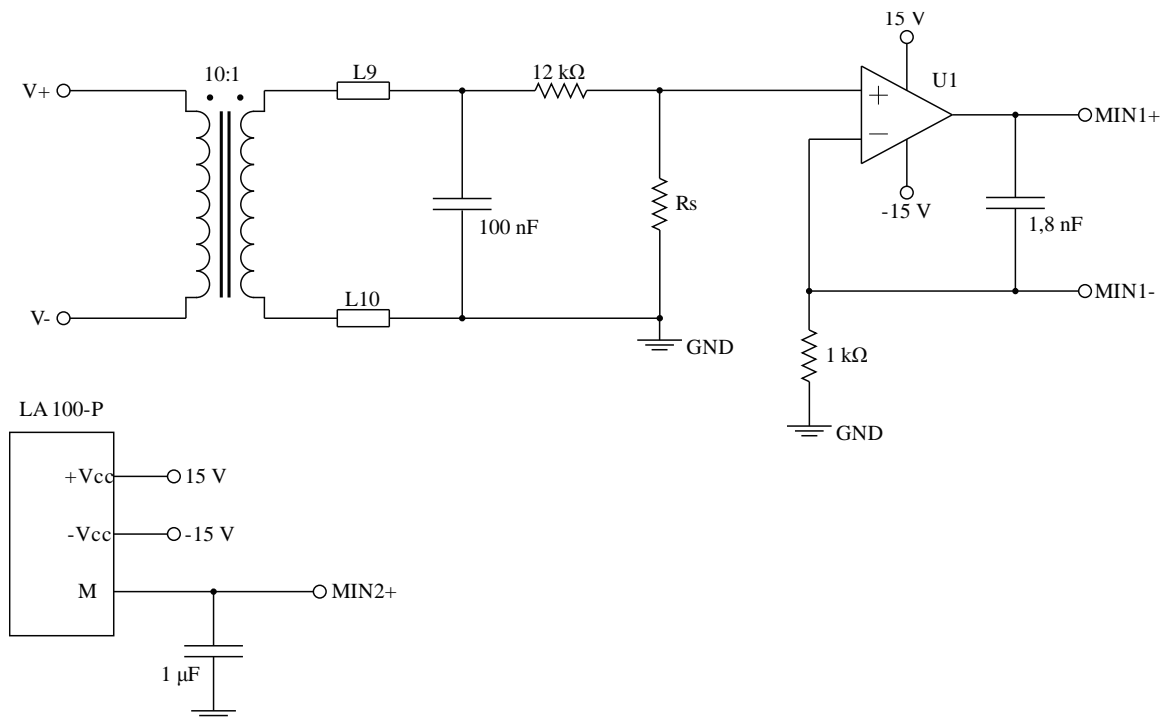


Figura A.I. 4 – Diagrama elétrico da placa de medida de tensão e corrente CA.

O sensor de tensão é composto por um transformador isolador e um divisor resistivo. A tensão medida no circuito de potência é reduzida tanto pelo transformador isolador como pelo divisor resistivo e, posteriormente, o sinal em tensão é convertido em corrente para que seja transmitido para a placa de instrumentação e proteção.

Para a medição de corrente é utilizado um sensor de corrente por efeito *Hall* de modelo LA 100-P do fabricante LEM[®]. O sensor disponibiliza um sinal de saída em corrente, que é então transmitido para a placa de instrumentação e proteção.

A.I.2 MEDIDAS DE TENSÃO CC

A aquisição das tensões do barramento CC é realizada por uma placa específica. O diagrama do circuito é ilustrado na Figura A.I. 5. A placa é constituída por um transdutor de tensão de modelo LV 25-P do fabricante LEM[®]. É utilizado ainda um conjunto de resistores para limitar a corrente de entrada do sensor. O sinal de saída do sensor é galvanicamente isolado da entrada e disponibilizado na forma de corrente. Este sinal é posteriormente transmitido para a placa de condicionamento e proteção.

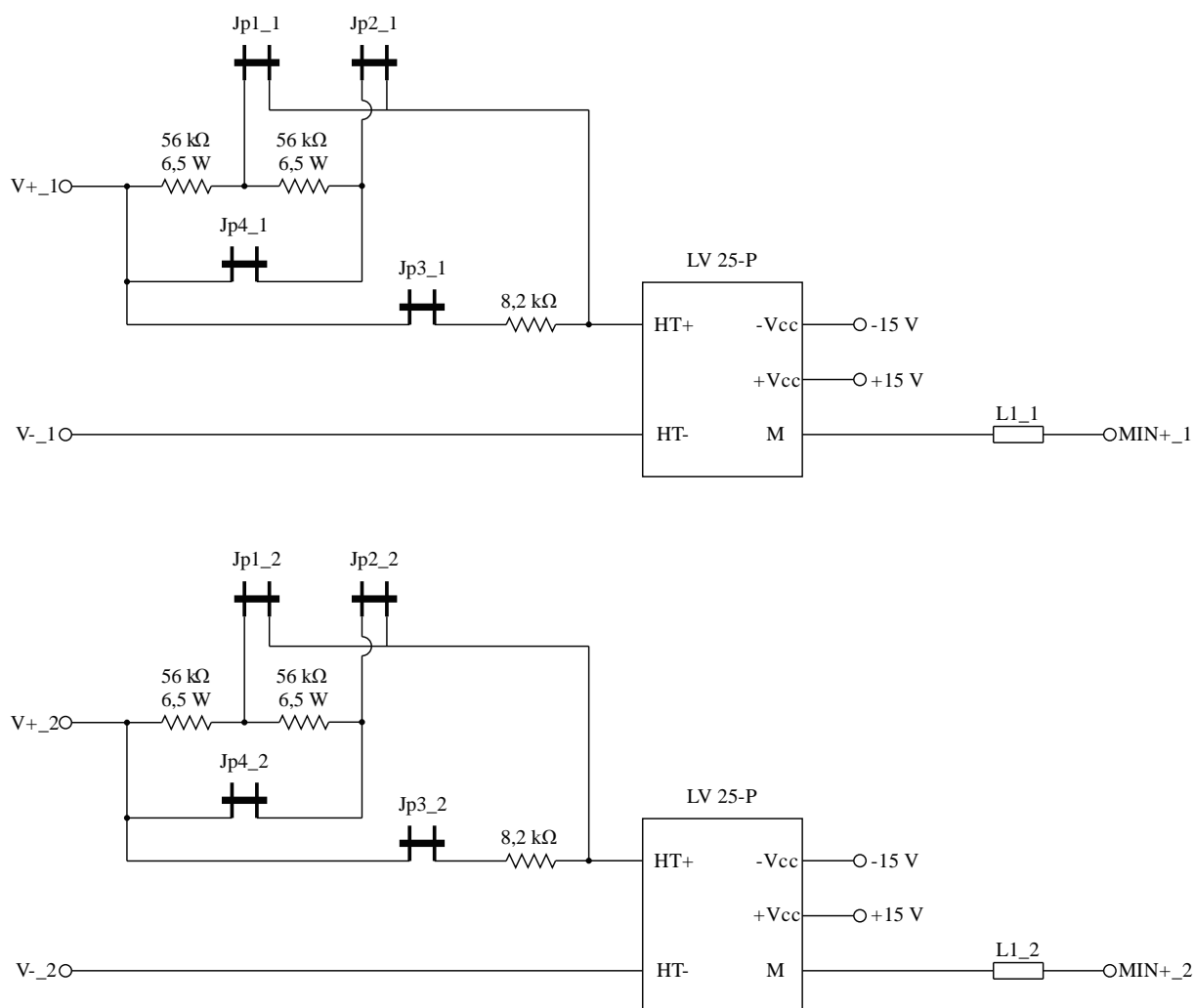


Figura A.I. 5 – Diagrama elétrico da medida de tensão CC.

A.I.3 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO E PROTEÇÃO

O condicionamento das medidas de corrente e tensão da UPS é realizado por 15 placas, sendo cada uma responsável pelo condicionamento de um sinal. Sua função é receber os sinais em corrente das placas dos sensores e convertê-los em tensão, realizando um ajuste para um nível compatível com o DSP, adicionando ainda um *offset* para as medidas CA. Essa placa tem ainda um circuito de proteção para evitar danos aos conversores A/D no caso da tensão do circuito de condicionamento exceder os limites suportados pelo DSP. Esse circuito é composto por diodos de grampeamento e um amplificador operacional na configuração *rail-to-rail*. O diagrama do circuito de condicionamento e proteção é ilustrado na Figura A.I. 6.

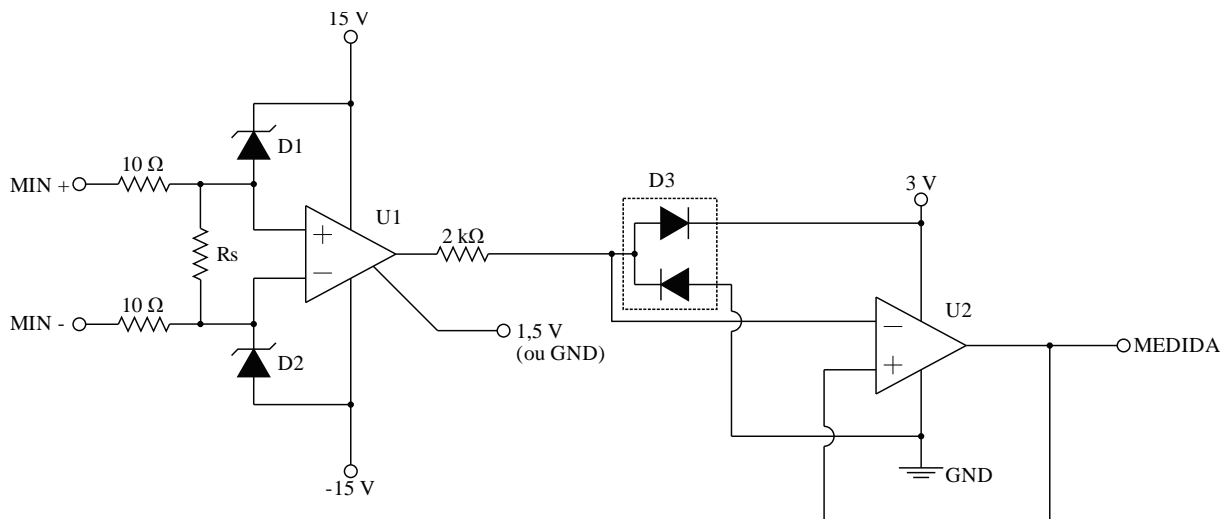


Figura A.I. 6 – Diagrama elétrico dos circuitos de condicionamento e proteção.

A.I.4 CIRCUITO DE PWM COMPLEMENTAR E SINAL DE INIBIÇÃO

A geração dos sinais PWM complementares foi realizada em *hardware*. O diagrama elétrico é apresentado na Figura A.I. 7, na Figura A.I. 8 e na Figura A.I. 9. A placa é responsável por gerar o sinal complementar de quatro sinais PWM gerados pelo DSP. Dessa forma, são utilizadas duas placas: uma para comandar o retificador e o circuito auxiliar; e a outra para comandar o inversor. O circuito é composto por amplificadores de sinal que utilizam transistores, e portas lógicas do tipo NOT. O circuito apresenta ainda portas lógicas do tipo NAND para “desabilitar” todos os comandos PWM conforme sinal de inibição enviado pelo DSP. Por fim, são utilizados ainda CIs 4093 na saída dos amplificadores. Esses componentes operam como *buffer* de tensão.

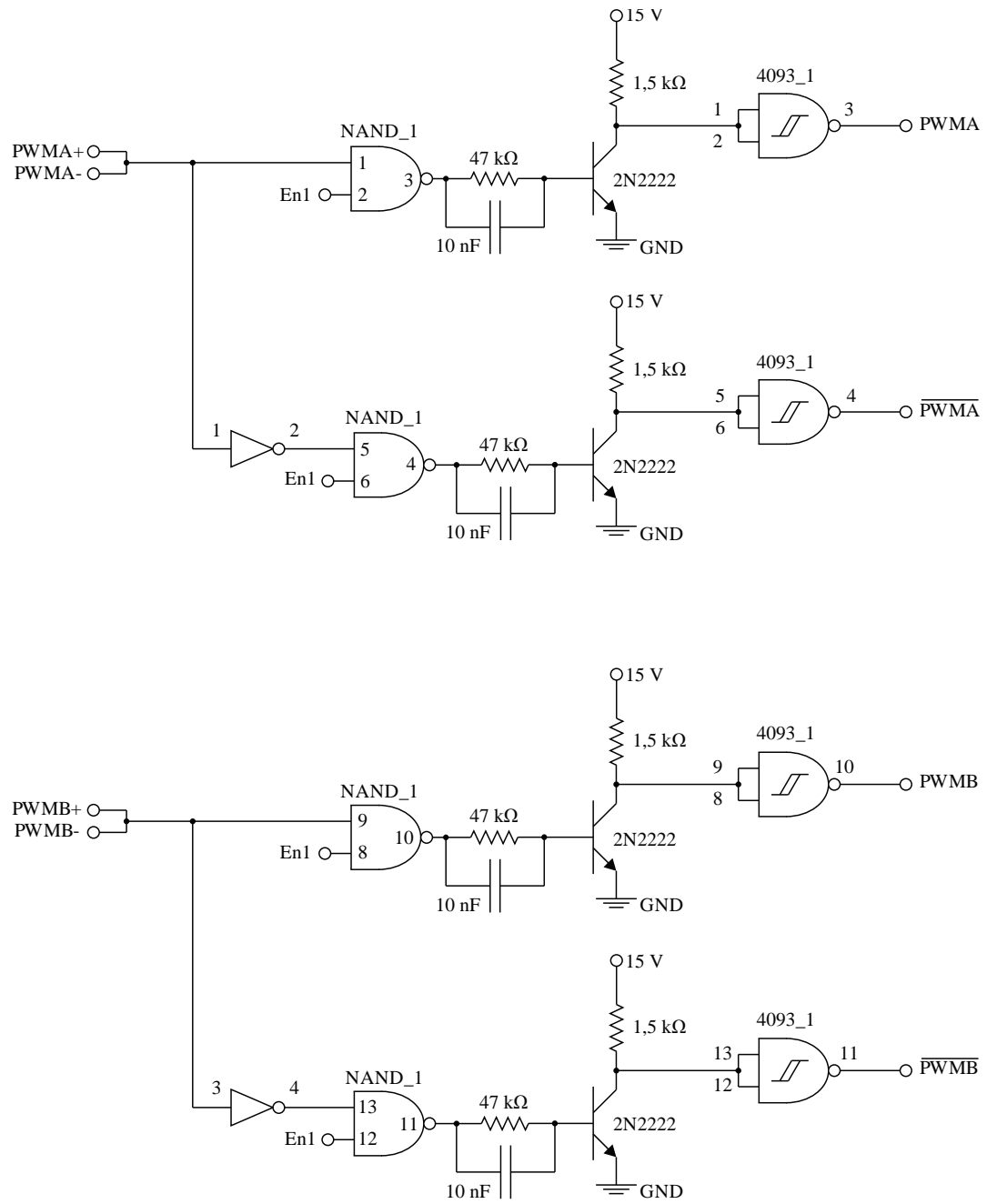


Figura A.I. 7 – Geração do sinal PWM complementar: PWMs A e B.

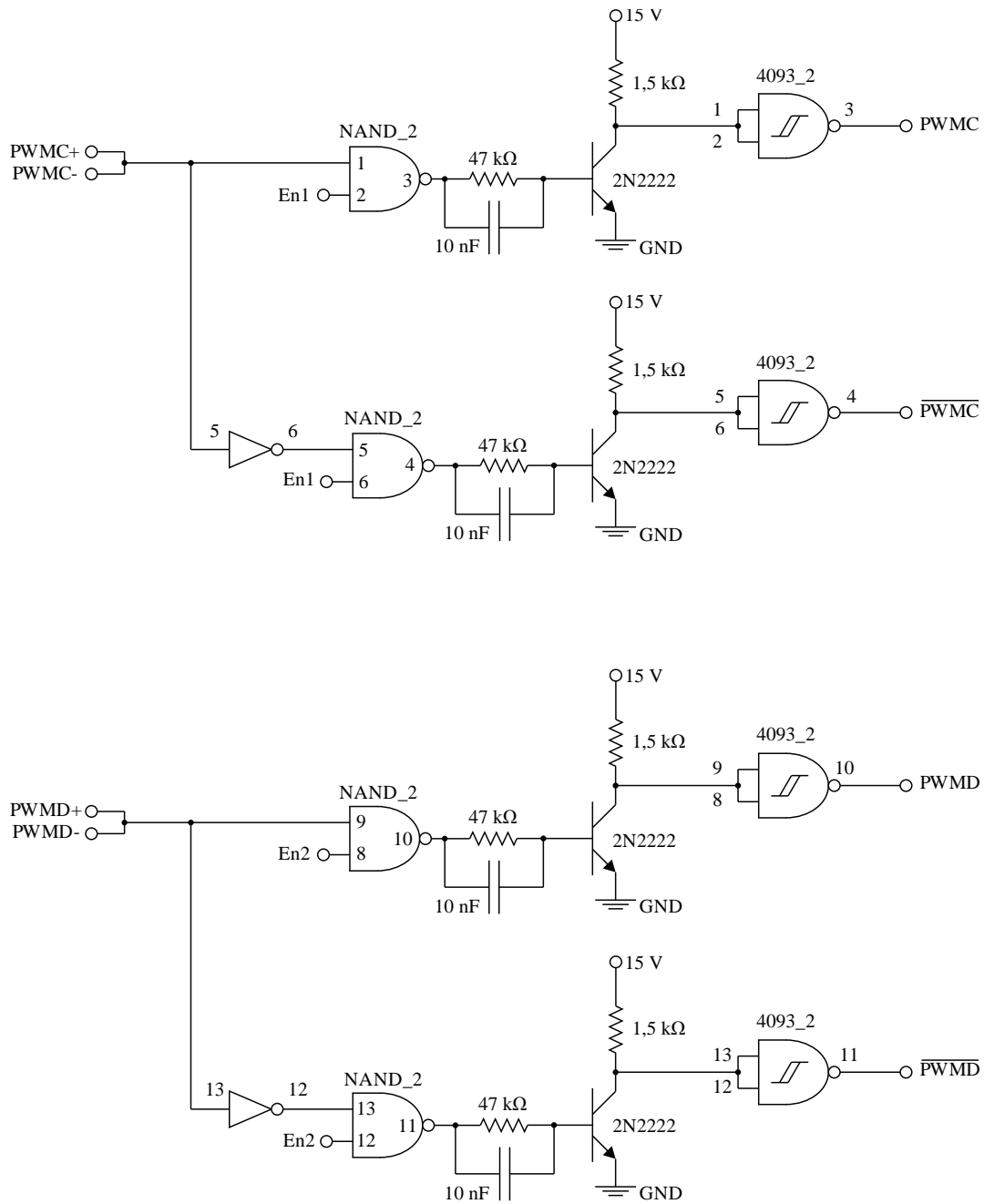


Figura A.I. 8 – Geração do sinal PWM complementar: PWMs C e D.

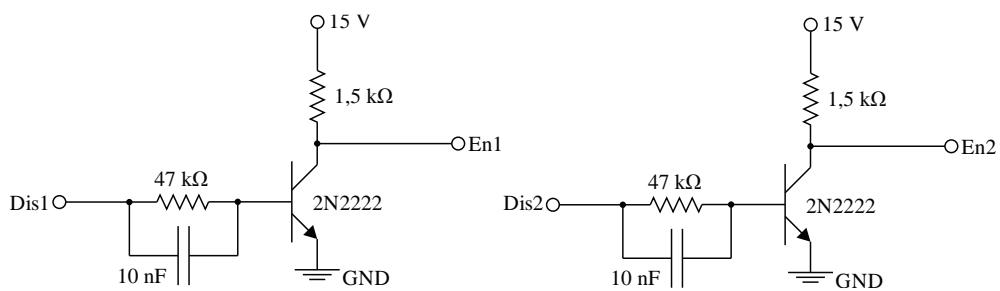


Figura A.I. 9 – Amplificador dos sinais de inibição.

APÊNDICE II
ESPECIFICAÇÕES DE DESEMPENHO DE SAÍDA CONFORME
NORMA INTERNACIONAL IEC 62040-3

Para avaliar o desempenho da UPS é utilizado como referência os procedimentos descritos pela norma IEC 62040-3, que especifica requerimentos de teste e métodos de especificação de performance de UPS.

A) Desempenho em regime:

Em regime permanente a tensão de saída da UPS deve apresentar forma de onda senoidal com uma distorção harmônica total inferior a 8%. A tensão de saída ainda deve satisfazer os níveis harmônicos individuais apresentados na Tabela A.II. 1.

Tabela A.II. 1 – Limite de Harmônicos Individuais Conforme IEC 62040-3

Harmônicos ímpares não múltiplos de 3		Harmônicos ímpares múltiplos de 3		Harmônicos pares	
Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,5				

B) Desempenho transitório:

Com relação ao desempenho transitório da tensão de saída da UPS, essa não deve exceder os limites estabelecidos pela Figura A.II. 1 durante a troca de modo de operação ou sob aplicação de degraus de carga linear ou não-linear, conforme métodos de ensaio descritos a seguir:

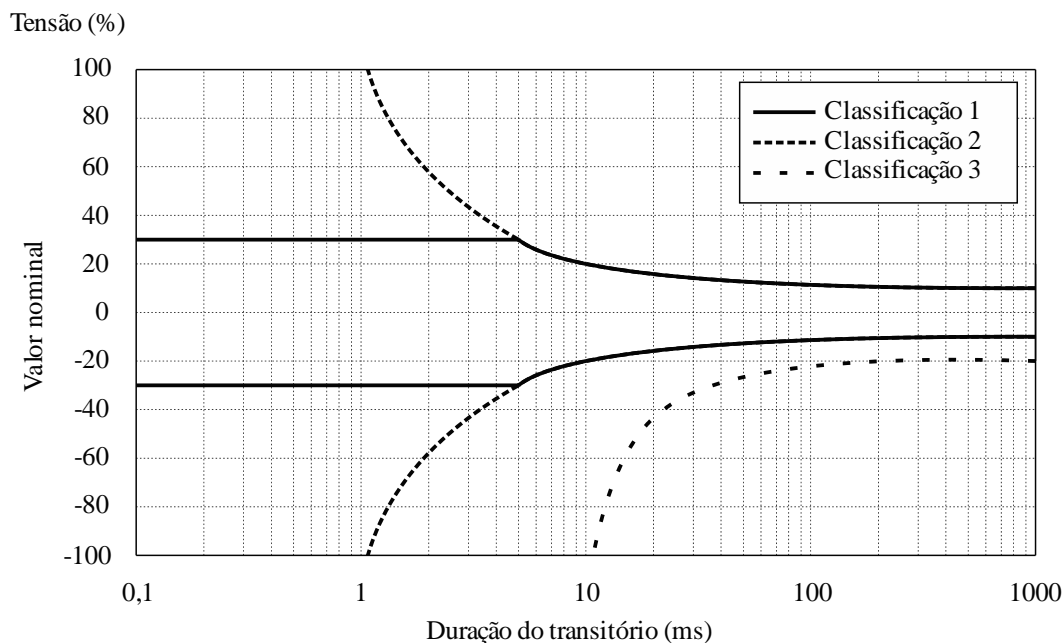


Figura A.II. 1 – Curvas de desempenho dinâmico de saída da UPS.

B.1) Ensaio com carga linear resistiva:

Considerando a UPS operando a vazio e em modo normal de operação, utilizando o circuito da Figura A.II. 2, aplicar um degrau de carga resistiva composta por 20% da potência ativa nominal da UPS e na sequência outro degrau composto por 80% da potência ativa da UPS, totalizando 100%. O degrau deve ser aplicado quando a tensão de saída apresentar o seu valor de pico. Observa-se a forma de onda da tensão de saída, cujo desvio do valor RMS medido a cada meio ciclo deve permanecer dentro das tolerâncias estabelecidas na Figura A.II. 1. Repetir as medições para a redução de potência de 100% de carga linear para 20%.

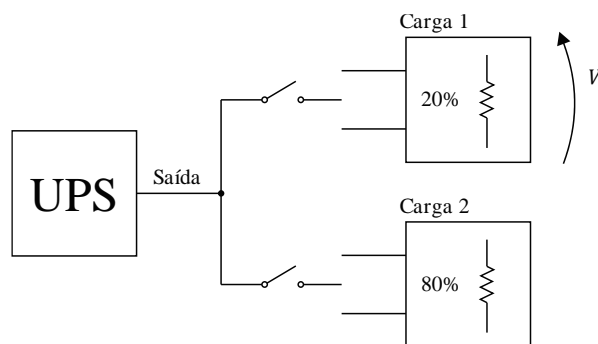


Figura A.II. 2 – Método de ensaio de degrau de carga linear.

B.2) Ensaio com carga não-linear padrão:

A carga não-linear padrão descrita na norma consiste no circuito apresentado na Figura A.II. 3, cujos elementos passivos devem ser dimensionados de acordo as expressões (A.II.1), (A.II.2) e (A.II.3).

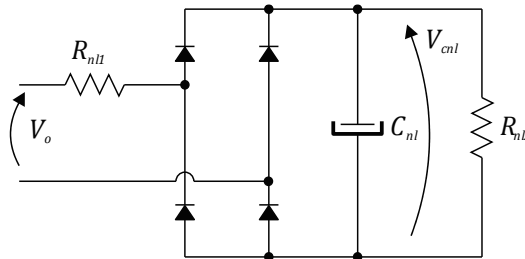


Figura A.II. 3 – Carga não-linear padrão.

$$R_{nl1} = \frac{0,04 V_o^2}{S_f} \quad (\text{A.II.1})$$

$$R_{nl2} = \frac{(1,22 V_o)^2}{0,66 S_f} \quad (\text{A.II.2})$$

$$C_{nl} = \frac{7,5}{f_g R_{nl2}} \quad (\text{A.II.3})$$

Onde f_g é a frequência fundamental da tensão de saída e S_f é a potência aparente nominal por fase.

Considerando a UPS operando a vazio e em modo normal de operação, utilizando o circuito da Figura A.II. 4, em condições de regime permanente, aplicar três de carga não linear padrão referentes a 33% da potência aparente nominal da UPS, totalizando 100%. O degrau deve ser aplicado quando a tensão de saída apresentar o seu valor de pico. Observa-se a forma de onda da tensão no capacitor C_{nl} da carga não-linear, cujo desvio deve permanecer dentro das tolerâncias estabelecidas na Figura A.II. 1. Os capacitores da carga devem encontrar-se desenergizados antes da aplicação dos degraus. Repetir as medições para redução de 100% para 66% e 33%, respectivamente.

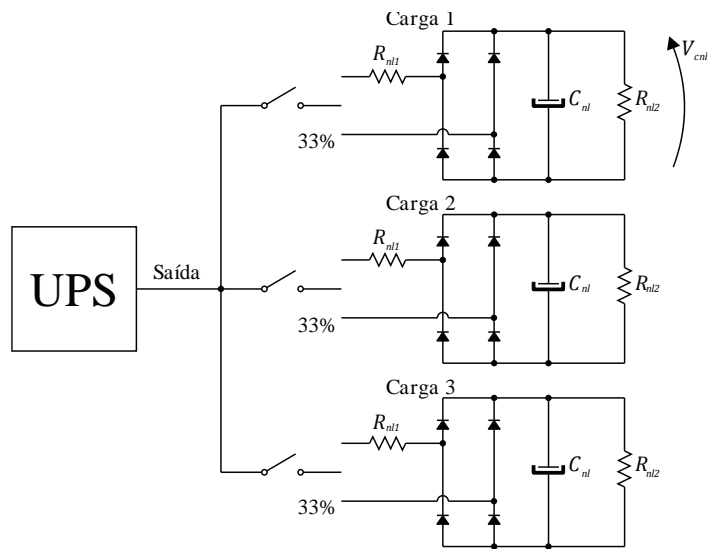


Figura A.II. 4 – Método de ensaio de degrau de carga não-linear padrão.