

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

**FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA TRIFÁSICA DE ALTO
DESEMPENHO SEM TRANSFORMADOR COM DUPLA
FUNCIONALIDADE DO ESTÁGIO DE ENTRADA E
SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

William Alegranci Venturini

Santa Maria, RS, Brasil

2016

William Alegranci Venturini

FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA TRIFÁSICA DE ALTO DESEMPENHO SEM TRANSFORMADOR COM DUPLA FUNCIONALIDADE DO ESTÁGIO DE ENTRADA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL

Dissertação apresentada ao Programa 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. Fábio Ecke Bisogno

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).

Alegranci Venturini, William

FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA TRIFÁSICA DE ALTO DESEMPENHO SEM TRANSFORMADOR COM DUPLA FUNCIONALIDADE DO ESTÁGIO DE ENTRADA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL / William Alegranci Venturini.- 2016.

198 p.; 30 cm

Orientador: Fábio Ecke Bisogno

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

1. Eletrônica de Potência 2. Fonte Ininterrupta de Energia 3. Controle Digital 4. Modelagem 5. Dupla Conversão I. Ecke Bisogno, Fábio II. Título.

William Alegranci Venturini

FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA TRIFÁSICA DE ALTO DESEMPENHO SEM TRANSFORMADOR COM DUPLA FUNCIONALIDADE DO ESTÁGIO DE ENTRADA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL

Dissertação apresentada ao Programa 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:

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Rodrigo Varella Tambara, Dr. (UNIFRA)

Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2016

AGRADECIMENTOS

Agradeço especialmente ao professor Fábio Ecke Bisogno, pela amizade e estímulo com que orientou minhas atividades e pela confiança depositada em mim e em meu trabalho.

Ao professor Mário Lúcio da Silva Martins, pelo conhecimento transmitido, sugestões e contribuições para a realização deste trabalho.

Ao professor Humberto Pinheiro, pelo incrível suporte ao longo das implementações e das discussões técnicas.

A todos meus amigos, familiares e colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), pela convivência no dia a dia, sempre proporcionando, não só um ambiente de aprendizado, mas também de descontração, tornando a caminhada mais fácil e agradável.

À minha mãe, Lourdes Alegranci, pela educação, incentivo e suporte durante toda minha vida, além do grande exemplo de solidariedade, honestidade e simplicidade.

A meu pai, Paulo Gilberto De Pra Venturini (in memoriam), que para mim foi um grande exemplo de determinação e superação.

Ao grupo LEGRAND pela troca de conhecimento e suporte financeiro à pesquisa.

À Universidade Federal de Santa Maria, na qual construí toda a minha formação acadêmica.

A Deus, por nunca ter me abandonado e sempre ter me dado forças e iluminado meu caminho para que eu pudesse concluir mais uma etapa da minha vida.

“Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá. De alguma maneira você chega lá.”

(Ayrton Senna)

“O dinheiro faz homens ricos, o conhecimento faz homens sábios e a humildade faz grandes homens.”

(Mahatma Gandhi)

RESUMO

FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA TRIFÁSICA DE ALTO DESEMPENHO SEM TRANSFORMADOR COM DUPLA FUNCIONALIDADE DO ESTÁGIO DE ENTRADA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL

AUTOR: William Alegranci Venturini

ORIENTADOR: Fábio Ecke Bisogno

Esta dissertação de mestrado propõe uma topologia de fonte ininterrupta de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*) trifásica de dupla conversão sem transformador com custo reduzido e sistema de controle digital. A UPS proposta é composta por um estágio de entrada, um banco de baterias, um inversor, um circuito auxiliar e chaves de transferência. O estágio de entrada assume a função de retificador trifásico com filtro LCL em modo normal de operação da UPS e é responsável pela descarga do banco de baterias em modo bateria de operação. Esta configuração reduz o custo do sistema, pois permite que seja aproveitado um circuito disponível e dimensionado para a potência nominal da UPS para a descarga do banco de baterias. Em topologias convencionais de UPSs de dupla conversão o estágio de entrada permanece ocioso durante este modo de operação e um circuito adicional é empregado para este fim. O circuito auxiliar é formado por um indutor e um braço de interruptores e é utilizado como carregador de baterias em modo normal de operação e adicionalmente é utilizado para realizar o equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento em modo bateria. Com esta configuração, o circuito auxiliar pode ser dimensionado para apenas uma fração da potência nominal da UPS, propiciando também a redução do custo total do sistema. As chaves de transferência alteram as configurações do estágio de entrada e do circuito auxiliar de acordo com o modo de operação da UPS. É apresentada a operação detalhada da topologia, a modelagem, a estrutura de controle digital utilizada e os resultados obtidos via simulação. Por fim, um protótipo de 20 kVA é implementado e resultados experimentais são adquiridos para a validação da metodologia de projeto empregada bem como da funcionalidade do circuito proposto.

Palavras-Chave: Controle Digital, Dupla conversão, Eletrônica de Potência, Fonte Ininterrupta de Energia, Modelagem.

ABSTRACT

HIGH PERFORMANCE THREE-PHASE TRANSFORMERLESS UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY WITH DOUBLE FUNCTIONALITY OF THE INPUT STAGE AND DIGITAL CONTROL SYSTEM

AUTHOR: William Alegranci Venturini

ADVISOR: Fábio Ecke Bisogno

This master's thesis proposes a three-phase transformerless double-conversion UPS with digital control system and reduced overall cost. The topology is composed of an input stage, a battery bank, an inverter, an auxiliary circuit and transfer switches. The input stage assumes the three-phase rectifier function with LCL filter in normal operation mode and is responsible for discharge the battery bank in backup mode. This configuration reduces the system cost since an available circuit is used to discharge the battery bank. In conventional double-conversion UPS topologies the input stage remains inactive during the backup mode and an additional circuit is employed for this purpose. The auxiliary circuit is formed by an inductor and a switching leg and is used as a battery charger during normal operation mode and is additionally used to balance the bus capacitors voltages in backup mode. In this configuration, the auxiliary circuit can be designed for only a fraction of the UPS rated power, also providing lower total system cost. Transfer switches change the configuration of the input stage and the auxiliary circuit according to the UPS operating mode. The detailed operation of the topology, modelling, digital control structure, and the results obtained by simulation are showed. Finally a 20 kVA prototype is implemented and experimental results are acquired for the validation of the employed design methodology as well as the proposed circuit functionality.

Keywords: Digital Control, Double Conversion, Modelling, Power Electronics, Uninterruptible Power Supply.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração de UPS do tipo <i>passive stand-by</i> (Adaptado de: IEC 62040-3).	28
Figura 2 – Configuração da UPS <i>line interactive</i> (Adaptado de: IEC 62040-3).	29
Figura 3 – Diagrama de blocos genérico de uma UPS de dupla conversão com <i>bypass</i> (Adaptado de: IEC 62040-3).	30
Figura 4 – Topologia UPS de dupla conversão não isolada com CFP (HIRACHI, 1994).	36
Figura 5 – Topologia UPS de dupla conversão não isolada com conversor bidirecional (HIRACHI, 1996).	37
Figura 6 – Topologia UPS de dupla conversão não isolada com balanço das tensões dos capacitores de barramento (HIRACHI, 1996).	38
Figura 7 – UPS trifásica convencional (KIM, 2009).	39
Figura 8 – UPS trifásica sem transformador (KIM, 2009).	40
Figura 9 – Diagrama de blocos da UPS proposta.	42
Figura 10 – Topologia UPS trifásica proposta. Circuito completo.	44
Figura 11 – Estágio de entrada da UPS operando como retificador PWM trifásico com filtro LCL.	49
Figura 12 – Estágio de entrada da UPS operando como descarregador do banco de baterias.	50
Figura 13 – Relação entre a atenuação harmônica na frequência de chaveamento e o fator r	56
Figura 14 – Frequência de ressonância do filtro LCL em relação a variação da indutância da rede.	57
Figura 15 – Estrutura de controle do retificador trifásico em modo normal de operação.	60
Figura 16 – Estrutura de controle do descarregador do banco de baterias em modo bateria de operação.	61
Figura 17 – Circuito equivalente monofásico para o retificador.	64
Figura 18 – Diagrama de Bode para a planta de corrente em s , z e w	67
Figura 19 – Diagrama de Bode para a planta de tensão total de barramento para modo normal de operação em s , z e w	70
Figura 20 – Diagrama de Bode para a planta de tensão total de barramento para modo bateria de operação em s , z e w	71
Figura 21 - Circuito simplificado para análise da malha de tensão diferencial.	72

Figura 22 – Diagrama de Bode para a planta da tensão diferencial dos capacitores de barramento para modo normal de operação em s , z e w .	74
Figura 23 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controlador de corrente (frequência de cruzamento: 1,5 kHz; margem de fase: 39,1°).	76
Figura 24 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controle da tensão total de barramento para o modo normal de operação (frequência de cruzamento: 12 Hz; margem de fase: 65°).	78
Figura 25 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controle da tensão total de barramento para o modo bateria de operação (frequência de cruzamento: 12 Hz; margem de fase: 65°).	79
Figura 26 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controle da tensão diferencial sobre os capacitores de barramento para o modo normal (frequência de cruzamento: 4 Hz; margem de fase: 65°).	81
Figura 27 – Circuito do estágio de entrada da UPS proposta implementado no software PSIM.	82
Figura 28 – Resultado de simulação para o modo normal de operação com 20% de carga linear resistiva. Corrente e tensão da fase r .	84
Figura 29 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. 100% de carga resistiva. Corrente e tensão da fase r .	84
Figura 30 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 0% para 50% e para 100% de carga resistiva. Correntes de entrada.	85
Figura 31 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 0% para 50% e para 100% de carga resistiva. Tensão de barramento.	86
Figura 32 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 100% para 50% e para 0% de carga resistiva. Correntes de entrada.	86
Figura 33 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 100% para 50% e para 0% de carga resistiva. Tensão de barramento.	87
Figura 34 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Desbalanço de 10% de carga. Tensões nos capacitores de barramento sem e com malha de tensão diferencial.	88
Figura 35 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Desbalanço de 50% de carga. Tensões nos capacitores de barramento sem e com malha de tensão diferencial.	88

Figura 36 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degraus de 33% para 66% e para 100% de carga resistiva. Correntes de entrada.	89
Figura 37 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degraus de 33% para 66% e para 100% de carga resistiva. Tensão de barramento.	90
Figura 38 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degraus de 100% para 66% e para 33% de carga resistiva. Correntes de entrada.	90
Figura 39 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degraus de 100% para 66% e para 33% de carga resistiva. Tensão de barramento.	91
Figura 40 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo normal para modo bateria com carga nominal resistiva. Tensões de entrada.	92
Figura 41 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo normal para modo bateria com carga nominal resistiva. Correntes de entrada.	93
Figura 42 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo normal para modo bateria com carga nominal resistiva. Tensão de barramento.	93
Figura 43 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo bateria para modo normal com carga nominal resistiva. Tensões de entrada.	94
Figura 44 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo bateria para modo normal com carga nominal resistiva. Correntes de entrada.	95
Figura 45 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo bateria para modo normal com carga nominal resistiva. Tensão de barramento.	95
Figura 46 – Circuito auxiliar funcionando como carregador do banco de baterias em modo normal.	98
Figura 47 – Corrente de carga do banco de baterias.	99
Figura 48 – Corrente e tensão do banco de baterias durante um ciclo de carga pelo método com tensão e corrente constantes.	100
Figura 49 – Circuito auxiliar operando como equilibrador das tensões nos capacitores de barramento em modo bateria.	101
Figura 50 – Corrente de equilíbrio da tensão dos capacitores de barramento.	102
Figura 51 – Estrutura de controle do circuito auxiliar operando como carregador de baterias em modo normal de operação.	105

Figura 52 – Estrutura de controle do circuito auxiliar operando como equilibrador da tensão sobre os capacitores de barramento em modo bateria de operação.....	106
Figura 53 – Circuito equivalente para o carregador de baterias.	107
Figura 54 – Diagrama de Bode para a planta da corrente no indutor do circuito auxiliar em s , z e w	108
Figura 55 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controlador de corrente (frequência de cruzamento: 1,5 kHz; margem de fase: 65°).....	110
Figura 56 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta de tensão do circuito auxiliar com controle da tensão diferencial sobre os capacitores de barramento para o modo bateria (frequência de cruzamento: 12 Hz; margem de fase: 65°).....	112
Figura 57 – Sistema simulado para o circuito auxiliar implementado no software PSIM.	113
Figura 58 – Resultado de simulação. Circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias. Corrente de carga.	114
Figura 59 – Resultado de simulação. Circuito auxiliar atuando no equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. 50% de desbalanço entre as cargas.	115
Figura 60 – Inversor de tensão a quatro fios com filtro LC.	119
Figura 61 – Diagrama de blocos da estrutura de controle proposta: planta e controlador.	123
Figura 62 – Circuito equivalente para modelo do inversor.	124
Figura 63 – Diagrama de Bode em malha aberta da corrente no indutor do filtro de saída.	129
Figura 64 – Resposta em frequência em malha fechada para a planta de corrente compensada (frequência de cruzamento: 1,5 kHz; margem de fase: 45,8°).....	130
Figura 65 – Resposta em frequência em malha fechada para a planta com os controladores de tensão e corrente.	132
Figura 66 – Sistema simulado para o inversor implementado no software PSIM.	133
Figura 67 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga linear: de 20% para 100% e de 100% para 20% aplicados no cruzamento por zero da tensão. Corrente e tensão da fase a	134
Figura 68 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga linear: de 20% para 100% e de 100% para 20% aplicados no pico da tensão. Corrente e tensão da fase a	135
Figura 69 – Desempenho dinâmico da tensão de saída do inversor. Degraus de carga linear: de 20% para 100% (curva 1) e de 100% para 20% (curva 2) aplicados no pico da tensão.	136

Figura 70 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga não-linear: de 33% para 66% e de 66% para 100% aplicados no pico da tensão. Corrente e tensão da fase <i>a</i>	136
Figura 71 – Desempenho dinâmico da tensão de saída do inversor. Degraus de carga não-linear: de 33% para 66% (curva 1) e de 66% para 100% (curva 2) aplicados no pico da tensão.....	137
Figura 72 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga não-linear: de 100% para 66% e de 66% para 33% aplicados no pico da tensão. Corrente e tensão da fase <i>a</i>	138
Figura 73 – Desempenho dinâmico da tensão de saída do inversor. Degraus de carga não-linear: de 100% para 66% (curva 1) e de 66% para 33% (curva 2) aplicados no pico da tensão.....	138
Figura 74 – Resultado de simulação do inversor. Carga não-linear nominal. Corrente e tensão da fase <i>a</i> na operação em malha fechada.	139
Figura 75 – Resultado de simulação do inversor. Carga não-linear nominal. Corrente e tensão da fase <i>a</i> na operação em malha aberta.	139
Figura 76 – Espectro harmônico da tensão de saída para carga não-linear em potência nominal em relação às considerações da norma IEC 61000-2-2.....	140
Figura 77 – Resultado de simulação do inversor. De carga não-linear nominal para curto-circuito. Corrente e tensão da fase <i>a</i> com limitação de corrente em 200 A.....	141
Figura 78 – Protótipo de 20 kVA implementado em laboratório.	144
Figura 79 – Resultado experimental. Tensões trifásicas de fase de entrada (50 V/div, 10 ms/div).	145
Figura 80 – Resultado experimental. Tensões do barramento CC e corrente no indutor do circuito auxiliar (50 V/div, 5 A/div, 400 ms/div).	146
Figura 81 – Resultado experimental. Tensão de entrada da fase <i>r</i> e correntes trifásicas de entrada para a operação com 7,5 kW de carga (50 V/div, 20 A/div, 10 ms/div).	147
Figura 82 – Resultado experimental. Tensão e corrente de entrada da fase <i>r</i> para a operação a vazio (50 V/div, 10 A/div, 10 ms/div).	148
Figura 83 – Resultado experimental. Tensão e corrente de entrada da fase <i>r</i> para a operação com 10 kW de carga (50 V/div, 20 A/div, 10 ms/div).	148
Figura 84 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase <i>a</i> , e tensões de barramento. Degraus de carga linear (50 V/div, 25 A/div, 2 s/div).....	149
Figura 85 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase <i>a</i> , e tensões do barramento CC. Degraus de carga linear (50 V/div, 25 A/div, 20 ms/div).	150

Figura 86 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase <i>a</i> , e tensões do barramento CC. Operação com 500W de carga não-linear (25 V/div, 12,5 A/div, 10 ms/div).	151
Figura 87 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase <i>a</i> , e tensões do barramento CC. Operação com 700W carga não-linear (25 V/div, 12,5 A/div, 10 ms/div).	151
Figura 88 – Resultado experimental. Tensão de saída da fase <i>a</i> , corrente de entrada e tensões do barramento CC. Operação a vazio (50 V/div, 10 A/div, 20 ms/div).	152
Figura 89 – Resultado experimental. Tensão de saída da fase <i>a</i> , corrente de entrada e tensões do barramento CC. Operação com 800 W carga (50 V/div, 10 A/div, 20 ms/div).	153
Figura 90 – Resultado experimental. Transição entre o modo normal e o modo bateria de operação. Tensão de entrada, corrente de entrada e tensões do barramento CC (20 V/div, 10 A/div, 100 ms/div).	155
Figura 91 – Resultado experimental. Transição entre o modo normal e o modo bateria de operação. Tensão de entrada, corrente de entrada e tensões do barramento CC (20 V/div, 10 A/div, 40 ms/div)	155
Figura 92 – Codificação para classificação de UPS (Adaptado de: (IEC 62040-3)).	174
Figura 93 – Performance dinâmica de saída: classificação 1 (Adaptado de: (IEC 62040-3)).	175
Figura 94 – Performance dinâmica de saída: classificação 2 (Adaptado de: (IEC 62040-3)).	175
Figura 95 – Performance dinâmica de saída: classificação 3 (Adaptado de: (IEC 62040-3)).	176
Figura 96 – Carga não-linear padrão de acordo com a norma IEC 62040-3.	177
Figura 97 – Esquemático da UPS proposta implementada.	181

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do filtro LCL.....	58
Tabela 2 – Parâmetros do filtro LCL.....	58
Tabela 3 – Parâmetros de simulação para o estágio de entrada da UPS.	83
Tabela 4 – Parâmetros de projeto do filtro L.....	104
Tabela 5 – Parâmetros de simulação para o circuito auxiliar.	113
Tabela 6 – Parâmetros de projeto do filtro LC.	121
Tabela 7 – Parâmetros do filtro LC.	121
Tabela 8 – Parâmetros de simulação para o inversor trifásico.	134
Tabela 9 – Especificações de entrada e saída e parâmetros do protótipo implementado.	143
Tabela 10 – Níveis de distorção harmônica individual para sistemas elétricos de baixa tensão (Adaptado de: (IEC 61000-2-2)).	170
Tabela 11 – Dez principais distúrbios da rede elétrica.	171
Tabela 12 – Classificação quanto à forma de onda da tensão de saída.	173
Tabela 13 – Classificação quanto ao transitório de tensão.	174

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abreviatura/Sigla	Significado
<i>ADC</i>	Analog-to-Digital Converter (Conversor analógico-digital)
<i>Ah</i>	Ampère-hora
<i>CA</i>	Corrente alternada
<i>CC</i>	Corrente contínua
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador digital de sinais)
<i>FP</i>	Fator de potência
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar de porta isolada)
<i>LQR</i>	<i>Linear Quadratic Regulator</i> (Regulador Linear Quadrático)
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção harmônica total)
<i>TRIAC</i>	<i>Triode for Alternating Current</i>
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte ininterrupta de energia)
<i>ZOH</i>	<i>Zero-Order Hold</i> (Retentor de ordem zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado
ΔI_{L2}	Ondulação máxima de corrente no indutor L_2 do filtro de entrada
$\Delta I_{L_{aux}}$	Ondulação de corrente no indutor do circuito auxiliar
$\Delta I_{L_{auxoff}}$	Variação da corrente no indutor do circuito auxiliar para S_{aux1} bloqueado
$\Delta I_{L_{auxon}}$	Variação da corrente no indutor do circuito auxiliar para S_{aux1} conduzindo
ΔI_{L_o}	Ondulação máxima de corrente no indutor L_o do filtro de saída
A	Matriz de estados
B	Matriz de entrada
C_1	Capacitor do filtro de entrada
C_b	Capacitância de base de entrada
C_{bar}	Capacitor representativo, de valor igual a C_{bar1} e C_{bar2}
C_{bar1}	Capacitor da metade superior do barramento CC
C_{bar2}	Capacitor da metade inferior do barramento CC
C_{eq}	Capacitor equivalente do barramento CC
C_i	Controlador de corrente (estágio de entrada)
C_{iaux}	Controlador de corrente (circuito auxiliar)
C_o	Capacitor do filtro de saída
C_{p1}	Matriz de saída do modelo da corrente no indutor do filtro de saída
C_{p2}	Matriz de saída do modelo da tensão no capacitor do filtro de saída
C_{vd}	Controlador da tensão diferencial de barramento (estágio de entrada)
C_{vdaux}	Controlador de tensão diferencial de barramento (circuito auxiliar)
C_{vibat}	Controlador da tensão total de barramento em modo bateria
C_{vtn}	Controlador da tensão total de barramento em modo normal
d_{aux}	Razão cíclica do interruptor S_{aux1} do circuito auxiliar
d_r	Razão cíclica dos interruptores referentes à fase r
d_s	Razão cíclica dos interruptores referentes à fase s
d_{S1}	Razão cíclica do interruptor S_1
d_t	Razão cíclica dos interruptores referentes à fase t

e	Sinal de erro
e_{bar}	Energia armazenada no barramento CC
E_{bar}	Energia de referência para o barramento CC
f_c	Frequência de corte do filtro de saída
f_r	Frequência da tensão da rede
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro de entrada
f_s	Frequência de amostragem
f_{sw}	Frequência de chaveamento
\mathbf{G}	Matriz de estados discreta
g	Raiz do polinômio característico do controlador ressonante discreto (1°)
G_c	Função de transferência discreta padrão
\mathbf{G}_c	Matriz dos polinômios característicos dos controladores ressonantes discretos
G_{iaux}	Função de transferência da corrente pela razão cíclica (circuito auxiliar)
G_{id}	Função de transferência da corrente pela razão cíclica (estágio de entrada)
G_{MF}	Função de transferência em malha fechada padrão
\mathbf{G}_p	Matriz de estados discreta considerando o atraso de implementação
\mathbf{G}_{p2}	Matriz que considera \mathbf{G}_p e o compensador de corrente
\mathbf{G}_{p3}	Matriz aumentada que compreende \mathbf{G}_c , \mathbf{H}_c , \mathbf{C}_{p2} e \mathbf{G}_{p2}
G_{vd}	Função de transferência da tensão diferencial de barramento (estágio de entrada)
G_{vdaux}	Função de transferência da tensão diferencial de barramento (circuito auxiliar)
G_{vibat}	Função de transferência da tensão total de barramento em modo bateria
G_{vln}	Função de transferência da tensão total de barramento em modo normal
\mathbf{H}	Matriz de entrada discreta
h	Raiz do polinômio característico do controlador ressonante discreto (2°)
\mathbf{H}_c	Matriz de entrada discreta
h_i	Ganho dos sensores de corrente
\mathbf{H}_p	Matriz de entrada discreta considerando atraso de implementação
\mathbf{H}_{p2}	Matriz de entrada discreta que considera \mathbf{H}_p e o compensador de corrente
\mathbf{H}_{p3}	Matriz aumentada que compreende \mathbf{H}_{p2}
\mathbf{H}_{ref}	Matriz que compreende \mathbf{H}_c e multiplica a referência de tensão
h_v	Ganho dos sensores de tensão

$i(h_{sw})$	Corrente harmônica no conversor
I_{bat}	Corrente média do banco de baterias
$I_{batfase}$	Referência de corrente para cada fase do estágio de entrada no modo bateria
I_{carga}	Corrente de carga do banco de baterias
$i_g(h_{sw})$	Corrente harmônica da rede elétrica
I_{in}	Corrente eficaz de fase de entrada
I_{inpico}	Corrente de pico de fase de entrada
i_{L2}	Corrente do indutor L_2 do filtro de entrada
I_{L2pico}	Corrente de pico do indutor L_2 do filtro de entrada
I_{Laux}	Corrente média do indutor do circuito auxiliar
i_{Laux}	Corrente no indutor do circuito auxiliar
$i_{Lauxoff}$	Corrente no indutor do circuito auxiliar para S_{aux1} bloqueado
i_{Lauxon}	Corrente no indutor do circuito auxiliar para S_{aux1} conduzindo
i_{Lo}	Corrente no indutor L_o do filtro de saída
I_{Lopico}	Corrente de pico do indutor L_o do filtro de saída
I_{pre}	Corrente de pré-carga do banco de baterias
J	Função custo
k	Amostra
k_1	Ganho do controlador de corrente do inversor
k_a	Atenuação harmônica de corrente
K_{dd}	Ganho vetorial referente à realimentação de estados
k_e	Ganho que relaciona tensão e a energia de barramento
k_{ff}	Ganho da ação <i>feed-forward</i>
k_w	Ganho <i>anti-windup</i>
K_p	Ganho vetorial referente aos compensadores ressonantes
L_1	Indutor do filtro de entrada (lado da rede)
L_2	Indutor do filtro de entrada (lado do conversor)
L_{aux}	Indutor do circuito auxiliar
L_o	Indutor do filtro de saída
L_r	Indutor equivalente da rede elétrica
n	Número de controladores ressonantes

$P_{3\phi}$	Potência ativa trifásica de entrada
P_{bat}	Potência do banco de baterias
P_o	Potência ativa trifásica de saída
P_{R1}	Potência a ser dissipada pelo resistor R_1
Q	Elemento da função custo J
r	Fator que relaciona as indutâncias de entrada
R_1	Resistor de descarga do filtro de entrada
R_{eq}	Resistência representativa, de valor igual a R_{eq1} e R_{eq2}
R_{eq1}	Resistência equivalente de barramento (metade superior)
R_{eq2}	Resistência equivalente de barramento (metade inferior)
RES	Bloco que representa os controladores ressonantes
R_f	Resistor de amortecimento do filtro de entrada
R_{L2}	Resistência intrínseca do indutor L_2 do filtro de entrada
R_{Laux}	Resistência intrínseca do indutor do circuito auxiliar
R_o	Resistência equivalente de carga monofásica
R_u	Elemento da função custo J
s	Plano contínuo no domínio da frequência
S_{1-6}	Interruptores do estágio de entrada
S_{7-12}	Interruptores do inversor de saída
S_{aux1}, S_{aux2}	Interruptores do circuito auxiliar
S_o	Potência aparente trifásica de saída
t	Tempo
t_{off}	Tempo de bloqueio
t_{on}	Tempo de condução
T_r	Período da tensão da rede elétrica
T_s	Período de amostragem
t_{step}	Passo de simulação
T_{sw}	Período de chaveamento
u	Ação de controle
u_{pwm}	Tensão entre o neutro e ponto central do braço de interruptores
u_{pd}	Ação de controle proveniente da soma das saídas dos blocos K_p e K_{ad}

v_a	Tensão de fase de saída (fase a)
v_b	Tensão de fase de saída (fase b)
V_{bar}	Tensão total do barramento CC
V_{bar1}	Tensão de barramento (metade superior)
V_{bar2}	Tensão de barramento (metade inferior)
V_{bat}	Tensão do banco de baterias
v_c	Tensão de fase de saída (fase c)
V_d	Tensão diferencial de barramento
V_{eq}	Tensão de equalização do banco de baterias
V_{in}	Tensão eficaz de fase de entrada
V_{inpico}	Tensão de pico de fase de entrada
v_{Laux}	Tensão sobre o indutor do circuito auxiliar
V_o	Tensão eficaz de fase de saída
v_o	Tensão de fase de saída
v_{oref}	Referência da tensão de saída
V_{pre}	Tensão de descarga profunda do banco de baterias
v_r	Tensão de fase de entrada (fase r)
v_s	Tensão de fase de entrada (fase s)
v_t	Tensão de fase de entrada (fase t)
w	Plano contínuo no domínio w
x	Porcentagem de energia reativa absorvida por C_l
x_{dd}	Vetor que contém variáveis de estado realimentadas
z	Plano discreto z
Z	Impedância de saída do estágio de entrada
Z_b	Impedância de base de entrada
γ	Vetor que compreende ρ e x_{dd}
ρ	Vetor dos estados internos dos compensadores ressonantes
ϕ	Estado do atraso de implementação de um período de amostragem
ω_r	Frequência angular da rede
ξ	Coefficiente de amortecimento

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	27
INTRODUÇÃO	27
1.1. INTRODUÇÃO GERAL	27
1.2. OBJETIVOS.....	32
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	33
CAPÍTULO 2	35
FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA DE DUPLA CONVERSÃO: REVISÃO E TOPOLOGIA PROPOSTA	35
2.1. INTRODUÇÃO	35
2.2. TOPOLOGIAS UPS DE DUPLA CONVERSÃO	35
2.3. PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	41
2.4. UPS PROPOSTA	43
2.4.1. Interruptores	44
2.5. CONCLUSÃO	45
CAPÍTULO 3.....	47
ESTÁGIO DE ENTRADA: RETIFICADOR TRIFÁSICO E	47
DESCARREGADOR DO BANCO DE BATERIAS.....	47
3.1. INTRODUÇÃO	47
3.2. CIRCUITO DO ESTÁGIO DE ENTRADA DA UPS.....	48
3.2.1. Retificador trifásico com filtro LCL	49
3.2.2. Descarregador do banco de baterias	50
3.3. BARRAMENTO CC DIVIDIDO	51
3.4. BANCO DE BATERIAS	52
3.5. FILTRO LCL	53

3.6.	ESTRUTURA DE CONTROLE.....	59
3.7.	MODELAGEM DO ESTÁGIO DE ENTRADA.....	63
3.7.1.	Modelo da corrente pela razão cíclica.....	64
3.7.2.	Modelo da tensão total de barramento (método da energia)	67
3.7.3.	Modelo da tensão diferencial	71
3.8.	PROJETO DOS COMPENSADORES	75
3.8.1.	Malha de corrente	75
3.8.2.	Malha de controle da tensão de barramento.....	77
3.8.3.	Malha de controle da tensão diferencial	80
3.9.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	82
3.9.1.	Modo normal de operação	83
3.9.2.	Modo bateria de operação.....	89
3.9.3.	Transição entre os modos de operação	91
3.10.	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	96
CAPÍTULO 4.....		97
CIRCUITO AUXILIAR		97
4.1.	INTRODUÇÃO	97
4.2.	CIRCUITO AUXILIAR.....	97
4.2.1.	Carga do banco de baterias em modo normal de operação da UPS	98
4.2.2.	Equilíbrio da tensão dos capacitores de barramento	101
4.3.	FILTRO L	103
4.4.	ESTRUTURA DE CONTROLE DO CIRCUITO AUXILIAR.....	105
4.5.	MODELAGEM DO CIRCUITO AUXILIAR.....	106
4.5.1.	Modelo da corrente pela razão cíclica.....	106
4.5.2.	Modelo da tensão diferencial	109

4.6.	PROJETO DOS COMPENSADORES DO CIRCUITO AUXILIAR.....	110
4.6.1.	Compensador de corrente	110
4.6.2.	Compensador de tensão.....	111
4.7.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	113
4.7.1.	Carregador do banco de baterias (modo normal)	114
4.7.2.	Balanco das tensões dos capacitores de barramento (modo bateria)...	115
4.8.	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	116
CAPÍTULO 5.....		117
ESTÁGIO DE SAÍDA: INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO		117
5.1.	INTRODUÇÃO	117
5.2.	CIRCUITO DO INVERSOR	119
5.3.	FILTRO LC.....	120
5.4.	ESTRUTURA DE CONTROLE DO INVERSOR.....	122
5.5.	MODELAGEM.....	123
5.6.	PROJETO DOS COMPENSADORES.....	129
5.6.1.	Compensador de corrente	129
5.6.2.	Compensador de tensão.....	131
5.7.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	133
5.8.	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	141
CAPÍTULO 6.....		143
PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....		143
6.1.	INTRODUÇÃO	143
6.2.	PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	143
6.3.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	144
6.3.1.	Estágio de entrada e circuito auxiliar em modo normal de operação..	144

6.3.2. Inversor operando em modo normal	149
6.3.3. UPS operando em modo bateria.....	152
6.3.4. Transição entre os modos de operação (normal para bateria)	154
6.4. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	156
CAPÍTULO 7	157
CONCLUSÃO GERAL	157
7.1. SÍNTESE DO TRABALHO	157
7.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	159
BIBLIOGRAFIA	161
APÊNDICE A	169
NORMATIZAÇÃO	169
A.1 IEC 61000-3-2	169
A.2 IEC 61000-2-2	169
A.3 NBR 15014: 2003	170
A.4 IEC 62040-3.....	171
APÊNDICE B.....	177
CARGA NÃO-LINEAR PADRÃO.....	177
B.1 PROJETO DOS PARÂMETROS DA CARGA NÃO-LINEAR	177
B.2 CONEXÃO DE CARGAS NÃO-LINEARES DE REFERÊNCIA	179
APÊNDICE C	181
ESQUEMÁTICO DA UPS IMPLEMENTADA.....	181
APÊNDICE D	183
FIRMWARE IMPLEMENTADO	183

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1. INTRODUÇÃO GERAL

Com o desenvolvimento crescente da tecnologia e da indústria, os equipamentos que processam eletronicamente a energia elétrica se tornaram presentes na grande maioria dos setores da sociedade. Em algumas áreas essenciais, como é o caso de sistemas hospitalares de suporte à vida, processamento de dados, telecomunicações e linhas de produção industriais, há a necessidade que equipamentos e processos operem de modo adequado e ininterrupto, a fim de evitar falhas e possíveis danos aos consumidores.

A apropriada operação destes equipamentos está diretamente relacionada à qualidade da tensão entregue pelas concessionárias de energia elétrica. Contudo, embora esta seja uma necessidade da sociedade de consumo, as concessionárias não são capazes de garantir a entrega de energia sem interrupções e livre de distúrbios. Assim, perdas momentâneas de energia e oscilações de tensão são apenas algumas das perturbações provenientes da rede elétrica (MOHAN, 1995). Diante deste cenário, a eletrônica de potência busca soluções baseadas na concepção de novas topologias de conversores estáticos, técnicas de controle e/ou técnicas de comutação que apresentem cada vez mais vantagens, aliando a qualidade da energia ao baixo peso, baixo custo ou elevada eficiência (CAMARA, 2015).

As fontes ininterruptas de energia, definidas como *Uninterruptible Power Supplies* (UPS) de acordo com a IEC 62040-1-1, são sistemas eletrônicos capazes de prover energia elétrica de forma adequada e com qualidade para uma determinada carga crítica ou vital, protegendo estes dispositivos contra grande parte dos distúrbios que ocorrem na tensão fornecida pelas concessionárias de energia. Esses equipamentos podem ser compostos por unidades monofásicas ou trifásicas, dependendo principalmente da tensão de alimentação e da potência exigida pela carga. Podem ser classificadas basicamente em três grupos: *passive stand-by/off-line*, interativa (*line-interactive*) ou dupla conversão (*double conversion/on-line*) (IEC 62040-3, NBR 15014).

As UPS do tipo *off-line* são as de configuração mais simples, possuem apenas um estágio de conversão de energia e atuam somente quando há uma falha no fornecimento, alimentando a carga por um período máximo pré-determinado a partir de um banco de baterias. A carga é alimentada diretamente da rede pública, estando sujeita a qualquer tipo de perturbação, e somente

quando ocorre uma falha na rede é que o sistema ininterrupto fornece energia para a carga. Este tipo de UPS caracteriza-se pela simplicidade de projeto, maior eficiência e menor custo se comparado com os demais tipos de UPS, porém apresenta um tempo razoavelmente grande de transição entre o modo rede e o modo bateria, além de não compensar os distúrbios da rede em modo normal de operação. A Figura 1 apresenta uma configuração usual de UPS do tipo *off-line*, de acordo com a norma IEC 62040-3.

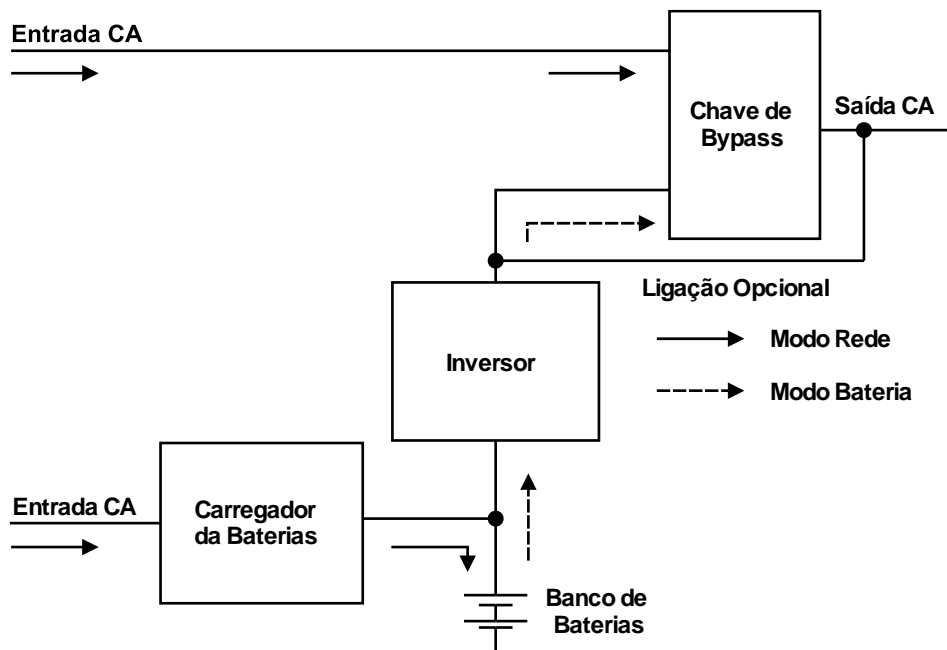


Figura 1 – Configuração de UPS do tipo *passive stand-by* (Adaptado de: IEC 62040-3).

Nas UPS do tipo Interativo, o inversor é conectado em paralelo à entrada CA e alimenta a carga quando ocorre uma falha no fornecimento de energia. Quando a rede pública se encontra dentro de uma faixa adequada de operação, o inversor interage com a rede de forma a condicionar a tensão de saída entregue à carga crítica, funcionando como uma espécie de filtro ativo. Neste tipo de UPS o inversor também pode ser utilizado como carregador do banco de baterias. O tempo de transição entre a rede e o banco de baterias é menor se comparado com o tempo das UPS do tipo *stand-by*. A chave de *bypass* é utilizada para conectar a carga diretamente à rede de alimentação CA para fins de manutenção da UPS. A entrada em funcionamento do *bypass* pode ser de forma automática, dependendo da decisão tomada pelo sistema supervisor, ou de forma manual

(EMADI, 2005). Contudo, a utilização do *bypass* adiciona algumas restrições à operação da UPS: a frequência de operação da saída deve ser a mesma da rede, as tensões da rede e da saída devem estar em fase e se a amplitude das tensões for diferente há a necessidade de um transformador de *bypass*. A Figura 2 mostra a configuração padrão de uma UPS do tipo interativo.

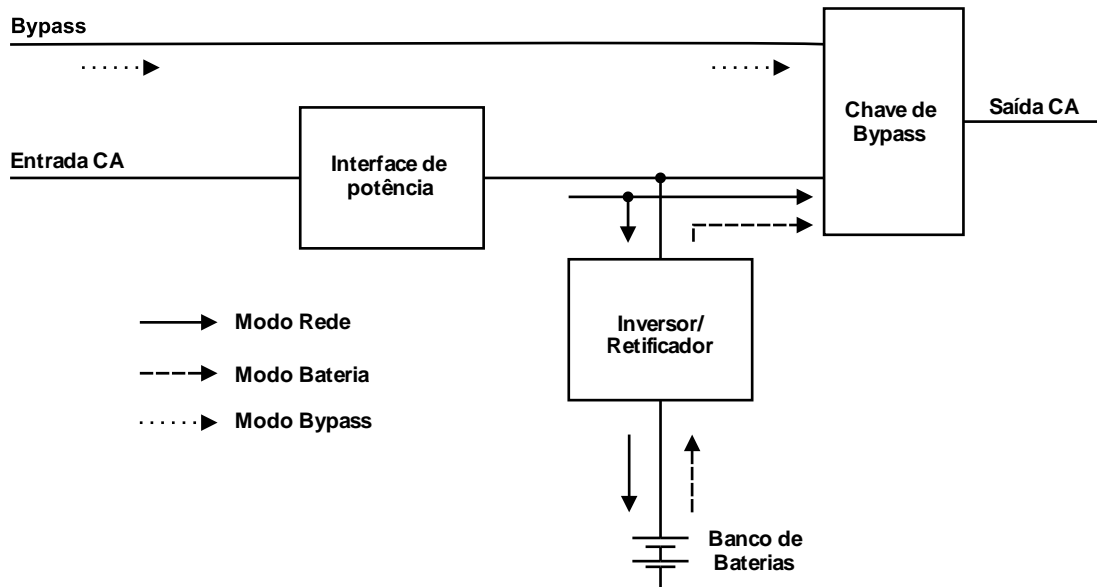


Figura 2 – Configuração da UPS *line interactive* (Adaptado de: IEC 62040-3).

Contudo, o melhor desempenho dentre os três grupos mencionados é conseguido através das UPS de dupla conversão. Estes sistemas disponibilizam uma tensão de saída com magnitude e frequência constantes, mesmo sob influências de distúrbios provenientes da rede ou da carga, garantindo uma regulação precisa mesmo com uma larga variação de tensão de entrada (KOFFLER, 2003; KIM, 2009; KAMRAN, F. e HABETHER, 1998). Caracterizam-se por possuir dois estágios de conversão de energia, onde primeiramente a tensão/corrente de entrada alternada (CA) é convertida em tensão/corrente contínua (CC) em um barramento principal e posteriormente em CA novamente através de um inversor. Entretanto, apesar de possuírem a melhor performance, estas UPS também apresentam um custo mais elevado, um rendimento inferior, dado os dois estágios de conversão, e requerem um procedimento de projeto mais elaborado (KIM, 2009).

Sistemas UPS de dupla conversão são geralmente compostos por um retificador de entrada, um banco de baterias, um carregador de baterias, um inversor de saída e um circuito de *bypass*, formado por uma chave estática. Como principais vantagens desse sistema podem-se citar: possibilidade de implementação com estágio de correção do fator de potência para uma ampla faixa da tensão de entrada, alta confiabilidade, tempo de transição nulo entre os modos de operação e regulação precisa da tensão de saída.

As UPS de dupla conversão podem operar em três modos distintos de operação:

- Modo normal: Neste modo de operação a UPS alimenta a carga através da rede elétrica a partir da energia processada nos estágios retificador e inversor. Neste modo de funcionamento o banco de baterias é carregado ou mantido em flutuação.
- Modo bateria: Caso haja a detecção de algum distúrbio na rede fora dos valores especificados, a rede é desconectada do retificador de entrada e o banco de baterias passa a suprir o barramento CC, que fornece energia ao inversor e conseqüentemente à carga.
- Modo bypass: Neste modo de operação a carga é conectada diretamente à rede de alimentação quando é detectada uma falha na UPS ou para fins de manutenção. A carga fica sujeita a qualquer distúrbio que possa haver na rede.

A Figura 3 apresenta o diagrama de blocos de uma UPS convencional de dupla conversão.

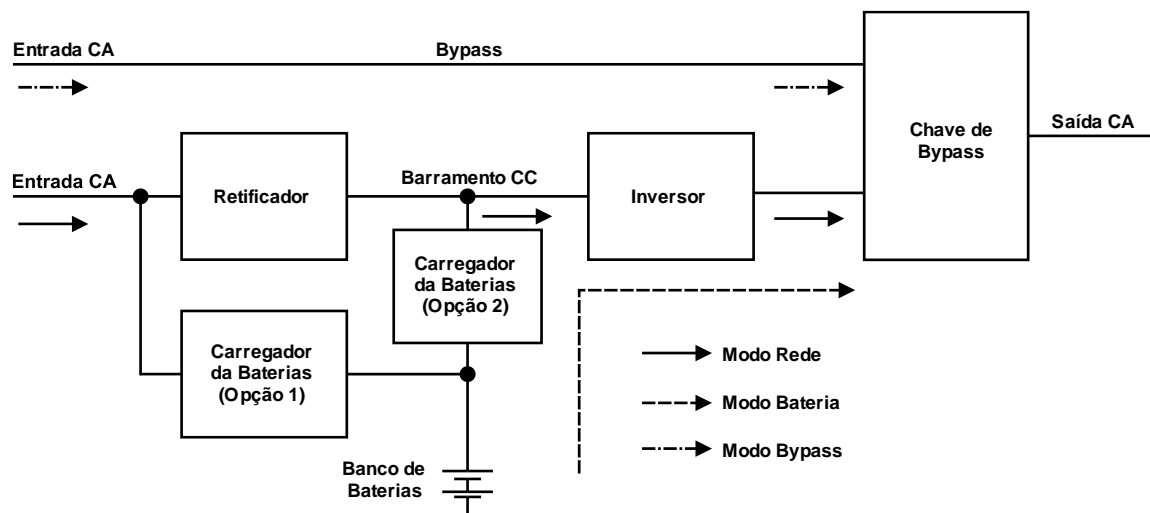


Figura 3 – Diagrama de blocos genérico de uma UPS de dupla conversão com *bypass* (Adaptado de: IEC 62040-3).

O banco de baterias pode ser conectado em paralelo com os capacitores do barramento CC (opção 1), sendo carregado quando a tensão de entrada está em condições normais de operação ou descarregado quando uma falta na rede pública é detectada. Na configuração 2, é utilizado um conversor CC/CC, responsável pela carga e pela descarga do banco de baterias. Essa opção exige que o circuito seja dimensionado para a potência nominal da UPS.

De acordo com BEKIAROV (2002), as características de UPS consideradas de alto desempenho incluem baixa taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente de entrada e alto fator de potência, de forma a não interferir na rede pública de alimentação, e baixa THD da tensão de saída, tanto para cargas lineares quanto não-lineares. Usualmente utiliza-se modulação por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*), devido à simplicidade de implementação e resultados satisfatórios (BOTTERON, 2001). Também é necessária rápida resposta transitória perante mudanças súbitas de carga ou variações bruscas na tensão de alimentação. Estas características de desempenho são classificadas e regulamentadas por normas como a IEC 61000-3-2, IEC 61000-2-2, IEC 62040-3 e a brasileira NBR 15014, resumidas no APÊNDICE A deste trabalho. Contudo, além de respeitar os limites e recomendações previstos pelas normas, é fundamental que os sistemas de eletrônica de potência sejam projetados de forma a minimizar o custo total e assim se tornarem economicamente atraentes para os consumidores (DIAMANTIDIS, 1996; SU, 2001; YU, 2002).

1.2. OBJETIVOS

Esta dissertação tem por objetivo geral o desenvolvimento de uma topologia de fonte ininterrupta de energia trifásica de dupla conversão que apresente como característica principal a possível redução do custo total do sistema, de forma a tornar o sistema economicamente atrativo.

Como objetivos específicos do trabalho podem-se citar:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre as topologias UPS de dupla conversão, salientando vantagens e desvantagens em relação à desempenho e custo.
- Propor uma topologia UPS trifásica de dupla conversão com características que evidenciem o custo reduzido;
- Analisar a topologia UPS proposta e obter os circuitos equivalentes simplificados;
- Projetar os filtros passivos de acordo com as ondulações de corrente determinadas;
- Determinar as estruturas de controle digital de acordo com as funções de cada estágio de conversão de energia;
- Modelar os circuitos equivalentes de forma a se obter as funções de transferência discretas utilizadas no projeto da estrutura de controle proposta;
- Projetar os compensadores de acordo com o objetivo de cada estrutura de controle;
- Validar via simulação o controle e a funcionalidade da topologia UPS proposta;
- Implementar um protótipo para aquisição de resultados experimentais;
- Concluir à respeito aos resultados alcançados.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A presente dissertação de mestrado é dividida em sete capítulos. No Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica a respeito das fontes ininterruptas de energia de dupla conversão, as quais apresentam o melhor desempenho dentre os três grandes grupos de UPS. É realizada a descrição geral das topologias, ressaltando as principais vantagens e desvantagens. Ao final do capítulo é apresentada a configuração de UPS proposta com base na revisão, a qual é composta basicamente por um estágio de entrada, um circuito auxiliar e um inversor de saída, analisados detalhadamente nos demais capítulos.

O Capítulo 3 apresenta a análise e o projeto do estágio de entrada da UPS proposta, o qual opera como retificador trifásico ou descarregador do banco de baterias, dependendo do modo de operação da UPS. A dupla função do estágio de entrada permite que seja utilizado um circuito disponível e já dimensionado para a potência nominal de operação, evitando a necessidade de um descarregador externo. Neste capítulo são detalhados o funcionamento, a estrutura de controle digital, a modelagem e o controle que permitem a adequada operação do estágio de entrada para ambas as funções. Resultados de simulação validam a metodologia utilizada.

No Capítulo 4 é descrito o funcionamento, a modelagem e o controle digital do circuito auxiliar. Este circuito é utilizado como carregador do banco de baterias durante o modo normal de operação da UPS, sendo projetado para a corrente de carga, ou seja, cerca de 10% da potência nominal da UPS. Em modo bateria, como as baterias estão em processo de descarga, o circuito auxiliar é utilizado como equilibrador das tensões sobre os capacitores do barramento CC. Ao final do capítulo são apresentados resultados de simulação que verificam a funcionalidade do circuito.

O Capítulo 5 realiza a análise qualitativa e quantitativa do inversor de saída da UPS. Por se tratar de uma UPS de dupla conversão, o inversor alimenta a carga continuamente durante o modo normal e o modo bateria de operação. Assim, com o intuito de cumprir as normas vigentes em relação a tensão de saída de UPS, são exploradas a estrutura e a técnica de controle digital utilizando realimentação de estados com ganhos obtidos a partir de um LQR discreto. Resultados de simulação validam o controle digital desenvolvido.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo de 20 kVA, de forma a demonstrar a funcionalidade do sistema.

Por fim, são apresentadas as principais conclusões do presente trabalho.

CAPÍTULO 2

FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA DE DUPLA CONVERSÃO: REVISÃO E TOPOLOGIA PROPOSTA

2.1. INTRODUÇÃO

Sistemas UPS de dupla conversão possuem diversas vantagens referentes ao seu desempenho em relação aos demais tipos de UPS, uma vez que proporcionam melhor regulação da tensão de saída, tempo de transição reduzido entre os modos de operação, além de apresentarem a possibilidade de implementação com estágio de correção do fator de potência de entrada (BEKIAROV, 2002). Contudo, por se tratarem de UPS de melhor desempenho, com dois estágios de conversão de energia e configuração e controle mais complexos, apresentam também um custo mais elevado, o que acaba muitas vezes comprometendo a ampla utilização destes equipamentos.

Dessa forma, com o intuito de propor uma topologia UPS que atenda os objetivos deste trabalho, é feita uma revisão bibliográfica das topologias UPS de dupla conversão presentes na literatura, com ênfase em soluções que abordem a redução de custos, de forma a tornar o sistema economicamente atrativo. É realizada a descrição geral das topologias, ressaltando as principais vantagens e desvantagens, de forma a conceber uma topologia UPS que atenda aos requisitos de desempenho e custo benefício que são a proposta desta dissertação.

2.2. TOPOLOGIAS UPS DE DUPLA CONVERSÃO

Inicialmente, são revisadas as características das topologias UPS monofásicas presentes na literatura, uma vez que grande parte das características destes sistemas podem ser refletidos também para sistemas trifásicos. Sistemas UPS monofásicos de dupla conversão para uso geral possuem, convencionalmente, um transformador operando em baixa frequência para realizar a isolamento entre o conversor de entrada e a carga, como mostrado por NARVAEZ (2015). Isto acontece porque grande parte das UPS comercializadas são baseadas na topologia ponte completa na saída, necessitando de transformadores isoladores para a correta operação no modo *bypass*. Estes sistemas trazem como consequência um grande volume, peso total e custo do equipamento (BEKIAROV, 2003).

Algumas soluções foram propostas utilizando transformadores operando em alta frequência (CAMARA, 2015; WANG, 2012; HIRACHI, 1997; KRISHMAN, 1995; TORRICO-BASCOPE, 2004). Contudo, apesar desta solução de alta frequência reduzir o volume e o peso do sistema, são necessários mais estágios de processamento de energia, aumentando o número de dispositivos semicondutores e conseqüentemente prejudicando o rendimento e o custo final do produto (TORRICO-BASCOPE, 2006).

Atualmente, as UPS de dupla conversão isoladas estão sendo substituídas por topologias sem transformador, como as apresentadas por HIRACHI (1994), KIM (2009), LIU (2009), LEI (2011) e DONG (2015). Estes trabalhos trazem a conexão comum do neutro da entrada, da carga e do ponto central do divisor capacitivo do barramento CC. Apesar das UPS sem transformador não apresentarem isolação galvânica entre a fonte de alimentação e a carga, a eliminação do transformador resulta em uma solução compacta, eficiente e de baixo custo, como pode ser visto na topologia UPS monofásica de 3 kVA mostrada na Figura 4 (HIRACHI, 1994).

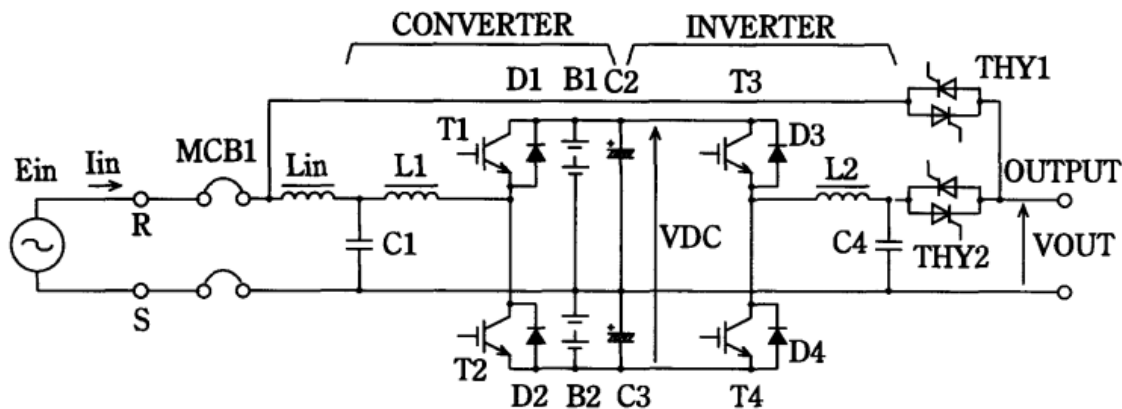


Figura 4 – Topologia UPS de dupla conversão não isolada com CFP (HIRACHI, 1994).

Esta topologia é composta por dois conversores meia ponte, um utilizado no estágio retificador e o segundo atuando como inversor de tensão. Ao utilizar esta configuração na entrada e na saída do sistema, tem-se um ponto comum de neutro, e com isso é possível eliminar o transformador isolador, tornando a UPS mais eficiente e com tamanho reduzido. Apesar desta topologia apresentar tais vantagens, nesta configuração o banco de baterias é submetido a uma

tensão muito elevada quando conectado ao barramento, se comparado às topologias em ponte completa.

O custo do banco de baterias influencia significativamente no custo total de sistemas UPS. Quando o banco de baterias é alocado em paralelo com o barramento CC, sua tensão deve ser consideravelmente alta, o que restringe a associação das baterias e torna necessário um número específico de unidades em série para alcançar a tensão desejada. Desta forma, com a flexibilidade na escolha da tensão do banco de baterias, torna-se possível reduzir o número de unidades que o compõem, reduzindo também o custo do sistema (SCHUCH, 2002).

Com o intuito de solucionar o problema com a conexão do banco de baterias diretamente no barramento CC, Hirachi (1996) e Hirachi (1997) propõem a topologia da Figura 5. Um conversor bidirecional CC/CC é utilizado para realizar a carga (modo rede) e a descarga (modo bateria) do banco de baterias, funcionando como um conversor abaixador ou elevador de tensão, respectivamente.

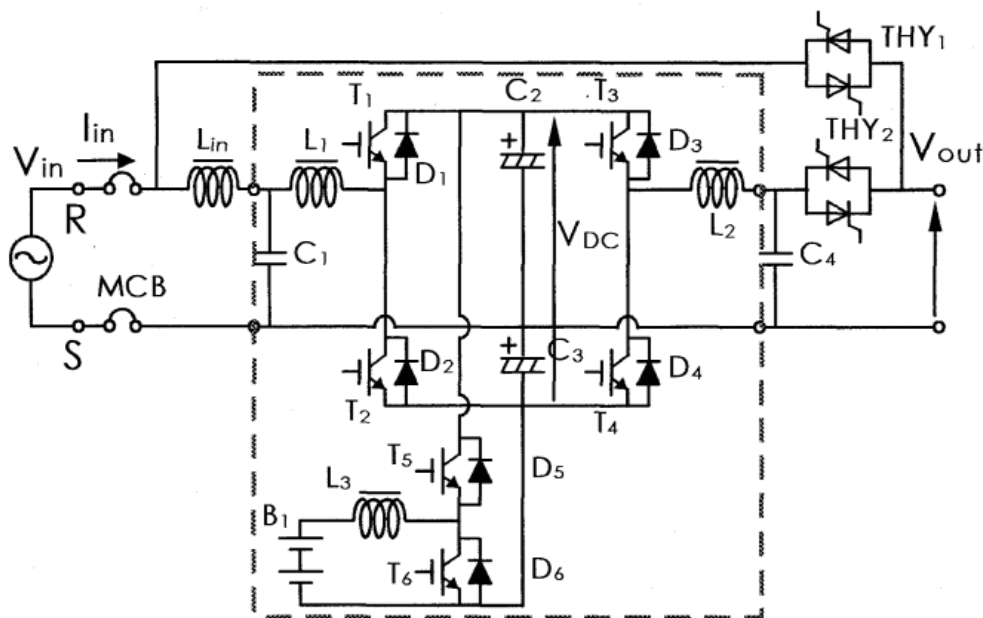


Figura 5 – Topologia UPS de dupla conversão não isolada com conversor bidirecional (HIRACHI, 1996).

Através da topologia mencionada, Hirachi afirma ser possível alcançar uma boa performance, com uma tensão menor do banco de baterias, menor tamanho físico do conversor,

peso reduzido, alta eficiência na conversão de energia, alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada. Contudo, essa topologia não permite o controle do equilíbrio das tensões sobre os capacitores do barramento CC.

Em topologias com barramento dividido, é inevitável o desequilíbrio nas tensões dos capacitores que compõem o barramento CC. Devido à alimentação de cargas desequilibradas ou mesmo a não idealidades do circuito, uma tensão diferencial é gerada entre os capacitores do barramento (HIRACHI, 1996; UEMATSU, 1998; LO, 2002). Com uma diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC, o funcionamento do inversor de saída pode ser prejudicado, afetando também a tensão fornecida à carga crítica. Dessa forma, torna-se necessário o balanço da tensão dos capacitores de barramento, seja pela inclusão de um circuito específico ou através de leis de controle, quando aplicável (GHOSH, 2007; BOYS, 1989; SU, 1997 e TSAI, 2004).

A falta de controle da tensão diferencial dos capacitores do barramento CC tornou-se um problema recorrente em topologias com a disposição do barramento dividido, pois compromete a operação do sistema em modo bateria para cargas desbalanceadas ou mesmo devido as assimetrias dos componentes do circuito. Alimentando cargas com características de retificador meia onda o problema é ainda mais grave, gerando um desequilíbrio ainda maior entre a tensão dos capacitores. Assim, Yamanaka (2000) e Hirachi (2003) propuseram a topologia da Figura 6.

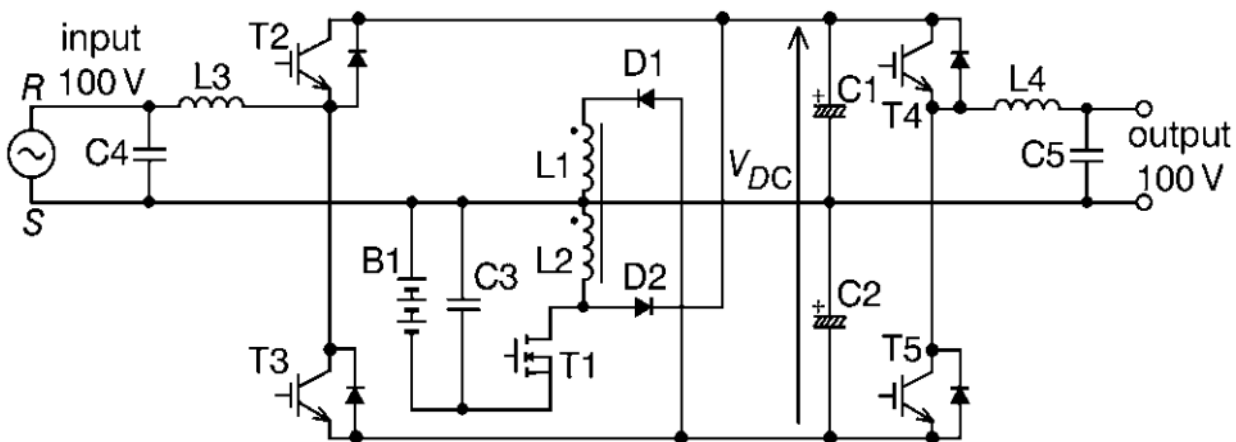


Figura 6 – Topologia UPS de dupla conversão não isolada com balanço das tensões dos capacitores de barramento (HIRACHI, 1996).

De acordo com Hirachi, esta topologia propicia alto rendimento mesmo quando a tensão da bateria está baixa ou quando uma grande elevação da tensão é requerida. O circuito também é capaz de manter as tensões nos capacitores de barramento balanceadas mesmo na utilização de um retificador meia onda como carga.

Da mesma forma que em configurações monofásicas, as UPS trifásicas devem ser projetadas considerando as mesmas limitações que podem afetar o funcionamento, o desempenho ou diretamente o custo destes sistemas. UPS de dupla conversão trifásicas convencionais, como a mostrada na Figura 7, são compostas basicamente por um retificador trifásico, um banco de baterias, um inversor, um transformador e uma chave estática de *bypass* (KIM, 2009).

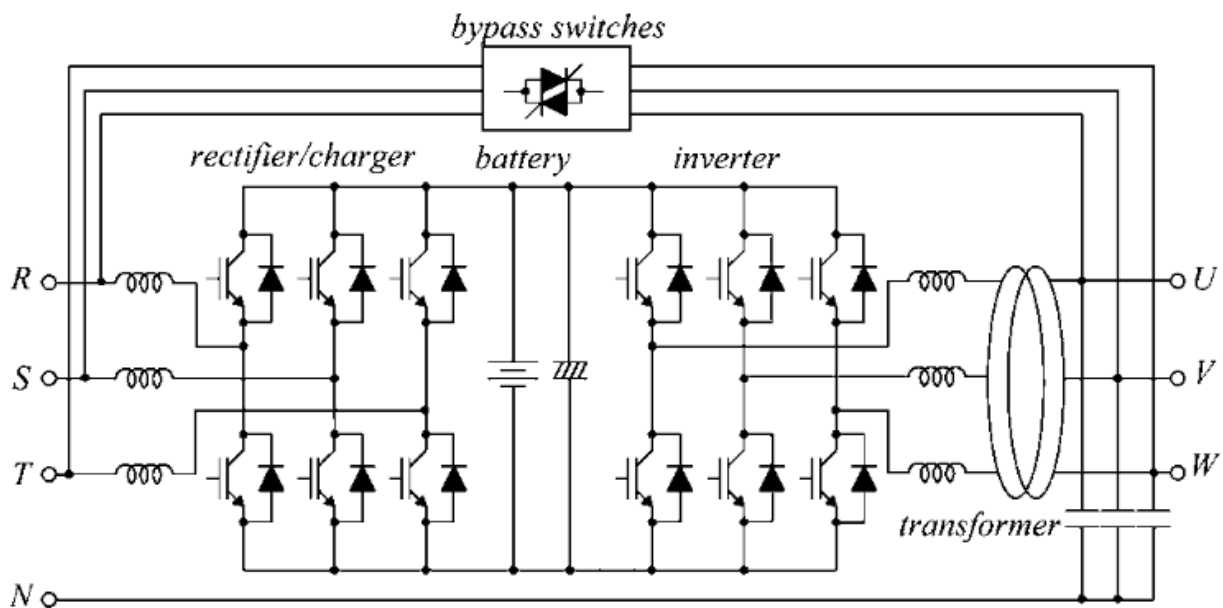


Figura 7 – UPS trifásica convencional (KIM, 2009).

O retificador realiza a correção do fator de potência através de uma estratégia de modulação PWM e também atua como carregador do banco de baterias. O inversor sintetiza uma tensão alternada regulada e em fase com a tensão de entrada a partir da tensão do barramento CC, também utilizando modulação PWM. O banco de baterias é conectado diretamente em paralelo com o barramento CC e o capacitor de barramento é carregado quando a tensão de entrada está em condições normais de operação e descarregado quando ocorre uma falta na rede primária.

Entretanto, da mesma forma que em sistemas monofásicos, UPS trifásicas convencionais apresentam algumas características indesejáveis. Primeiramente, alocando o banco de baterias em paralelo com o barramento CC, tem-se uma tensão elevada do banco de baterias, o que requer mais baterias associadas em série e limita a flexibilidade quanto à escolha da tensão do banco, o que representa problemas relacionados à confiabilidade, segurança e custo total do sistema. Ainda, uma vez que o transformador é operado na frequência da rede, apresenta um maior volume, peso e custo.

De forma a minimizar os problemas enfrentados por topologias convencionais de UPS trifásicas, KIM (2009) propôs a topologia da Figura 8. Para garantir a operação apropriada da UPS, o controle do retificador, braço adicional e inversor são feitos independentemente. O retificador regula a tensão do barramento CC e realiza a correção do fator de potência em modo normal de operação. O inversor sintetiza uma forma de onda senoidal de tensão para a alimentação de cargas lineares e não-lineares, tanto em modo normal quanto em modo bateria de operação. A fim de garantir um tempo de transição reduzido entre os modos de operação, cada tensão de saída é sincronizada com a respectiva tensão da rede elétrica.

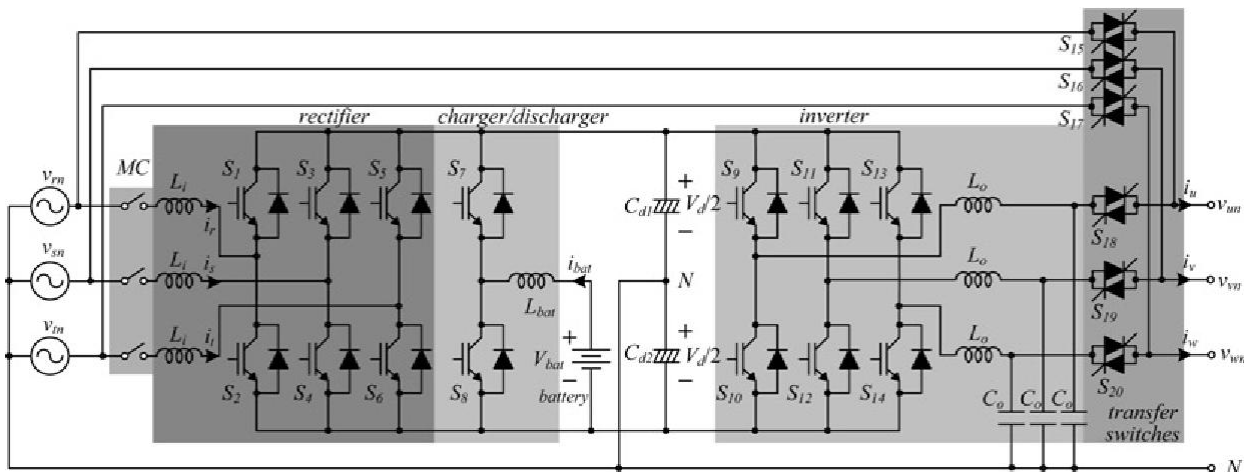


Figura 8 – UPS trifásica sem transformador (KIM, 2009).

O balanço dos capacitores continua sendo uma preocupação para a topologia em questão. É mencionada a utilização de um circuito auxiliar composto por mais um braço de interruptores e um indutor exclusivos para o balanço das tensões dos capacitores de barramento, porém não é demonstrado o controle ou o dimensionamento dos componentes do circuito.

Nessa topologia, o neutro da rede é conectado ao neutro da carga e ao ponto central do barramento CC, assim como em topologias monofásicas que possuem o neutro comum. Dessa forma, é garantida a correta operação da chave de *bypass* sem a necessidade de um transformador isolador. Utilizando um braço adicional de interruptores e um indutor é feita a carga e a descarga do banco de baterias. Em modo normal de operação, o braço adicional funciona como um conversor *buck*, adequando a tensão do barramento à tensão de carga das baterias. Quando uma falta ocorre, o braço é utilizado como descarregador do banco de baterias, trabalhando como um conversor *boost* e elevando a tensão das baterias ao nível da tensão de barramento.

Os trabalhos publicados por KIM (2009), SOUZA (2009) e ZHANG (2016) também propõem a utilização de um carregador/d Descarregador externo. Com isso, torna-se flexível a escolha pela tensão do banco de baterias, sendo possível reduzir a tensão do banco, de forma a se utilizar menos baterias em série, e conseqüentemente reduzindo o custo em baterias. Contudo, nesta configuração o carregador/d Descarregador deve ser dimensionado de forma a suprir uma corrente igual ao somatório das três correntes de saída, ou seja, equivalente à potência nominal da UPS.

2.3. PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

De forma a contribuir com a redução de custos em sistemas UPS trifásicos de alto desempenho, a presente dissertação propõe uma configuração de fonte ininterrupta de energia sem transformador com sistema de controle digital, onde o estágio de entrada é empregado como retificador trifásico ou como descarregador do banco de baterias, dependendo do modo de operação da UPS. Dessa forma, utiliza-se um circuito já disponível e dimensionado para a potência nominal da UPS para realizar a descarga do banco de baterias, agindo como um conversor elevador de tensão, o que possibilita a utilização de um banco de baterias com valor de tensão flexível e inferior à tensão do barramento CC. Usualmente torna-se necessário um circuito externo para esta aplicação, o qual deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS, agregando custos ao sistema.

Devido à utilização de um barramento CC com ponto central, torna-se necessário a implementação de um sistema de equilíbrio de tensão, uma vez que desequilíbrios de tensão podem ocorrer entre as metades do barramento CC. Assim, é utilizado um circuito auxiliar de interruptores que funciona como carregador de baterias em modo normal de operação, e como balanceador das tensões dos capacitores de barramento em modo bateria. Para evitar o desequilíbrio das tensões dos

capacitores do barramento CC em modo rede, uma malha de controle é incluída ao sistema do retificador para eliminar a tensão diferencial no barramento CC (GHOSH, 2007; BOYS, 1989; SU, 1997; TSAI, 2004). O braço auxiliar é dimensionado de acordo com a corrente de carga do banco de baterias, ou seja, entre 5% e 20% da potência nominal da UPS, dependendo do método de carga (VIERA, 2002; CHEN, 2010). A Figura 9 mostra o diagrama de blocos da UPS proposta.

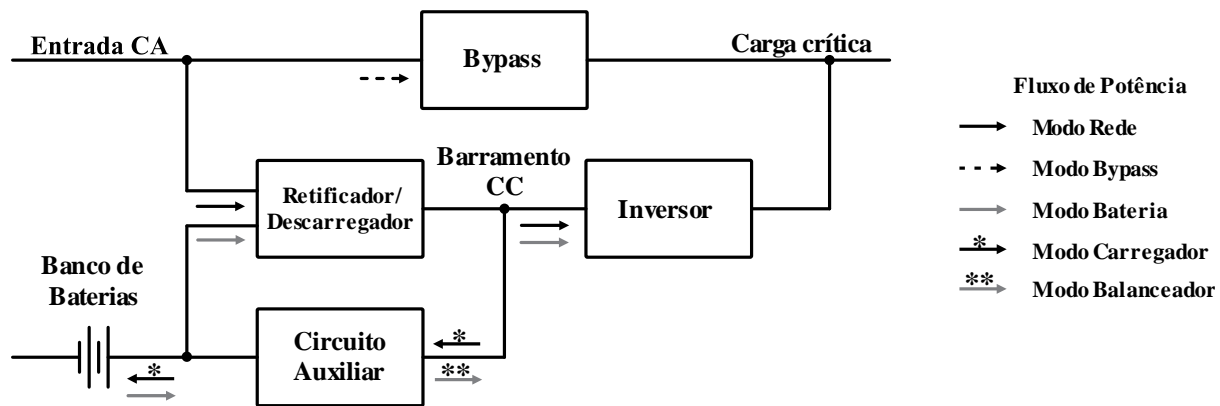


Figura 9 – Diagrama de blocos da UPS proposta.

2.4. UPS PROPOSTA

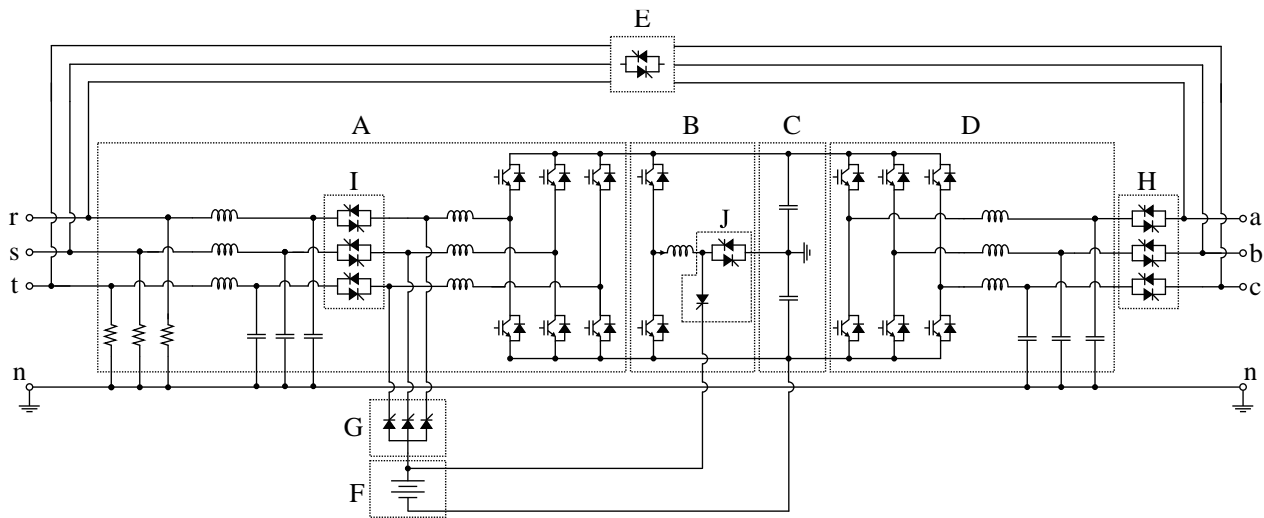
A UPS a ser desenvolvida neste trabalho tem como objetivo satisfazer requisitos de performance, funcionalidade e aplicabilidade, aliados ao custo reduzido. Assim, citam-se as características desejadas para a mesma:

- UPS trifásica;
- Tensão de entrada/saída por fase: 127 V;
- Potência aparente de saída: 20 kVA;
- Estágio de correção do fator de potência ($FP > 0,92$);
- Baixa THD da corrente de entrada;
- Tensão de saída regulada e senoidal, com THD menor que 8%;
- Carga e descarga do banco de baterias;
- Reduzido custo;

Considerando a revisão da literatura, pode-se concluir que sistemas UPS de alto desempenho são basicamente do tipo dupla conversão, uma vez que possuem tempo de transição reduzido entre o modo normal e o modo bateria, apresentam boa regulagem da tensão de saída, com baixa distorção harmônica de tensão, e oferecem ainda a possibilidade de implementação com estágio de correção do fator de potência de entrada. Assim, de acordo com a norma IEC 62040-3, sintetizada no APÊNDICE A, a UPS proposta é classificada como:

- **VFI**: Tensão de saída com amplitude e frequência independentes de variações na rede elétrica;
- **SS**: Tensão de saída senoidal, tanto em modo normal quanto em modo bateria;
- **111**: Tensão de saída com resposta rápida e com pequenas variações frente a degraus de cargas lineares e não-lineares.

Para atingir as características mencionadas, é proposta nesta dissertação a UPS trifásica sem transformador mostrada na Figura 10. O sistema é formado por um estágio de entrada, um inversor trifásico com filtro LC, um barramento CC dividido que faz a interconexão dos estágios de entrada e saída, um circuito auxiliar, um banco de baterias, uma chave trifásica de *bypass* e chaves de transferência. Devido à ligação comum do neutro de entrada, de saída e do ponto central do divisor capacitivo, não é necessário o transformador isolador para a operação da chave de *bypass*, o que reduz o volume e o peso total do sistema



- | | |
|-----------------------|---|
| A. Estágio de Entrada | F. Banco de baterias |
| B. Circuito auxiliar | G. Chaves de transferência do banco de baterias |
| C. Barramento CC | H. Chaves de transferência de saída |
| D. Estágio de Saída | I. Chaves de transferência de entrada |
| E. Chave de Bypass | J. Chaves de transferência do circuito auxiliar |

Figura 10 – Topologia UPS trifásica proposta. Circuito completo.

2.4.1. Interruptores

O estágio de entrada, o inversor e o circuito auxiliar são formados por interruptores comutados em alta frequência. Para baixas potências os MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) são largamente utilizados devido à possibilidade de operação em alta frequência com perdas desprezíveis. Em média potência, o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) geralmente é considerado o dispositivo mais adequado para ser usado em conversores que utilizam modulação PWM. Em alta potência, o tiristor é recomendado pela sua capacidade de auto-comutação e bloqueio por tensão reversa na frequência de chaveamento de alguns kHz (SINGH, 2004). Dessa forma, como a UPS proposta é dimensionada para 20 kVA, os sete braços de interruptores são compostos por IGBTs, operando à 15 kHz.

Os sinais de controle dos interruptores são gerados a partir de um DSP (*Digital Signal Processor*) e utilizam modulação por largura de pulso PWM senoidal. Esse método é muito utilizado devido a seu desempenho satisfatório e simplicidade de implementação.

2.5. CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica acerca das topologias UPS de alto desempenho estudadas ao longo dos últimos anos, exemplificando suas principais características, vantagens e desvantagens. Topologias que apresentam o neutro conectado entre a entrada, saída e ao ponto central do barramento CC destacam-se, uma vez que essa característica possibilita a implementação sem transformador, reduzindo o volume, peso e custo destes equipamentos. Contudo, na utilização de barramento CC dividido, deve-se considerar o possível desequilíbrio de tensão entre os capacitores do barramento, especialmente em modo bateria. Outra característica interessante e necessária em sistemas UPS é a utilização de circuitos adicionais para efetuar a carga/descarga do banco de baterias, de forma a reduzir a tensão do banco de baterias e conseqüentemente seu custo.

Com isso, o presente trabalho propõe uma topologia de UPS trifásica de alto desempenho que se caracteriza pelo custo, peso e volume reduzidos, uma vez que não emprega transformador, e é utilizado o mesmo circuito auxiliar para efetuar a carga do banco de baterias em modo normal de operação e também o balanço dos capacitores do barramento CC em modo bateria. A descarga do banco de baterias é feita pelo próprio circuito de entrada da UPS, de forma a reaproveitar um circuito já disponível e dimensionado para a potência nominal da UPS. Essas características permitem que o circuito auxiliar seja dimensionado apenas para a carga das baterias, o que representa uma fração da potência nominal do circuito.

Nos próximos capítulos serão descritos o funcionamento, a modelagem e a estrutura de controle do estágio de entrada da UPS, do circuito auxiliar e do inversor trifásico. Serão realizados os projetos dos filtros utilizados, detalhando as razões pela escolha dos mesmos de acordo com a aplicação específica.

CAPÍTULO 3

ESTÁGIO DE ENTRADA: RETIFICADOR TRIFÁSICO E DESCARREGADOR DO BANCO DE BATERIAS

3.1. INTRODUÇÃO

A partir da utilização dos conversores estáticos nas mais diversas aplicações, o conteúdo harmônico da corrente no sistema elétrico tornou-se um fator preocupante. A distorção ocasionada na corrente é devida à natureza não-linear das cargas conectadas ao sistema elétrico, como é o caso dos retificadores convencionais não controlados com filtro capacitivo, que concentram a demanda de energia nos picos da tensão senoidal da rede de distribuição (WATANABE, 1993).

Estes componentes harmônicos das correntes que não contribuem com a potência ativa, circulam através dos cabos, transformadores e demais componentes da rede, originando uma série de consequências prejudiciais ao sistema elétrico. Dentre estes efeitos, podem-se citar o aquecimento e as perdas por efeito Joule em condutores, transformadores e motores, baixo fator de potência, distorção nas tensões da rede, ocasionada pela circulação das componentes harmônicas de corrente pela impedância da linha, geração de componentes harmônicas de sequência zero pelo neutro de sistemas trifásicos, interferência eletromagnética, dentre outros (DE LA ROSA, 2006).

De forma a evitar os problemas mencionados, soluções passivas e ativas de filtragem de harmônicas de corrente e correção do fator de potência são encontradas na literatura (SIEBERT, 2002; SINGH, 2004; RODRIGUEZ, 2005). Em aplicações onde a potência de saída é superior a 10 kW usualmente utilizam-se retificadores trifásicos com correção ativa do fator de potência, os quais empregam interruptores controlados que sintetizam correntes senoidais e em fase com a tensão de alimentação, independente da carga conectada à saída da UPS (BARBI, 2002; BORGONOVO, 2005; BATISTA, 2006). As técnicas de correção ativa também apresentam melhor resposta dinâmica na regulação da tensão de barramento, mas exigem maior complexidade de análise e projeto. Um filtro passa-baixa é usualmente utilizado entre o retificador e a rede, de forma a atenuar as componentes harmônicas de alta frequência providas do efeito do chaveamento dos interruptores.

Em UPS de dupla conversão o estágio de entrada pode ser utilizado também para a carga do banco de baterias durante o modo normal. Porém, durante o modo bateria de operação, o estágio de entrada geralmente encontra-se ocioso enquanto é feita a descarga do banco de baterias através

de um circuito adicional, acoplado em paralelo ao barramento CC, que deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS. Este circuito adicional é também muitas vezes utilizado para realizar a carga do banco de baterias em modo normal de operação (KIM, 2009; SOUZA, 2009; ZHANG, 2016).

Assim, objetivando a redução de custos da topologia, este trabalho propõem a utilização do estágio de entrada da UPS como descarregador do banco de baterias em modo bateria de operação, momento em que este circuito está inoperante. Como o retificador é naturalmente projetado para a potência nominal da UPS, a única modificação necessária no circuito é a adição de chaves de transferência que desacoplam a rede e conectam o banco de baterias ao estágio de entrada.

Com isso, este capítulo apresenta a análise e o projeto do estágio de entrada da UPS proposta, composto pelo circuito do retificador trifásico/descarregador de baterias e pelo filtro de entrada. É apresentada a estrutura de controle para que o estágio de entrada realize a correção do fator de potência e garanta a adequada regulação da tensão do barramento CC tanto para o modo normal quanto para o modo bateria de operação. É feita a modelagem de pequenos sinais de forma a definir as funções de transferência de interesse, e assim realizar o projeto dos controladores para ambos os modos de operação. É mostrado também como é feita a escolha e o projeto do filtro de entrada mais apropriado para a aplicação.

3.2. CIRCUITO DO ESTÁGIO DE ENTRADA DA UPS

O retificador trifásico utilizado neste trabalho é bastante difundido na literatura por propiciar a utilização de técnicas ativas de controle, o que permite o controle do fator de potência de entrada e da tensão total do barramento CC. Sua estrutura possibilita também a implementação do barramento CC com ponto central conectado ao neutro do sistema, condição necessária para a correta operação do circuito de *bypass* durante o funcionamento a quatro fios da UPS e consequente eliminação do transformador, além de apresentar modularidade de implementação, o que pode representar facilidades referentes à produção industrial.

Para efeito de análise e projeto, a tensão de barramento é considerada uma fonte de tensão contínua ideal, aproximação possível dado o valor elevado da capacitância do barramento CC. Dessa forma, pode-se desconsiderar a ondulação da tensão, o que permite a análise desacoplada do estágio de entrada e do estágio de saída da UPS, sem que a dinâmica de um interfira na operação do outro.

O circuito do estágio de entrada é composto por seis interruptores com diodos em antiparalelo, sendo que os interruptores do mesmo braço operam complementarmente, um barramento capacitivo com ponto central e um filtro passa-baixa. Adicionalmente, são utilizadas chaves de transferência que alteram a configuração do retificador para cada modo de operação específico: modo normal, bateria ou *bypass*. O circuito de *bypass* não será analisado neste trabalho.

3.2.1. Retificador trifásico com filtro LCL

Quando as tensões da rede de alimentação apresentam-se em condições adequadas, a UPS encontra-se em modo normal de operação e o filtro LCL de entrada é conectado à rede elétrica através de chaves de transferência, sendo que o estágio de entrada é utilizado como retificador trifásico. A Figura 11 mostra a configuração do estágio de entrada da UPS em modo normal de operação, composto pelo retificador trifásico e por um filtro LCL.

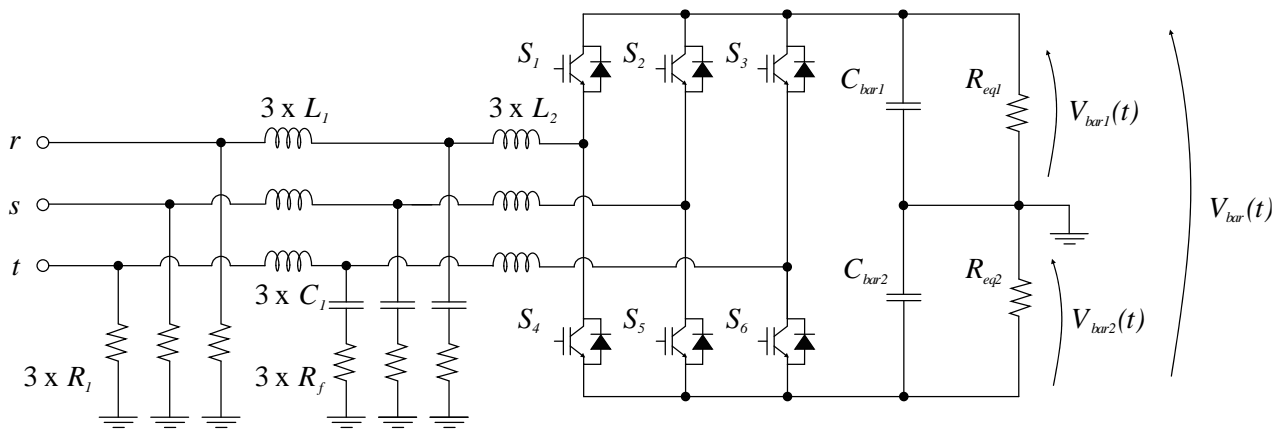


Figura 11 – Estágio de entrada da UPS operando como retificador trifásico com filtro LCL.

As tensões de saída do retificador são representadas por V_{bar1} e V_{bar2} , onde V_{bar} é a tensão total do barramento CC. As resistências equivalentes R_{eq1} e R_{eq2} , adicionadas em paralelo com os capacitores do barramento CC, representam o consumo de energia das cargas de saída e são projetadas para consumir a potência ativa nominal da UPS (P_o), onde cada uma consome metade desta potência, quando $V_{bar1} = V_{bar2}$. O filtro LCL de entrada é composto pelo indutor do lado da rede (L_1), o indutor do lado do conversor (L_2) e pelo capacitor de filtro (C_1). É utilizado o resistor

R_l para descarregar o filtro durante mudanças no modo de operação da UPS e R_f é o resistor de amortecimento, que garante a estabilidade do filtro. O indutor do lado da rede pode ser projetado para baixas frequências e o indutor do lado do inversor deve ser implementado com núcleo para alta frequência. A motivação pela escolha do filtro LCL e seu projeto detalhado são apresentados na seção 3.5.

3.2.2. Descarregador do banco de baterias

Quando a tensão da rede elétrica encontra-se fora dos limites de operação pré-estabelecidos, o modo de operação da UPS é alterado para modo bateria. Nesse modo, o estágio de entrada da UPS é responsável por descarregar o banco de baterias. Esta solução permite utilizar um circuito disponível para realizar uma função que usualmente é feita por um conversor CC/CC específico, e que deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS. Dessa forma, tem-se uma redução considerável no custo total da UPS.

No modo bateria, chaves de transferência desconectam a rede e os componentes LC do filtro de entrada, e conectam o banco de baterias ao filtro L restante. Através da remoção da parte LC do filtro de entrada, reduz-se as perdas ôhmicas e magnéticas, o que acarreta em uma maior autonomia para o banco de baterias, além de evitar possíveis dinâmicas extras neste modo de operação. A Figura 12 apresenta a configuração do estágio de entrada da UPS em modo bateria de operação, quando atua como descarregador do banco de baterias.

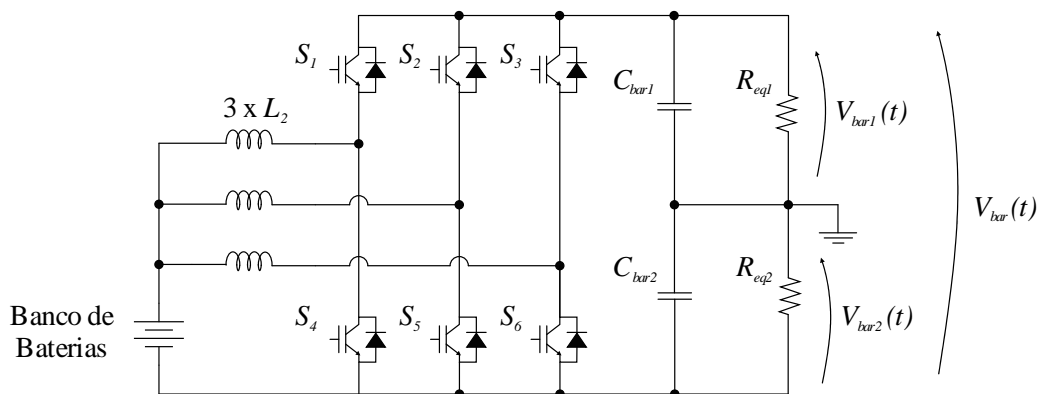


Figura 12 – Estágio de entrada da UPS operando como descarregador do banco de baterias.

A utilização do barramento CC dividido com conexão do neutro do sistema ao ponto central do barramento possibilita a eliminação do transformador isolador na operação a quatro fios. Contudo, a configuração com barramento CC dividido apresenta um problema de controlabilidade da tensão do ponto central. Quando alimentando cargas desequilibradas ou mesmo devido a não idealidades do sistema, as tensões dos capacitores tendem a se desequilibrar, devido ao consumo desigual de energia entre as metades do barramento, uma vez que através das técnicas convencionais de controle da tensão, apenas a tensão total é regulada, e não a tensão sobre cada metade independentemente (HIRACHI, 1996; UEMATSU, 1998; LO, 2002). Assim, torna-se necessário o balanço da tensão dos capacitores de barramento, seja pela inclusão de um circuito específico ou através de leis de controle (GHOSH, 2007; BOYS, 1989; SU, 1997; TSAI, 2004).

3.3. BARRAMENTO CC DIVIDIDO

Para a definição da tensão de barramento deve-se levar em consideração que os diodos em antiparalelo com os interruptores do estágio de entrada carregam naturalmente cada metade do barramento com o pico da tensão da rede. Supondo que a rede possa variar até 20% do seu valor nominal, tem-se então que a tensão total do barramento CC deve ser superior ao dobro deste valor, como mostra (3.1).

$$V_{bar} \approx 2 \cdot (100\% + 20\%) \cdot V_{in_pico} \quad (3.1)$$

$$V_{bar} \approx 2 \cdot 1,2 \cdot 180$$

$$V_{bar} \approx 432V$$

Onde V_{in_pico} é a tensão de pico nominal de entrada. Com isso, de forma arredondada, é utilizada a tensão de barramento igual a 430 V, com 215 V aplicados a cada metade do barramento dividido.

O dimensionamento dos capacitores de barramento em UPS é feito a partir do *hold-up time*. Este termo é definido como o tempo em milissegundos que uma UPS pode manter a tensão de saída sob limites adequados após a perda da fonte de alimentação. Valores de *hold-up time* usualmente encontram-se na faixa entre 15 e 25 ms, o que corresponde a pouco mais de um ciclo da rede.

Assim, para não distorcer as tensões sintetizadas pelo inversor, os capacitores do barramento CC devem possuir energia suficiente suportar a carga durante o *hold-up time*, evitando que a tensão de cada metade do barramento caia a níveis inferiores ao pico das tensões sintetizadas. Os capacitores equivalentes de cada metade do barramento CC utilizados neste trabalho, C_{bar1} e C_{bar2} , são de 12000 μF cada, com a capacitância equivalente de barramento (C_{eq}) sendo de 6000 μF .

3.4. BANCO DE BATERIAS

O banco de baterias é necessário para sustentar a alimentação da carga por um tempo pré-determinado em potência nominal quando a rede elétrica se encontra fora dos limites adequados de operação. Quando a topologia UPS proposta encontra-se em modo bateria de operação, o banco de baterias é conectado ao estágio de entrada da UPS através das chaves de transferência. Assim, o estágio de entrada funciona como um conversor *boost*, elevando a tensão do banco de acordo com o valor nominal da tensão do barramento CC.

O projeto da tensão do banco de baterias é feito considerando baterias de chumbo-ácido por serem as mais comumente utilizadas em aplicações que demandam uma grande quantidade de energia a um baixo custo, como é o caso de sistemas UPS (UNITRODE, 1999). Comercialmente, é usual a utilização de baterias de 12 V, de 7 ou 9 Ah. Neste trabalho é considerado um banco de baterias formado pela associação série de 20 unidades de 12 V/9 Ah, conforme (3.2).

$$V_{bat} = 20 \cdot 12V = 240V \quad (3.2)$$

Onde V_{bat} é a tensão do banco de baterias.

3.5. FILTRO LCL

A troca de energia entre a rede e o conversor deve ser realizada adequadamente, com o mínimo de perdas, a baixo custo e com a menor interferência possível. Os harmônicos gerados pela ação do chaveamento dos interruptores do estágio de entrada, compreendidos na frequência de chaveamento e seus múltiplos, degradam a qualidade da corrente drenada da rede elétrica e consequentemente da tensão disponível, dependendo da impedância da linha. Assim, usualmente utilizam-se filtros entre a rede elétrica e o conversor, de forma a atenuar os harmônicos em questão.

Filtros puramente indutivos podem ser utilizados, pois apresentam simplicidade e atenuam as harmônicas de ordem elevada adequadamente. Contudo, apresentam valor de indutância elevado, o que causa grande queda de tensão, aumenta o custo e o volume do sistema, dificultando sua utilização em sistemas de potência superior a alguns kW (BOUCHAFFA, 2010).

O filtro LCL passa-baixa apresenta-se como uma boa alternativa para a atenuação das harmônicas de corrente de entrada, pois além de proporcionar uma melhor atenuação (-60 dB/década), também reduz custos, peso e volume, uma vez que seus indutores apresentam menores indutâncias (LISERRE, 2001; LISERRE, 2005; WANG, 2003; NISHIOKA, 2016). Sendo assim, o filtro LCL se mostra o mais adequado a ser utilizado no presente trabalho, e é projetado para que a topologia UPS desenvolvida apresente uma baixa THD de corrente de entrada. É definido o valor máximo da THD da corrente de entrada em 5%, de forma a não prejudicar o fator de potência de entrada.

O procedimento de projeto para a obtenção dos parâmetros do filtro LCL é feito de acordo com LISERRE (2001) e LISERRE (2005). Para se obter o melhor desempenho, o autor cita algumas observações e determinados parâmetros que devem ser respeitados, tais como:

- O valor da potência reativa do capacitor do filtro deve ser inferior a 5% da potência reativa nominal do sistema;
- O valor da indutância deve ser limitado a fim de se reduzir a queda de tensão;
- A frequência de ressonância do filtro (f_{res}) deve estar dentro de uma faixa que não perturbe a frequência da rede (f_r) nem a frequência de chaveamento (f_{sw}). Esta faixa de frequência é mostrada em (3.3).

$$10f_r \leq f_{res} \leq 0,5f_{sw} \quad (3.3)$$

- O valor do resistor R_l deve ser calculado levando em consideração a resposta dinâmica do filtro, a frequência de ressonância e as perdas em baixa frequência.
- Os elementos do filtro LCL são considerados ideais.

Com isso, a escolha dos componentes do filtro LCL são dependentes da potência aparente do conversor (S_o), da tensão eficaz de fase de entrada (V_{in}), da frequência da rede e da frequência de chaveamento do conversor.

O valor do indutor do lado do conversor (L_2) é calculado para se obter uma ondulação máxima de corrente de 5%, de forma a garantir a baixa THD da corrente do lado da rede. Assim, utilizando (3.4) é calculada a corrente de pico do indutor L_2 (I_{L_2pico}).

$$I_{L_2pico} = \frac{S_o}{3V_{in}} \sqrt{2} \quad (3.4)$$

Assim, a ondulação máxima de corrente no indutor L (ΔI_{L_2}) é dada por (3.5).

$$\Delta I_{L_2} = 0,05 I_{L_2pico} \quad (3.5)$$

Com o valor da ondulação de corrente especificado, calcula-se o valor do indutor L_2 em (3.6)(REZNIK, 2012).

$$L_2 = \frac{V_{bar}/2}{6 f_{sw} \Delta I_{L_2}} \quad (3.6)$$

Onde V_{bar} é a tensão total do barramento CC, composta pela soma de V_{bar1} e V_{bar2} . Os demais componentes do filtro são normalizados a partir dos valores base calculados em (3.7) e (3.8).

$$Z_b = \frac{V_{in}}{S_o} \quad (3.7)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_r Z_b} \quad (3.8)$$

Onde Z_b é a impedância de base de entrada, C_b é a capacitância de base de entrada, ω_r é a frequência angular da rede, dada por (3.9). Neste trabalho é utilizada a frequência da rede (f_r) de 60 Hz.

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (3.9)$$

O valor do indutor L_1 é calculado em função do indutor do lado do conversor, utilizando-se o fator r , que relaciona as indutâncias de entrada, conforme mostra (3.10).

$$L_1 = r L_2 \quad (3.10)$$

O projeto do capacitor é feito de acordo com a energia reativa que ele deve absorver em condições nominais de carga. É calculado em função de C_b , de acordo com (3.11), onde a variável x é a porcentagem de energia reativa absorvida. Para manter o fator de potência unitário, é usualmente utilizado um valor de x menor do que 5% (LISERRE, 2005). Neste trabalho é utilizado 1% para x .

$$C_1 = x C_b \quad (3.11)$$

Assim, pode-se estimar o valor de r através da equação da atenuação harmônica de corrente (k_a), que relaciona a corrente harmônica da rede ($i_g(h_{sw})$) com a corrente harmônica no conversor ($i(h_{sw})$), dada por (3.12). Empiricamente é utilizado o valor de 0,2 para a atenuação de corrente (MATOS, 2010).

$$k_a = \frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{\left|1 + r \left(1 - (L_2 C_b \omega_{sw}^2)x\right)\right|} \quad (3.12)$$

A Figura 13 apresenta a curva que relaciona a atenuação harmônica da corrente na frequência de chaveamento com a variável r . Para uma atenuação de 0,2, correspondente a 20%, tem-se r igual a 0,14.

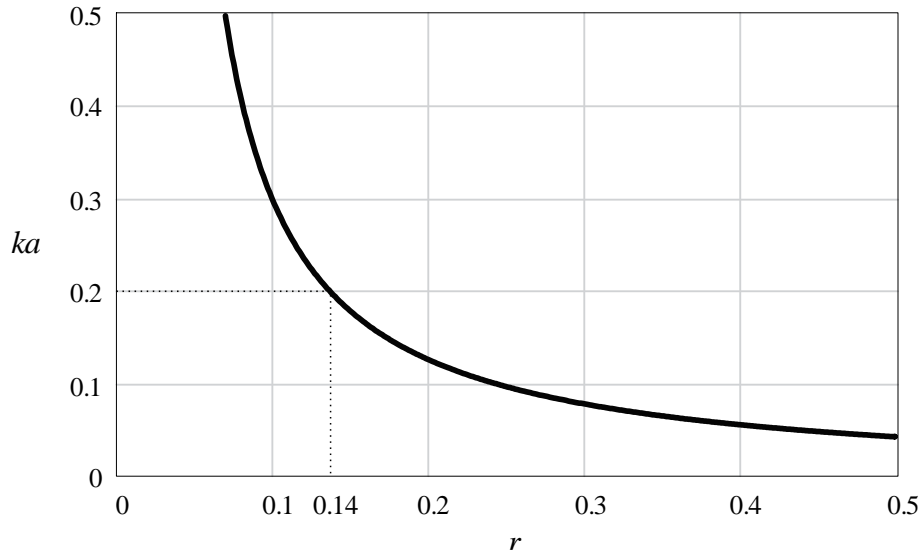


Figura 13 – Relação entre a atenuação harmônica na frequência de chaveamento e o fator r .

Com a definição do valor de L_2 e a variável r encontrada, pode-se calcular o valor do indutor L_1 através de (3.10). Com todos os elementos do filtro LCL projetados, deve-se ainda avaliar se a condição imposta por LISERRE (2005) em (3.3) sobre a frequência de ressonância é respeitada. Assim, a frequência de ressonância do filtro LCL é calculada por (3.13).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \quad (3.13)$$

Contudo, a rede possui uma impedância que pode interferir na frequência de ressonância do filtro, podendo até mesmo levar o sistema a instabilidade. Assim, estima-se uma indutância de rede (L_r) entre 0 e 1 mH e avalia-se a nova frequência de ressonância, considerando essa indutância em série com o indutor L_1 (3.14).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(L_1 + L_r) + L_2}{(L_1 + L_r) L_2 C_1}} \quad (3.14)$$

Para o presente trabalho, e de acordo com (3.3), a frequência de ressonância do filtro LCL deve estar na faixa entre 600 Hz e 7500 Hz, dada a frequência da rede de 60 Hz e a frequência de

chaveamento de 15 kHz. A Figura 14 mostra a variação da frequência de ressonância de acordo com a indutância da rede.

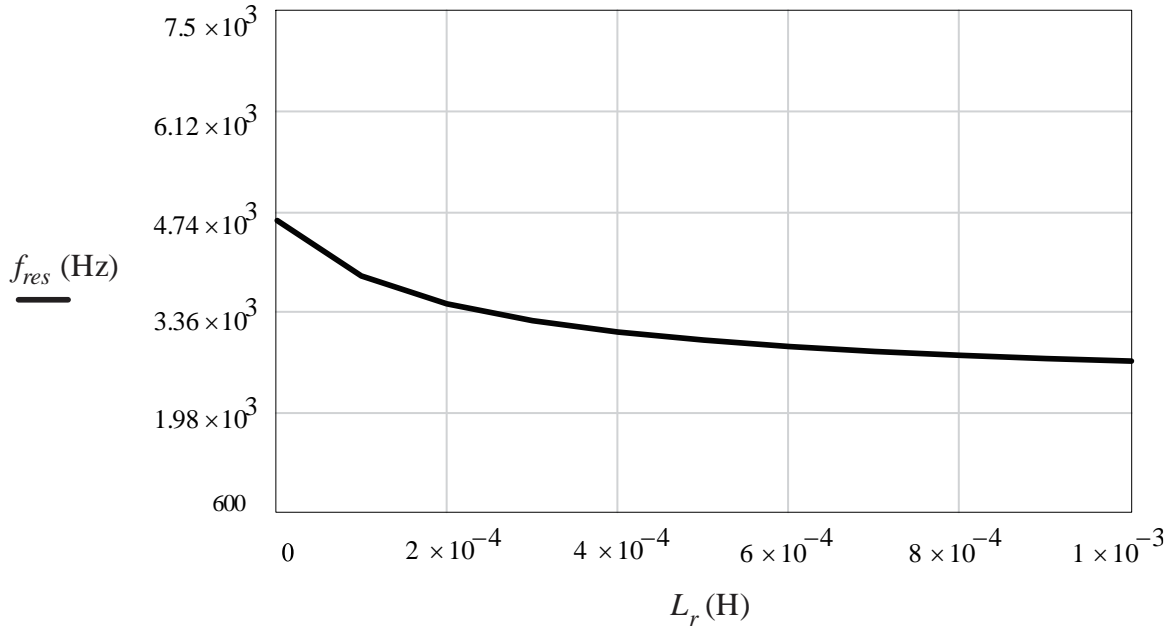


Figura 14 – Frequência de ressonância do filtro LCL em relação a variação da indutância da rede.

A partir da análise da Figura 14 percebe-se que a frequência de ressonância do filtro LCL permanece dentro dos limites apresentados por LISERRE (2005) mesmo para a variação considerada para a impedância da rede. Ainda, a fim de manter uma boa performance na filtragem de harmônicas, a frequência de ressonância do filtro LCL deve ser colocada acima da banda passante do controle de corrente do retificador (PETTERSSON, 2012).

Com o intuito de garantir a estabilidade do filtro, na maioria das aplicações torna-se necessário a utilização de alguma técnica de amortecimento ativa ou passiva da ressonância. A técnica de amortecimento ativo realiza o amortecimento do pico de ressonância através de modificações no sistema de controle do retificador, porém a complexidade do projeto de controle do sistema tende a ser maior. Neste trabalho é utilizado o amortecimento passivo, de forma a reduzir o pico de ressonância através da inclusão do resistor R_f , que pode ser calculado por (3.15).

$$R_f = \frac{1}{6\pi f_{res} C_1} \quad (3.15)$$

Por fim, é utilizado um resistor em paralelo com o filtro LCL a fim de dissipar a energia armazenada no filtro durante as trocas de estado das chaves de transferência de entrada, assim oferecendo um caminho para a corrente e evitando picos de tensão. A resistência R_I é encontrada de acordo com (3.16).

$$R_I = \frac{V_{in}^2}{P_{R_I}} \quad (3.16)$$

Onde P_{R_I} é a potência a ser dissipada pelo resistor R_I .

A Tabela 1 apresenta os parâmetros utilizados para o projeto do filtro LCL.

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do filtro LCL.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência aparente de saída	S_o	20 kVA
Tensão eficaz de fase de entrada	V_{in}	127 V
Tensão total de barramento	V_{bar}	430 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Ondulação máxima de corrente	ΔI_{L2}	7,5 %
Frequência da ressonância	f_{res}	$600 \text{ Hz} \leq f_{res} \leq 7500 \text{ Hz}$
Porcentagem de energia reativa absorvida	x	0,01
Fator de atenuação de corrente	ka	0,2
Potência dissipada por R_I	P_{R_I}	10 W

A partir dos parâmetros de projeto da Tabela 1, calculam-se os valores dos elementos do filtro LCL. A Tabela 2 apresenta os valores dos elementos passivos que compõem o filtro LCL de entrada.

Tabela 2 – Parâmetros do filtro LCL.

Elemento	Símbolo	Valor
Indutor do lado da rede	L_1	150 μH
Indutor do lado do conversor	L_2	450 μH
Capacitor do filtro	C_1	10 μF
Resistor de amortecimento	R_f	1 Ω
Resistor de dissipação	R_1	2400 Ω

3.6. ESTRUTURA DE CONTROLE

Para que a UPS possa operar de forma apropriada, é necessário que o comando dos interruptores seja realizado adequadamente pelo sistema de controle. A estratégia de controle do circuito de entrada da UPS utilizada neste trabalho é feita através de controle digital, utilizando a técnica convencional de controle por valores médios instantâneos e modulação PWM. Como a configuração do estágio de entrada é alterada para cada modo de operação, dependendo se o estágio de entrada funciona como retificador trifásico ou como descarregador do banco de baterias, torna-se necessário uma estrutura de controle distinta para o modo normal e outra para o modo bateria.

Para a implementação digital do controle há a necessidade de se amostrar os sinais analógicos e convertê-los em sinais discretos. Deste modo, aparecem nos diagramas das estruturas de controle os blocos referentes aos amostradores, atrasos de implementação (z^{-1}) e os ganhos dos conversores analógico/digital (ADC). São utilizados retentores de ordem zero (*ZOH - Zero-Order Hold*) para a reconstrução dos sinais amostrados, o qual mantém o valor da amostra durante T_s segundos.

Com a presença do condutor de neutro, o circuito do estágio de entrada pode ser analisado como três circuitos monofásicos independentes para o modo normal de operação. Assim, a estrutura de controle do retificador trifásico é composta por três malhas. Uma malha rápida interna de corrente para cada fase, uma malha externa lenta para o controle da tensão total do barramento, que neste trabalho é projetada pela energia armazenada no barramento CC, e uma terceira malha, ainda mais lenta, para o equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento. A terceira malha adiciona uma componente CC de corrente na referência de corrente das malhas rápidas, de forma a ajustar a diferença de tensão entre os capacitores. Um termo *feed-forward* é adicionado na malha de corrente para melhorar a resposta transitória e proporcionar ao controle do conversor robustez em relação a distúrbios relacionados à tensão da rede CA. A Figura 15 mostra a estrutura de controle para o retificador trifásico em modo normal de operação.

Assim, k_e é derivado a partir da equação da energia acumulada nos capacitores de barramento, e é dado por (3.19).

$$k_e = \frac{1}{2} C_{eq} \quad (3.19)$$

O ganho k_{ff} é o ganho referente a ação *feed-forward*, e é calculado em relação à tensão total de barramento, como mostra (3.20).

$$k_{ff} = \frac{1}{V_{bar}} \quad (3.20)$$

Porém, a utilização do estágio de entrada como descarregador do banco de baterias impede que o balanço da tensão sobre os capacitores de barramento seja feito via controle do próprio retificador. Para isso, utiliza-se um circuito adicional, o qual é analisado no próximo capítulo. Apesar de ser necessária a utilização deste circuito auxiliar, o mesmo também realiza a carga do banco de baterias em modo normal de operação, e pode ser então dimensionado apenas para a corrente de carga, que pode variar entre 5% e 20% da potência nominal da UPS, dependendo do método de carga (VIERA, 2002; CHEN, 2010). A Figura 16 mostra a estrutura de controle do descarregador do banco de baterias em modo bateria de operação.

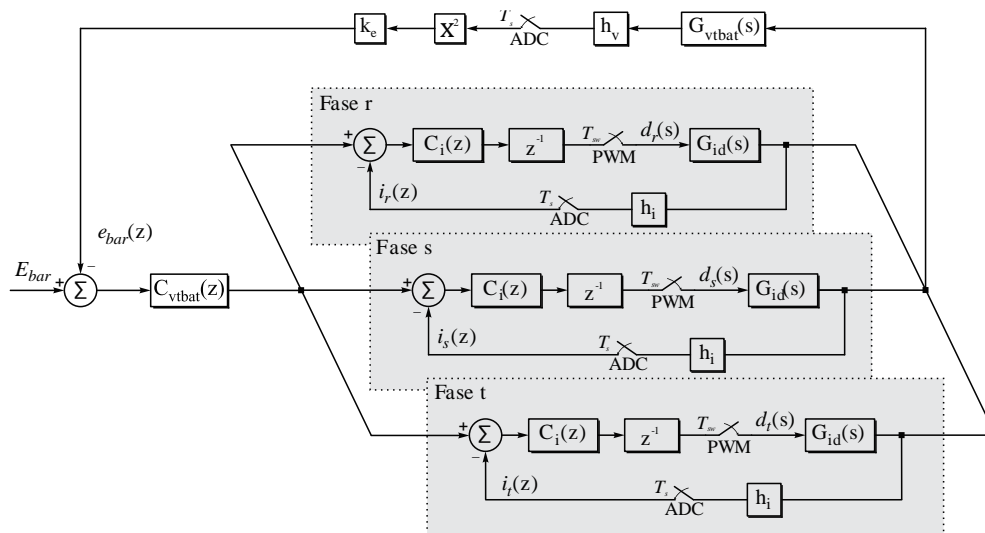


Figura 16 – Estrutura de controle do descarregador do banco de baterias em modo bateria de operação.

Onde $G_{v_{\text{tbat}}}(s)$ é a função de transferência da tensão total de barramento em modo bateria de operação calculada pelo método da energia e $C_{v_{\text{tbat}}}(s)$ é o compensador de tensão total do barramento em modo bateria de operação.

A estratégia de controle utiliza as mesmas malhas de corrente para os dois modos de operação, de forma que apenas a referência de corrente seja alterada de senoidal no modo normal para contínua no modo bateria e vice-versa. A referência de corrente para o modo normal de operação é uma constante equivalente à corrente de pico de entrada, que após é multiplicada por uma amostra de valor unitário da tensão da rede da respectiva fase, de forma a sintetizar uma corrente com a mesma frequência e em fase com esta tensão. Em modo bateria, a corrente de referência é a própria ação de controle provida pela malha de tensão.

3.7. MODELAGEM DO ESTÁGIO DE ENTRADA

Para que possam ser projetadas as malhas de controle do conversor é necessária a determinação das funções de transferência que envolvem as variáveis relevantes ao comando dos interruptores. Assim, a modelagem é feita buscando os modelos que representam o comportamento dinâmico do estágio de entrada da UPS, de forma a ser possível projetar as três malhas do sistema de controle digital.

Os modelos derivados são válidos apenas para o sistema contínuo, abrangendo as funções de transferência no plano s . Para a implementação digital do controle, é necessária a discretização dos modelos contínuos. Para isso, utiliza-se a transformação $z = e^{sT_s}$, onde a modelagem é transferida para o plano discreto z , sendo T_s o período de amostragem. Com as funções de transferência definidas em z , utiliza-se a transformação bilinear de Tustin para converter os modelos do plano z para o plano w , onde os controladores discretos podem ser projetados utilizando as mesmas técnicas de Bode que são empregadas para o plano s . A relação entre o plano z e o plano w é dada por (3.21).

$$z = \frac{1 + \frac{T_s}{2} w}{1 - \frac{T_s}{2} w} \quad (3.21)$$

Com esta transformação, a circunferência do círculo de raio unitário no plano z é mapeada no eixo imaginário do plano w , o interior e o exterior do círculo unitário são mapeados no semi-plano esquerdo e no semi-plano direito do plano w , respectivamente. Contudo, as respostas dinâmicas entre os planos z e w apresentam certas distorções quando comparadas ao plano s , principalmente em frequências próximas e superiores à frequência de amostragem. Porém, para frequências mais baixas, o mapeamento entre o plano s e w são similares, fazendo com que a distorção entre ambos seja praticamente desconsiderada.

Assim, são derivadas as funções de transferência de interesse nos três domínios, avaliando-se ainda o diagrama de Bode para ambas, de forma a verificar a existência de distorções entre as respostas dinâmicas. Caso exista uma diferença relevante, a mesma deve ser compensada no projeto do controlador, de forma a evitar a instabilidade do sistema. É utilizada a frequência de

amostragem (f_s) de 15 kHz, de forma que as variáveis de entrada são amostradas uma vez por período de chaveamento, sendo que o período de amostragem é dado por $T_s = 1/f_s$.

3.7.1. Modelo da corrente pela razão cíclica

Assumindo que as malhas de tensão mantêm reguladas as tensões sobre os capacitores do barramento CC e que são significativamente mais lentas que a malha de corrente, pode-se substituir os capacitores do barramento CC e as cargas por duas fontes de tensão CC com amplitudes iguais à $V_{bar}/2$ para realizar o projeto do compensador da malha de corrente. Devido a conexão do condutor de neutro no ponto central do barramento CC, a modelagem do retificador pode ser feita considerando-se três circuitos monofásicos independentes. Ainda, de acordo com ARAUJO (2012) e DANNEHL (2009), os filtros L e LCL apresentam resposta em frequência muito próximas até a frequência de ressonância. Assim, o filtro LCL é simplificado e modelado como apenas um indutor equivalente. A Figura 17 apresenta o circuito equivalente monofásico para o retificador.

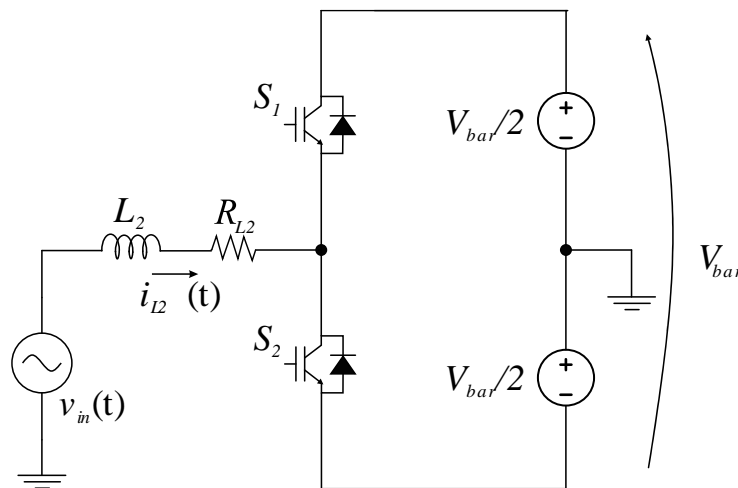


Figura 17 – Circuito equivalente monofásico para o retificador.

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff no circuito equivalente da Figura 17 e considerando apenas os valores médios das variáveis em questão por período de comutação, obtém-se (3.22).

$$-V_{in}(t) + R_{L_2} i_{L_2}(t) + L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} + u_{PWM} = 0 \quad (3.22)$$

Onde $V_{in}(t)$ é a tensão de entrada, que para malha da corrente de entrada é considerada um distúrbio, R_{L_2} é a resistência intrínseca do indutor L_2 e seu valor é considerado igual a $0,1 \Omega$, i_{L_2} é a corrente do indutor L_2 e u_{pwm} é a tensão entre o ponto central do braço de interruptores e o neutro comum do sistema. Conforme o estado dos interruptores é alterado, a tensão u_{pwm} varia entre $V_{bar}/2$ e $-V_{bar}/2$. Calculando-se a tensão média em um período de comutação, a tensão u_{pwm} pode ser relacionada com a razão cíclica d_{S1} , de acordo com (3.23).

$$u_{PWM} = 2d_{S1} \frac{V_{bar}}{2} - \frac{V_{bar}}{2} \quad (3.23)$$

Substituindo-se (3.23) em (3.22), e rearranjando os termos de forma a isolar a variação da corrente do indutor, é obtida a equação (3.24).

$$\frac{di_{L_2}(t)}{dt} = \frac{V_{in}(t) - R_{L_2} i_{L_2}(t) - 2d_{S1} \frac{V_{bar}}{2} + \frac{V_{bar}}{2}}{L_2} \quad (3.24)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica que resultam em perturbações na corrente do indutor L_2 , obtém-se a equação (3.25).

$$\frac{di_{L_2}(t)}{dt} = \frac{V_{in}(t) - R_{L_2} (i_{L_2}(t) + \hat{i}_{L_2}(t)) - 2(d_{S1}(t) + \hat{d}_{S1}(t)) \frac{V_{bar}}{2} + \frac{V_{bar}}{2}}{L_2} \quad (3.25)$$

Desprezando os termos CC da equação (3.25), tem-se (3.26).

$$\hat{i}_{L_2}(t) = \frac{-R_{L_2} \hat{i}_{L_2}(t) - \hat{d}_{S1}(t) V_{bar}}{L_2} \quad (3.26)$$

Rearranjando os termos de (3.26) de forma a evidenciar a corrente do indutor L_2 pela razão cíclica e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se (3.27).

$$\frac{\hat{i}_{L_2}(s)}{\hat{d}_{S1}(s)} = -\frac{V_{bar}}{sL_2 + R_{L_2}} = \frac{-\frac{V_{bar}}{L_2}}{s + \frac{R_{L_2}}{L_2}} \quad (3.27)$$

Substituindo-se as variáveis da equação (3.27) pelos parâmetros da Tabela 1 e da Tabela 2, tem-se o modelo da corrente no indutor L_2 pela razão cíclica d_{S1} no domínio contínuo em (3.28).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{L_2}(s)}{\hat{d}_{S1}(s)} = \frac{-9,556 \cdot 10^5}{s + 222,2} \quad (3.28)$$

A função de transferência da corrente pela razão cíclica apresentada em (3.28) é um modelo no domínio contínuo. Para que as funções sejam utilizadas no sistema discreto, elas devem ser convertidas para o domínio z . Discretizando a equação (3.28) e adicionando o atraso de implementação (z^{-1}), tem-se (3.29).

$$G_{id}(z) = \frac{\hat{i}_{L_2}(z)}{\hat{d}_{S1}(z)} = \frac{-63,23}{z^2 - 0,9853z} \quad (3.29)$$

Considera-se as três fases idênticas e portanto todas apresentam os mesmos modelos, obtidos também através da equação (3.24).

Aplicando-se (3.21) na equação discreta (3.29), tem-se a função de transferência da corrente do indutor L_2 pela razão cíclica no plano w (3.30). Neste formato, o modelo pode ser utilizado no projeto dos controladores utilizando a análise em frequência por diagrama de Bode.

$$G_{id}(w) = \frac{\hat{i}_{L_2}(w)}{\hat{d}_{S1}(w)} = \frac{-31,85w^2 + 1,911 \cdot 10^6 w - 2,867 \cdot 10^{10}}{w^2 + 3,022 \cdot 10^4 w + 6,667 \cdot 10^6} \quad (3.30)$$

A Figura 18 mostra os diagramas de Bode da função de transferência da corrente pela razão cíclica no domínio s , z e w .

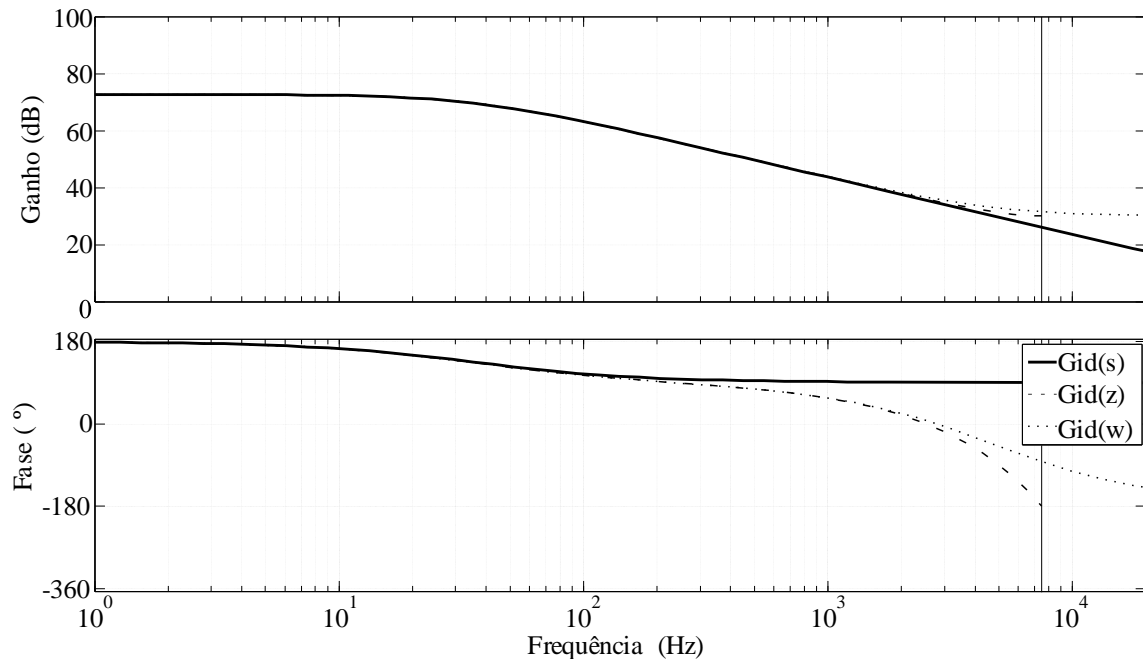


Figura 18 – Diagrama de Bode para a planta de corrente em s , z e w .

Como pode ser observado na Figura 18, as curvas de ganho são muito semelhantes para os domínios s , z e w . Contudo, acima da frequência de 1500 Hz (uma década abaixo da frequência de amostragem), a fase da planta no domínio z e w começam a apresentar um atraso considerável em relação a planta em s . Esta diferença deve ser considerada no projeto dos compensadores.

3.7.2. Modelo da tensão total de barramento (método da energia)

Para o controle da tensão total do barramento CC é utilizado o método da energia armazenada nos capacitores do barramento. Através do método da energia trabalha-se com uma planta naturalmente linear, não sendo necessária a linearização do modelo.

A partir das estruturas de controle apresentadas para o estágio de entrada da UPS nota-se que a energia acumulada nos capacitores de barramento é relacionada ao quadrado da tensão de barramento, que por sua vez depende diretamente da corrente injetada nos capacitores. A corrente de referência no modo normal de operação é proporcional a corrente de referência no modo bateria, e a constante de proporcionalidade entre as duas correntes pode ser deduzida a partir da relação de potências para os dois modos de operação, de acordo com (3.31).

$$P_{3\phi} = P_{bat} \quad (3.31)$$

Onde $P_{3\phi}$ é a potência trifásica, aplicada para o modo normal e P_{bat} é a potência do banco de baterias, sendo que a potência trifásica é calculada considerando-se o retificador com as três fases balanceadas, fator de potência unitário e fator de deslocamento nulo, de acordo com (3.32).

$$P_{3\phi} = 3V_{in} I_{in} \quad (3.32)$$

E a potência do banco de baterias é dada por (3.33).

$$P_{bat} = V_{bat} I_{bat} \quad (3.33)$$

A corrente do banco de baterias é dividida pelo número de braços de interruptores do estágio de entrada. Assim, a referência de corrente para cada braço no modo bateria ($I_{bat\,fase}$) é dada por (3.34).

$$I_{bat\,fase} = \frac{I_{bat}}{3} \quad (3.34)$$

Com isso, isolando a corrente de pico de entrada e a corrente de referência do modo bateria, temos a equação (3.35), que relaciona ambas as correntes.

$$I_{bat\,fase} = I_{in\,pico} \frac{V_{in}}{V_{bat} \sqrt{2}} \quad (3.35)$$

Sabendo-se que a potência instantânea é dada pela taxa de variação da energia no tempo, pode-se relacionar a variação da energia do barramento com a potência de entrada em modo normal (3.36) e em modo bateria (3.37).

$$P_{3\phi} = \frac{dE_{bar}}{dt} = \frac{3}{\sqrt{2}} V_{in} I_{in\,pico} \quad (3.36)$$

$$P_{bat} = \frac{dE_{bar}}{dt} = 3V_{bat} I_{bat\,fase} \quad (3.37)$$

Assim, aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (3.36) e (3.37), têm-se as funções de transferência que relacionam a energia de barramento com a corrente de pico de entrada ($G_{vm}(t)$) e a energia de barramento com a corrente da bateria dividida pelo número de braços de interruptores ($G_{vibat}(t)$), de acordo com (3.38) e (3.39), respectivamente.

$$G_{vm}(s) = \frac{\hat{E}_{bar}(s)}{\hat{I}_{in_pico}(s)} = \frac{3V_{in}\sqrt{2}}{2s} \quad (3.38)$$

$$G_{vibat}(s) = \frac{\hat{E}_{bar}(s)}{\hat{I}_{bat_fase}(s)} = \frac{3V_{bat}}{s} \quad (3.39)$$

Discretizando-se os modelos (3.38) e (3.39) para a frequência de amostragem de 15 kHz, incluindo o atraso de implementação e substituindo os parâmetros de projeto, obtêm-se as funções de transferência no plano z (3.40) e (3.41), respectivamente.

$$G_{vm}(z) = \frac{\hat{E}_{bar}(z)}{\hat{I}_{in_pico}(z)} = \frac{0,01796}{z^2 - z} \quad (3.40)$$

$$G_{vibat}(z) = \frac{\hat{E}_{bar}(z)}{\hat{I}_{bat_fase}(z)} = \frac{0,048}{z^2 - z} \quad (3.41)$$

Aplicando-se Tustin, têm-se as funções de transferência no plano w que representam os modelos da energia de barramento pela corrente de entrada para o modo normal e para o modo bateria, respectivamente, conforme (3.42) e (3.43).

$$G_{vm}(w) = \frac{\hat{E}_{bar}(w)}{\hat{I}_{in_pico}(w)} = \frac{0,01796}{w^2 - w} \quad (3.42)$$

$$G_{vibat}(w) = \frac{\hat{E}_{bar}(w)}{\hat{I}_{bat_fase}(w)} = \frac{0,048}{w^2 - w} \quad (3.43)$$

A Figura 19 apresenta os diagramas de Bode da planta de tensão total de barramento através do método da energia no domínio s , z e w para o modo normal de operação.

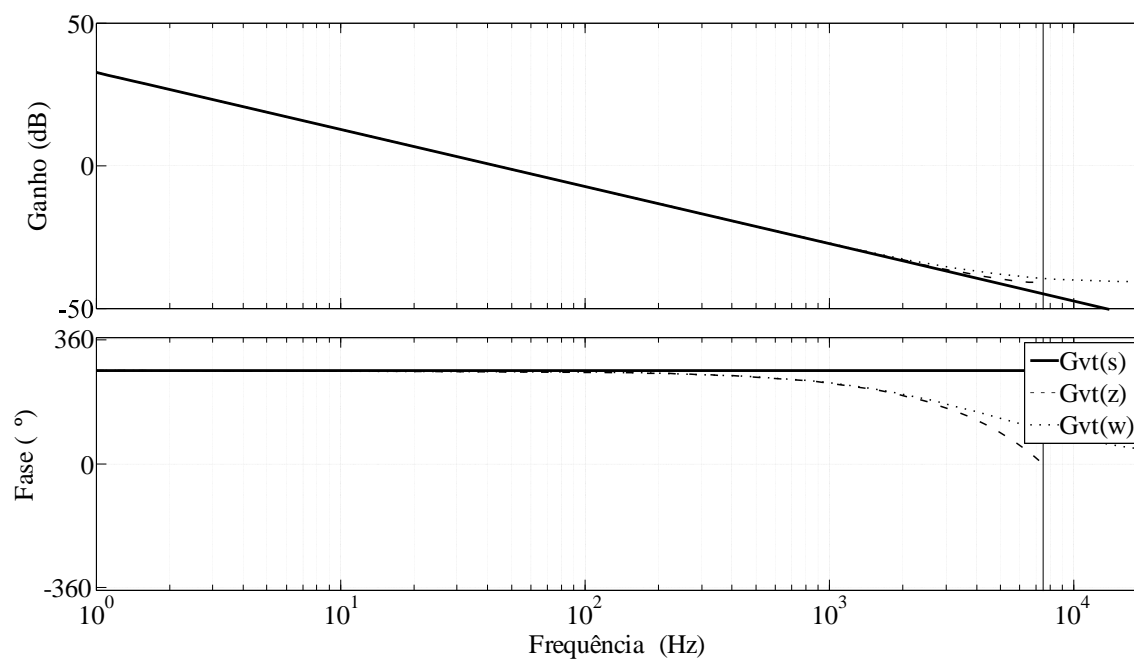


Figura 19 – Diagrama de Bode para a planta de tensão total de barramento para modo normal de operação em s , z e w .

A Figura 20 mostra os diagramas de Bode da planta de tensão total de barramento através do método da energia no domínio s , z e w para o modo bateria de operação.

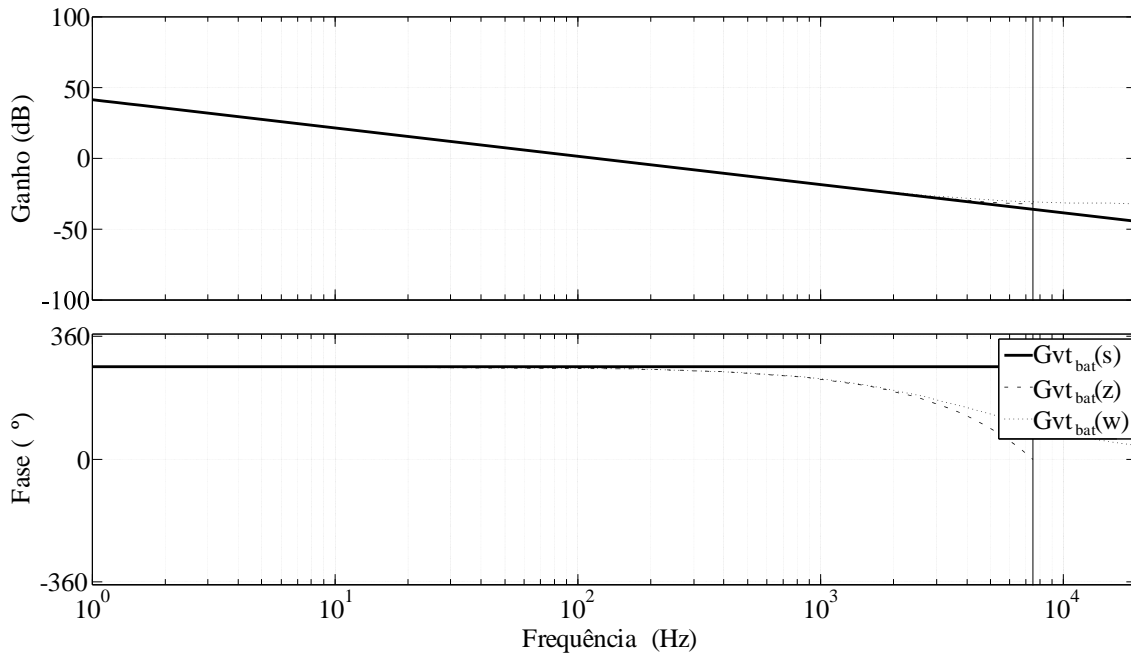


Figura 20 – Diagrama de Bode para a planta de tensão total de barramento para modo bateria de operação em s , z e w .

As respostas em frequência das plantas de tensão total de barramento para o modo normal e bateria apresentam comportamentos semelhantes, com a mesma fase, porém com magnitudes proporcionais às correntes de cada modo. Nota-se que a fase das plantas em z e em w apresentam um atraso significativo a partir de uma década abaixo da frequência de amostragem.

3.7.3. Modelo da tensão diferencial

A tensão diferencial ($V_d(t)$) representa a diferença entre as tensões nos capacitores do barramento CC, de acordo com (3.44).

$$V_d(t) = V_{bar1}(t) - V_{bar2}(t) \quad (3.44)$$

Idealmente, a malha de controle da tensão diferencial deve manter a diferença entre as tensões das duas metades do barramento CC igual a zero.

Devido à malha interna de corrente, o indutor L_2 e a fonte de tensão de entrada podem ser substituídos por uma fonte de corrente. A Figura 21 mostra o circuito simplificado para análise da malha de tensão diferencial.

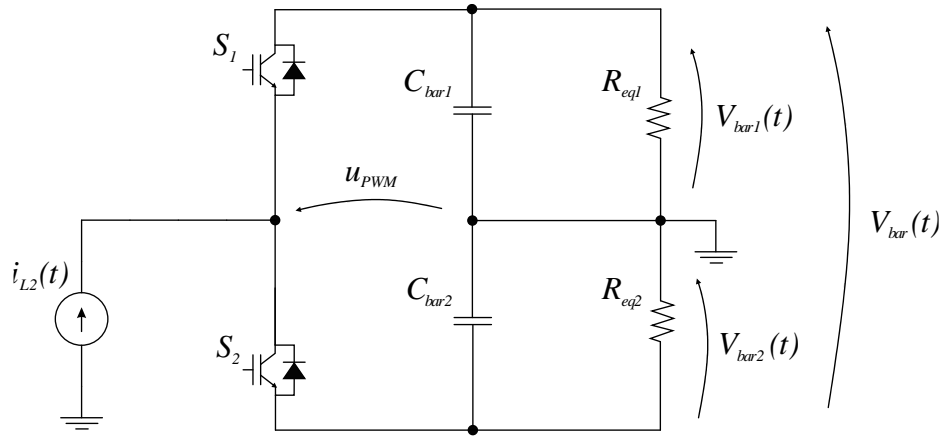


Figura 21 - Circuito simplificado para análise da malha de tensão diferencial.

Realizando a análise do circuito da Figura 21, os valores médios das tensões sobre os capacitores de barramento C_{bar1} e C_{bar2} em um período de comutação são dados, respectivamente, por (3.45) e (3.46).

$$V_{bar1}(t) = d_{S1}(t)i_{L_2}(t)Z \quad (3.45)$$

$$V_{bar2}(t) = -(1-d_{S1}(t))i_{L_2}(t)Z \quad (3.46)$$

Onde Z é a impedância do circuito formado por R_{eq1} e C_{bar1} ou R_{eq2} e C_{bar2} , sendo que $R_{eq1} = R_{eq2} = R_{eq}$ e $C_{bar1} = C_{bar2} = C_{bar}$.

Substituindo (3.45) e (3.46) na equação (3.44), tem-se que a relação entre a tensão diferencial e a corrente no indutor L_2 é a própria impedância Z , como mostra (3.47).

$$V_d(t) = d_{S1}(t)i_{L_2}(t)Z + (1-d_{S1}(t))i_{L_2}(t)Z \quad (3.47)$$

$$V_d(t) = Zi_{L_2}(t) (d_{S1}(t) + (1-d_{S1}(t)))$$

$$V_d(t) = Zi_{L_2}(t)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.47), obtêm-se a impedância do circuito em (3.48). A função de transferência da tensão diferencial pela corrente no indutor L_2 , considerando o número de braços de interruptores do estágio de entrada, é apresentada em (3.49).

$$Z(s) = \frac{R_{eq} \frac{1}{s C_{bar}}}{R_{eq} + \frac{1}{s C_{bar}}} \quad (3.48)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{V_d(s)}{i_{L_2}(s)} = \frac{1}{3} \frac{R_{eq}}{s R_{eq} C_{bar} + 1} \quad (3.49)$$

As resistências equivalentes do barramento, como comentado anteriormente, são projetadas para consumir juntas a potência nominal da UPS, sendo que cada uma consome metade desta potência. Com a tensão de barramento definida, as resistências podem ser calculadas por (3.50).

$$R_{eq1} = R_{eq2} = R_{eq} = \frac{V_{bar1}^2}{S_o/2} = \frac{V_{bar2}^2}{S_o/2} = 4,62 \Omega \quad (3.50)$$

Sendo que $V_{bar1} = V_{bar2} = 215 \text{ V}$ e $S_o = 20 \text{ kVA}$.

Discretizando o modelo em (3.49), substituindo-se os parâmetros de projeto e aplicando-se o atraso de implementação, obtêm-se o modelo discreto da tensão diferencial em (3.51).

$$G_{vd}(z) = \frac{V_d(z)}{i_{L_2}(z)} = \frac{0,003699}{z^2 - 0,9976z} \quad (3.51)$$

A planta da tensão diferencial pela corrente de entrada, no plano w , é dada por (3.52).

$$G_{vd}(w) = \frac{V_d(w)}{i_{L_2}(w)} = \frac{0,001852w^2 - 111,1w + 1,667 \cdot 10^6}{w^2 + 3,004 \cdot 10^4 w + 1,082 \cdot 10^6} \quad (3.52)$$

A Figura 22 apresenta o diagrama de Bode da planta da tensão diferencial dos capacitores de barramento no domínio s , z e w para o modo normal de operação.

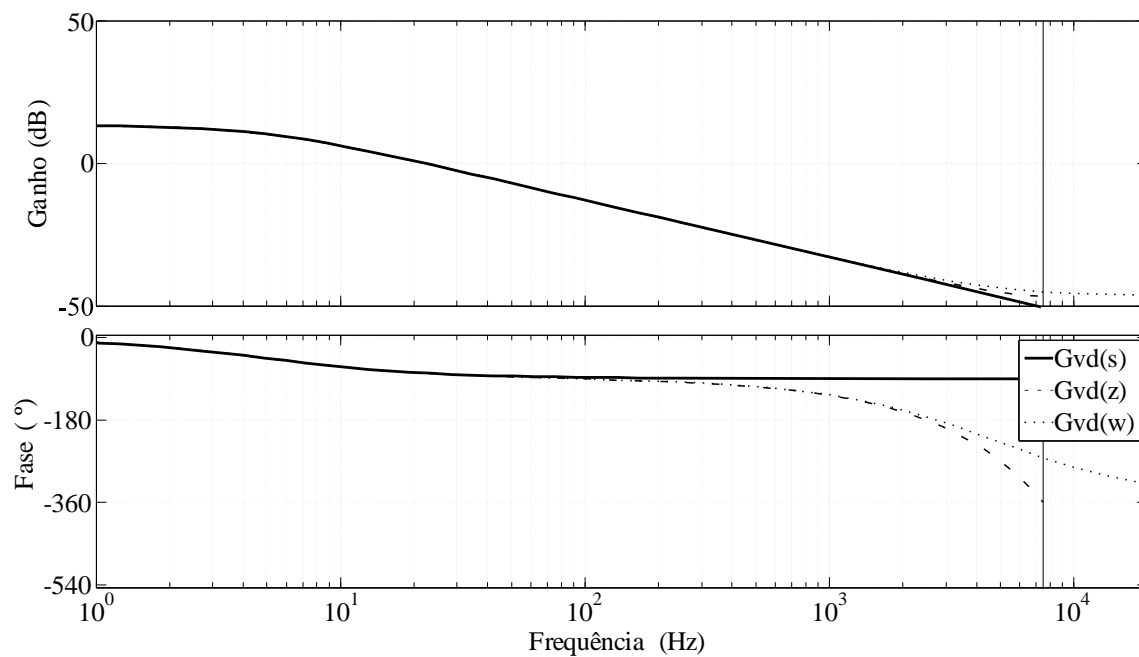


Figura 22 – Diagrama de Bode para a planta da tensão diferencial dos capacitores de barramento para modo normal de operação em s , z e w .

A fase da planta de tensão diferencial apresenta um atraso de fase significativo a partir dos 1,5 kHz. Antes disso, a resposta em frequência é praticamente idêntica para os domínios s , z e w .

3.8. PROJETO DOS COMPENSADORES

O projeto dos controladores discretos baseia-se na metodologia através da resposta em frequência para o plano discreto w , onde o ganho e a fase do sistema são determinados a partir dos diagramas de Bode. Assim, as funções de transferência obtidas na sessão anterior foram discretizadas e posteriormente convertidas para o plano w .

Os requisitos do projeto de controle são definidos de acordo com a metodologia para sistemas contínuos no plano s (OGATA, 1997), na qual a margem de fase do sistema deve estar compreendida entre 30° e 90° , de forma a garantir a estabilidade e uma resposta sub-amortecida. Ainda, é desejado o erro nulo ou a minimização do erro em regime permanente para o rastreamento de referências, sendo assim necessário um alto ganho de malha aberta na frequência de interesse.

3.8.1. Malha de corrente

A malha de corrente controla diretamente a razão cíclica dos interruptores, a fim de garantir que a corrente de entrada seja aproximadamente senoidal e em fase com a tensão de entrada da respectiva fase, de forma a se obter um elevado fator de potência. Para isso, o controlador de corrente $C_{id}(z)$ deve ser projetado para que a malha de corrente apresente elevada banda passante. Usualmente é utilizada uma frequência de cruzamento do ganho da resposta em frequência da função de transferência em malha aberta uma década abaixo da frequência de comutação, ou seja, em torno de 1,5 kHz.

Como a malha de corrente deve sintetizar correntes senoidais na frequência da rede, é necessário que a resposta em frequência também apresente elevado ganho para baixas frequências, de forma a reduzir o erro em regime permanente. Para isso, um controlador do tipo proporcional-integral (PI) é utilizado para a malha de corrente. Nota-se que o erro em regime permanente não será nulo, apenas reduzido, uma vez que a referência de corrente é senoidal com frequência de 60 Hz. No entanto, mesmo com um erro diferente de zero na malha de corrente, a malha de tensão tenderá a ajustar a referência de corrente para que a tensão do barramento se mantenha regulada.

Considerando as especificações mencionadas para a malha de corrente, projetou-se o controlador no domínio w e obteve-se a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a planta com o controlador na Figura 23.

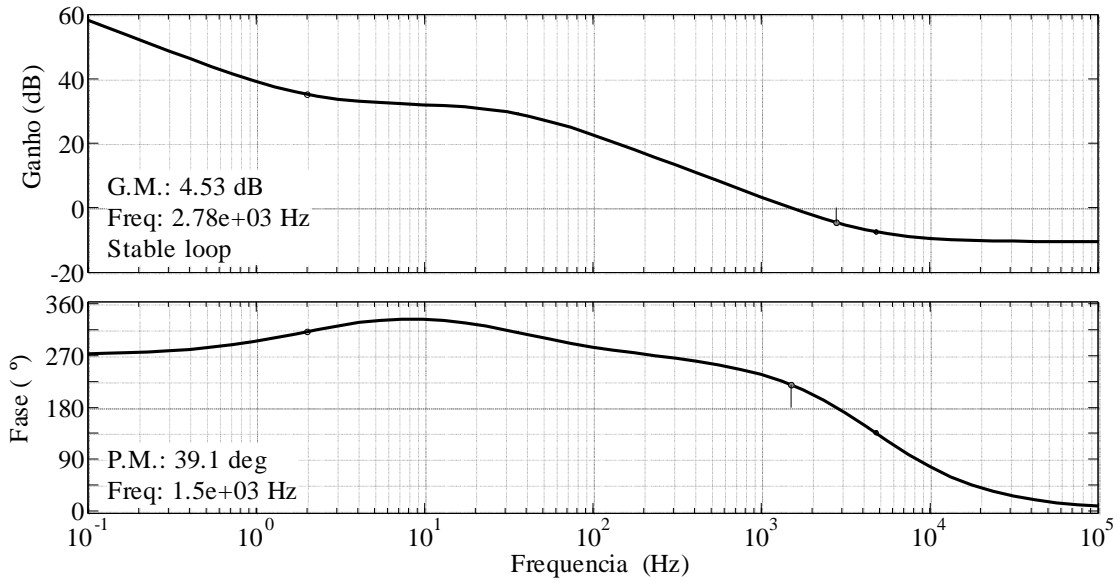


Figura 23 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controlador de corrente (frequência de cruzamento: 1,5 kHz; margem de fase: 39,1°).

O compensador no domínio w obtido através da análise em frequência é dado por (3.53).

$$C_{id}(w) = \frac{-0,0093841(w+12,57)}{w} = \frac{u(w)}{e(w)} \quad (3.53)$$

Onde u é a ação de controle e e é o sinal de erro gerado. A função de transferência discretizada para o controlador de corrente é dado por (3.54).

$$C_{id}(z) = \frac{-0,009388z + 0,00938}{z - 1} \quad (3.54)$$

Sendo uma função de transferência do controlador discreto no formato dado por (3.55).

$$G_c(z) = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z^1 + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0} \quad (3.55)$$

A implementação digital de uma função de transferência do tipo acima requer a conversão para equações de diferenças discretas. Dessa forma, o controlador é representado em função da ação de controle e do erro de cada amostra. A equação de diferença discreta para o controlador de corrente $C_{id}(z)$ é dado por (3.56).

$$u[k] = u[k-1] - 0,009388e[k] + 0,00938e[k-1] \quad (3.56)$$

3.8.2. Malha de controle da tensão de barramento

A malha de controle da tensão do barramento CC é responsável por regular a tensão total do barramento mesmo sob condições de variação de carga ou flutuações da tensão de entrada do conversor. Neste trabalho utiliza-se o controle através do método da energia armazenada nos capacitores, uma vez que a planta modelada pela energia é naturalmente linear, não sendo necessária a utilização de um modelo linearizado.

O projeto do controlador da malha de tensão deve ser feito com o cuidado de não distorcer o funcionamento das demais malhas do sistema, uma vez que a malha de controle das correntes de entrada apresenta como referência a ação de controle da malha da tensão do barramento. Dessa forma, a banda passante da malha de tensão é usualmente limitada em torno de uma década abaixo da menor frequência de ondulação da tensão sobre os capacitores do barramento CC. O retificador trifásico, quando conectado a um barramento dividido operando com cargas balanceadas e com as três fases com fator de potência unitário, apresenta potência instantânea constante drenada da rede, da mesma forma que um sistema de corrente contínua. Assim, teoricamente não há ondulação de tensão na saída, exceto pelas componentes de alta frequência, provenientes da comutação dos interruptores (BORGONOVO, 2005).

Contudo, quando cargas desbalanceadas são conectadas ao inversor de saída, uma componente de 120 Hz aparece na tensão do barramento CC. Como a operação do inversor é idêntica tanto para modo normal quanto para modo bateria de operação, a banda passante dos controladores de ambos os modos é limitada em torno de 12 Hz, de forma a não distorcer a referência da corrente de entrada. Controladores do tipo PI são utilizados para eliminar o erro em regime permanente.

A partir das especificações de controle citadas, o controlador da tensão total de barramento em modo normal de operação é projetado no domínio w . A Figura 24 mostra a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a planta com o controlador da tensão total em modo normal de operação.

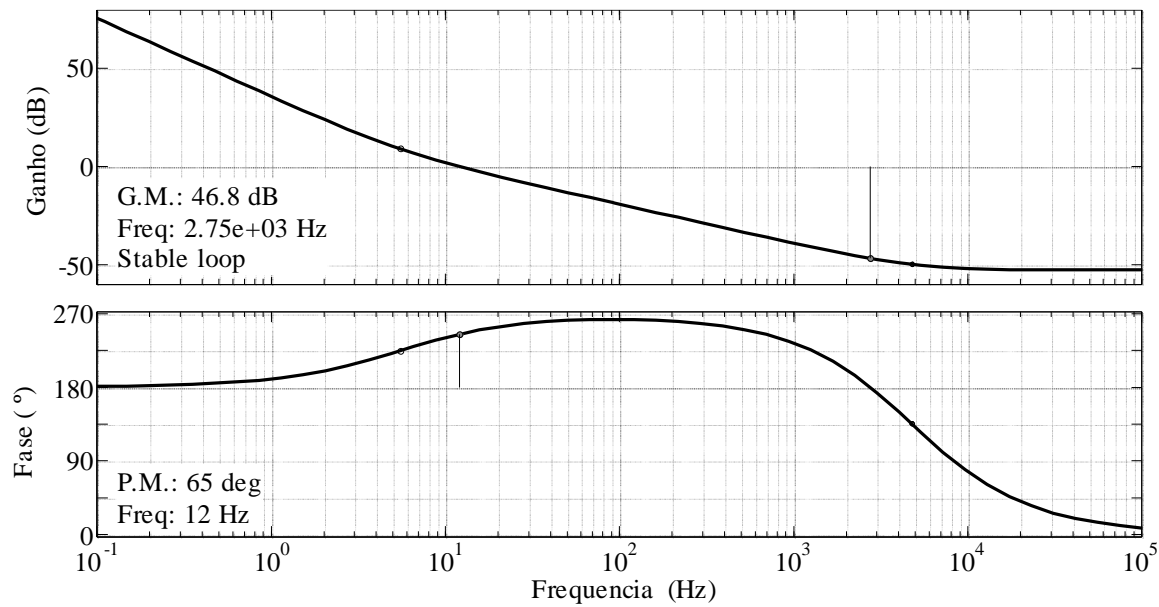


Figura 24 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controle da tensão total de barramento para o modo normal de operação (frequência de cruzamento: 12 Hz; margem de fase: 65°).

O compensador no domínio w obtido através da análise em frequência da Figura 24 é dado por (3.57).

$$C_{vm}(w) = \frac{0,255(w + 34,59)}{w} = \frac{u(w)}{e(w)} \quad (3.57)$$

A função de transferência discretizada do controlador da tensão total de barramento em modo normal de operação é mostrada em (3.58).

$$C_{vm}(z) = \frac{0,2553z - 0,2547}{z - 1} \quad (3.58)$$

A forma implementável do controlador discreto em (3.58) é dada por (3.59).

$$u[k] = u[k-1] + 0,2553e[k] - 0,2547e[k-1] \quad (3.59)$$

Em modo bateria de operação a função de transferência em malha aberta da planta é muito semelhante à do modo normal, apresentando a mesma fase, porém com uma diferença de ganho.

Assim, como as estruturas de controle de ambos os modos apresentam as mesmas especificações em relação a banda passante e margem de fase, a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta no domínio w para a planta com o controlador de tensão total para o modo bateria é praticamente a mesma que para o modo normal, como mostra a Figura 25.

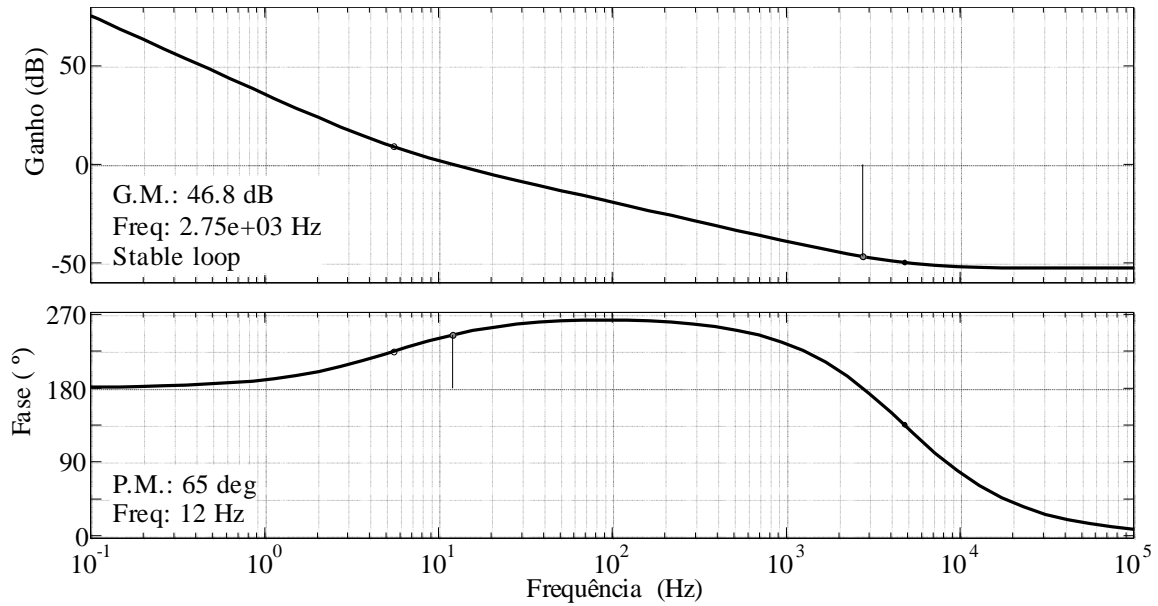


Figura 25 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controle da tensão total de barramento para o modo bateria de operação (frequência de cruzamento: 12 Hz; margem de fase: 65°).

Assim, o controlador da malha de tensão total para o modo bateria de operação obtido através da análise em frequência da Figura 25, é dado por (3.60).

$$C_{vibat}(w) = \frac{0,0954(w + 34,59)}{w} = \frac{u(w)}{e(w)} \quad (3.60)$$

A função de transferência discretizada do controlador de tensão em modo bateria é apresentada em (3.61).

$$C_{vibat}(z) = \frac{0,09551z - 0,09529}{z - 1} \quad (3.61)$$

A forma implementável do controlador discreto de tensão em (3.61) é dada por (3.62).

$$u[k] = u[k-1] + 0,09551e[k] - 0,09529e[k-1] \quad (3.62)$$

3.8.3. Malha de controle da tensão diferencial

A malha de controle da tensão total mantém a tensão do barramento regulada no valor de referência estabelecido nas especificações de projeto, conforme descrito na seção 3.8.2. Porém, essa malha não garante o mesmo valor de tensão em cada um dos capacitores do barramento CC. Cargas desequilibradas ou não-lineares conectadas na saída do inversor, desequilíbrio na tensão de entrada, diferenças entre os valores dos componentes de cada fase do inversor, entre outras causas, podem consumir mais energia de um capacitor do que de outro, ocasionando um desbalanço entre as tensões dos capacitores, podendo assim prejudicar a tensão de saída sintetizada pelo inversor ou mesmo danificando os componentes do circuito. Dessa forma, a malha de controle da tensão diferencial é utilizada para assegurar que as tensões sobre os capacitores do barramento CC sejam iguais ou com pequena discrepância em modo normal de operação. Em modo bateria não é possível efetuar o equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento via estágio de entrada, uma vez que nesse modo de operação o circuito do estágio de entrada é utilizado para a descarga do banco de baterias, sendo que a corrente de descarga flui em um único sentido, carregando igualmente os capacitores de barramento.

As tensões nos capacitores C_{bar1} e C_{bar2} são monitoradas e a diferença existente entre as estas tensões deve permanecer em zero. Para isso, o balanço dos capacitores de barramento é feito através da injeção de um nível CC no sinal de referência da malha de corrente, fazendo com que um capacitor seja mais carregado ou descarregado que o outro, corrigindo eventuais desequilíbrios.

De forma similar ao controle da tensão total, a banda passante da malha de tensão diferencial deve ser significativamente menor que a menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento CC para não distorcer o sinal de referência da malha de corrente. Da mesma forma, deve ser suficientemente mais lenta que a malha da tensão total para não distorcer a referência da tensão total do barramento. Assim, como a banda passante da malha de tensão total é de 12 Hz, a frequência de cruzamento adotada para a malha de tensão diferencial é de 4 Hz. O controlador escolhido foi do tipo PI para garantir o erro nulo em regime permanente, o que significa manter a mesma tensão entre os capacitores do barramento CC mesmo para cargas desbalanceadas e não-lineares conectadas à UPS.

A Figura 26 mostra a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta no domínio w para a planta com o controlador da tensão diferencial sobre os capacitores de barramento em modo normal de operação.

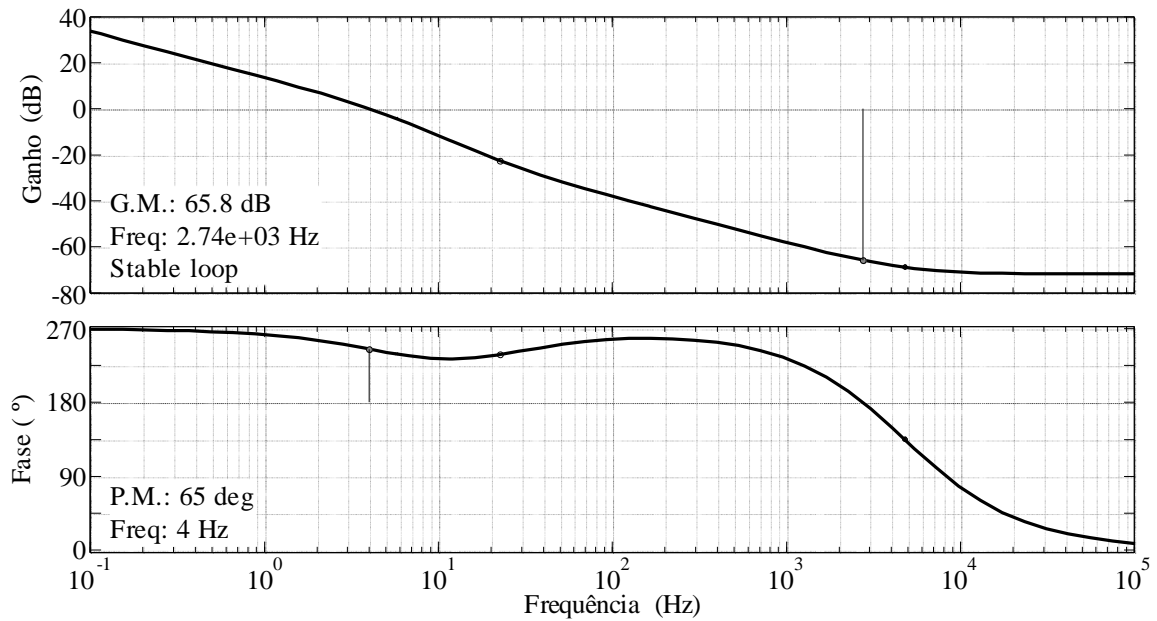


Figura 26 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controle da tensão diferencial sobre os capacitores de barramento para o modo normal (frequência de cruzamento: 4 Hz; margem de fase: 65°).

O compensador da tensão diferencial projetado no domínio w é apresentado em (3.63).

$$C_{vd}(w) = \frac{0,0459(w+142,2)}{w} = \frac{u(w)}{e(w)} \quad (3.63)$$

Após a discretização, a função de transferência do controlador da tensão diferencial em modo normal de operação é obtida em (3.64).

$$C_{vd}(z) = \frac{0,04612z - 0,04568}{z - 1} \quad (3.64)$$

A forma implementável do controlador de tensão diferencial discreto é dada por (3.65).

$$u[k] = u[k-1] + 0,04612e[k] - 0,04568e[k-1] \quad (3.65)$$

3.9. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação realizados no software PSIM referentes ao estágio de entrada da UPS proposta, de forma a validar a funcionalidade do circuito operando como retificador trifásico e como descarregador do banco de baterias. Os resultados de simulação são organizados de acordo com os modos de operação da UPS, os quais compreendem o modo normal, o modo bateria e transição entre estes modos. A operação durante o modo *bypass* não é apresentada, uma vez que nessa situação a carga é alimentada diretamente pela rede, sem que o fluxo de energia percorra os conversores.

A Figura 27 mostra o circuito simulado do estágio de entrada da UPS proposta. O estágio de entrada é simulado operando com cargas resistivas conectadas ao barramento CC, uma vez que a modelagem e o controle são desenvolvidos sem considerar o inversor de saída. Essa aproximação é válida quando se considera a capacitância de barramento grande o suficiente para que as ondulações de tensão sejam desprezíveis, e assim cada capacitor possa ser considerado uma fonte de tensão CC ideal.

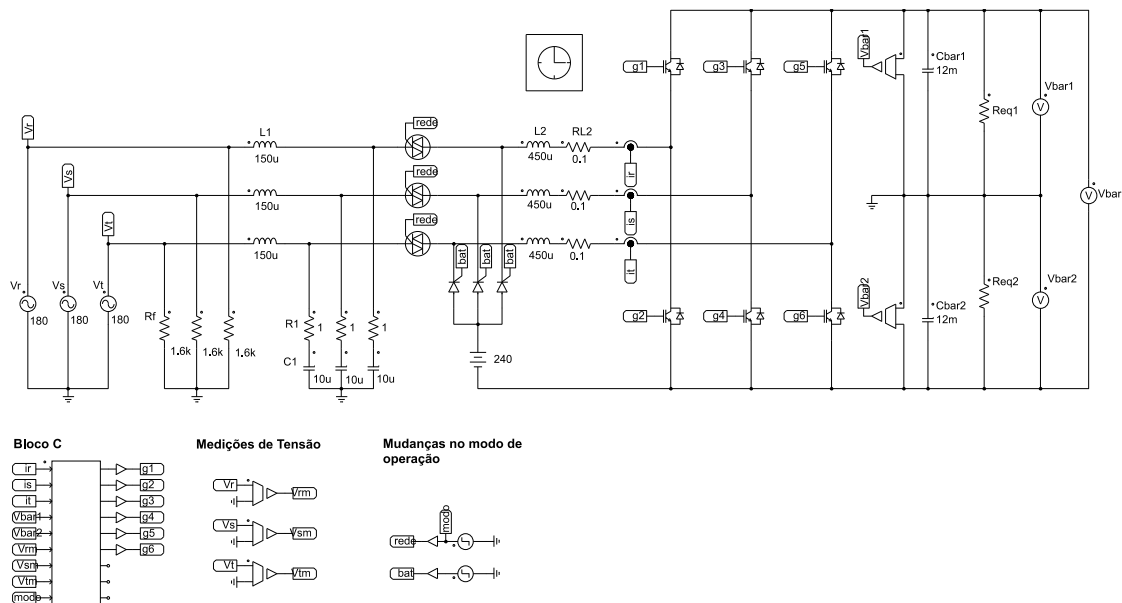


Figura 27 – Circuito do estágio de entrada da UPS proposta implementado no software PSIM.

Os parâmetros utilizados em simulação para o estágio de entrada da UPS são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros de simulação para o estágio de entrada da UPS.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência aparente de saída	S_o	20 kVA
Tensão eficaz de fase de entrada	V_{in}	127 V
Tensão total de barramento	V_{bar}	430 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Frequência de amostragem	f_s	15 kHz
Passo de simulação	t_{step}	100 ns
Capacitância dos capacitores de barramento	C_{bar1}, C_{bar2}	12 mF
Resistência nominal equivalente de barramento	R_{eq1}, R_{eq2}	4,6225 Ω

3.9.1. Modo normal de operação

No modo normal de operação o estágio de entrada da UPS funciona como um retificador trifásico, sendo responsável por corrigir o fator de potência de entrada e por regular a tensão total do barramento CC. O sistema de controle do estágio de entrada apresenta, no modo normal de operação, uma malha específica para o equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento, uma vez que com a UPS alimentando cargas desbalanceadas ou mesmo devido a variações paramétricas, surgem diferenças entre as tensões dos capacitores do barramento CC.

Na Figura 28 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada para a fase r com o retificador operando com 20% de carga linear. Nota-se que a corrente de entrada possui um formato aproximadamente senoidal e em fase com a tensão e entrada mesmo para a situação de pouca carga. O mesmo controle é aplicado às demais fases. A THD de corrente medida é de 3,34% e o FP é de 0,9991.

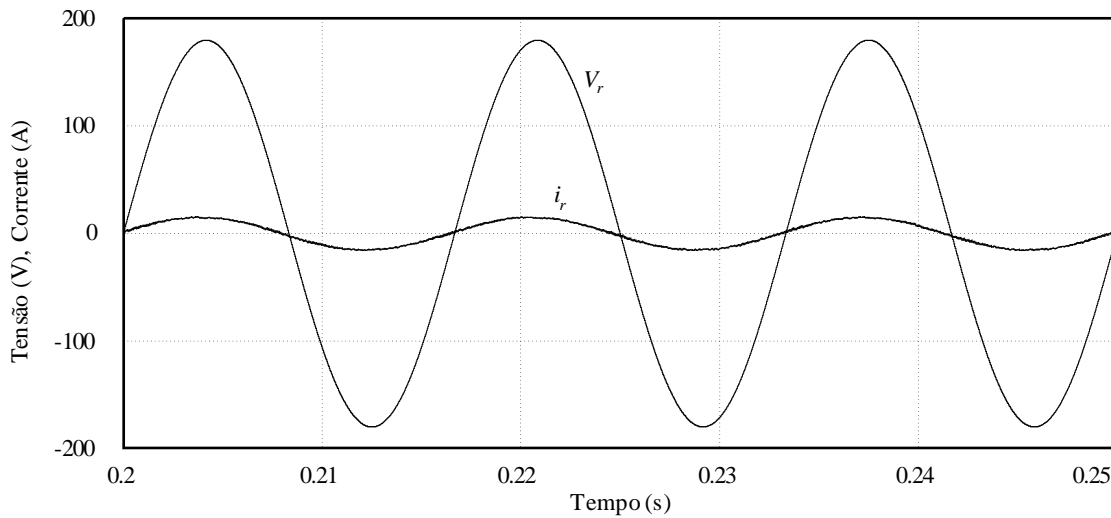


Figura 28 – Resultado de simulação para o modo normal de operação com 20% de carga linear resistiva. Corrente e tensão da fase r .

A Figura 29 mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada para a fase r com o retificador operando com 100% de carga linear. Como a componente fundamental da corrente de entrada é muito maior se comparada com a operação à 20% de carga, o efeito da ondulação de alta frequência na THD é menor. Com isso, a THD de corrente para a situação de plena carga é de 0,66%, enquanto que o FP é de 0,9997.

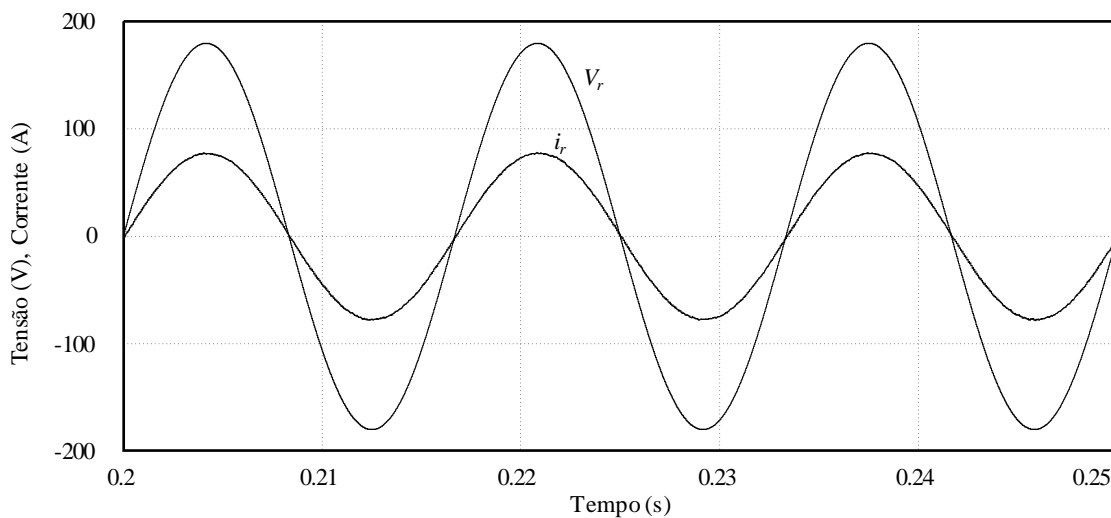


Figura 29 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. 100% de carga resistiva. Corrente e tensão da fase r .

A Figura 30 apresenta o comportamento das correntes trifásicas de entrada frente a degraus de carga resistiva. Inicia-se com o conversor operando a vazio e são adicionados 50% de carga no instante de tempo igual a 0,2 segundo e mais 50% de carga em 0,4 segundo, totalizando a potência nominal da UPS. Percebe-se que as correntes de entrada são simétricas e apresentam um rápido desempenho transitório diante das mudanças bruscas de carga.

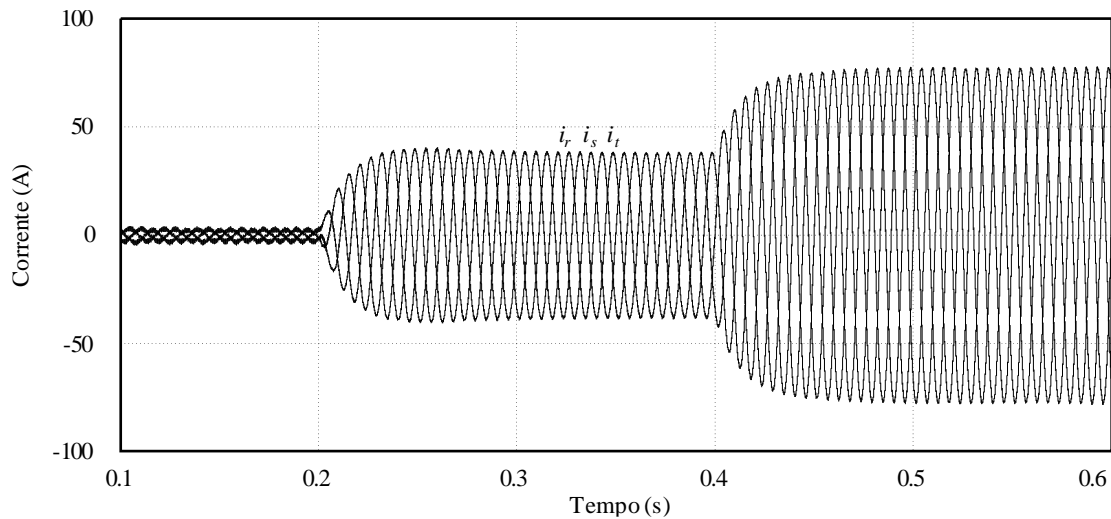


Figura 30 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 0% para 50% e para 100% de carga resistiva. Correntes de entrada.

A Figura 31 mostra a tensão do barramento CC frente aos mesmos degraus de carga da Figura 30. Com a aplicação do degrau de carga resistiva equivalente a 50% da potência nominal da UPS, a tensão do barramento CC cai a 400 V e atinge novamente o valor nominal de projeto após 80 ms. Após a aplicação do segundo degrau de 50% de carga linear o barramento CC apresenta o mesmo comportamento observado no primeiro degrau. A resposta dinâmica sub-amortecida notada é devida à margem de fase de 65° estabelecida pelo controlador PI utilizado na malha de tensão do barramento CC.

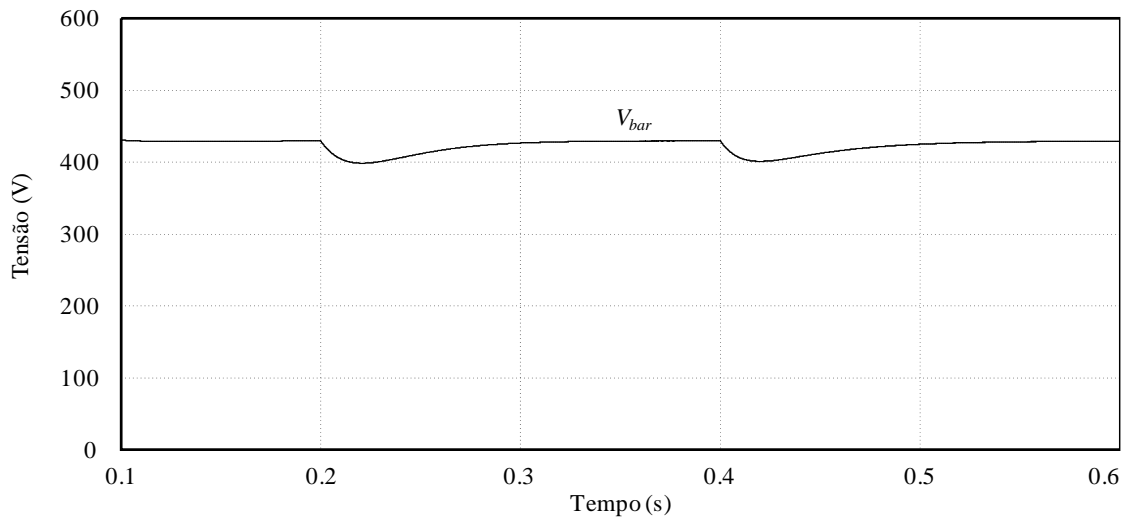


Figura 31 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 0% para 50% e para 100% de carga resistiva. Tensão de barramento.

É avaliado também o comportamento do estágio de entrada da UPS em modo normal de operação frente a degraus decrescentes de carga. Inicia-se com o estágio de entrada operando à plena carga e retira-se 50% de carga no instante de tempo igual a 0,2 segundo e mais 50% no instante de 0,4 segundo. A Figura 32 apresenta as correntes de fase de entrada diante de degraus decrescentes de carga resistiva. Nota-se que as correntes são simétricas, aproximadamente senoidais e com rápida resposta transitória.

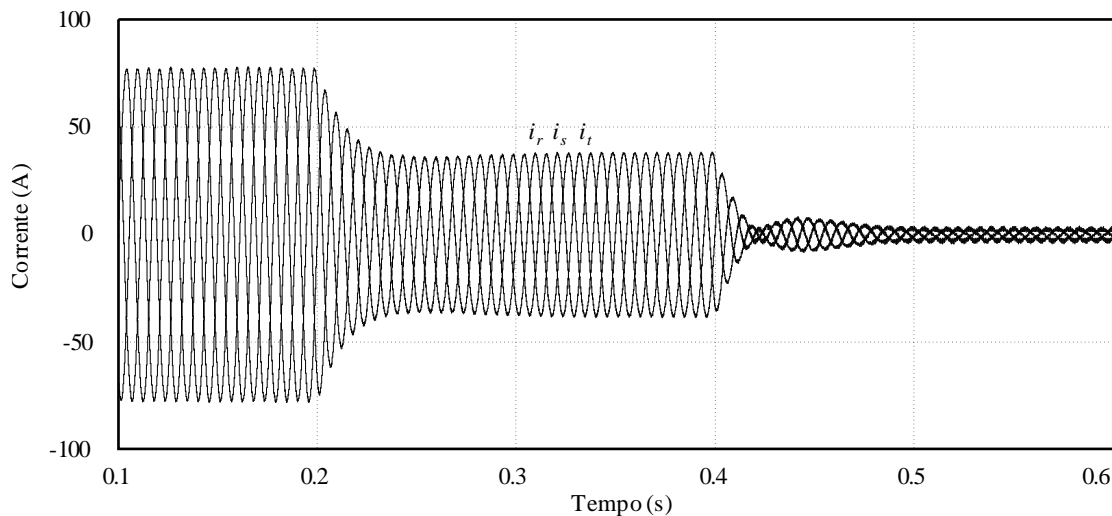


Figura 32 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 100% para 50% e para 0% de carga resistiva. Correntes de entrada.

A Figura 33 mostra a tensão do barramento CC frente aos degraus decrescentes de carga resistiva. A tensão do barramento CC sobe para 460 V no momento dos decréscimos de carga, retornando à condição nominal após aproximadamente 80 ms. Da mesma forma que durante os degraus crescentes de carga, o controle da tensão total de barramento apresenta uma boa resposta transitória e rapidamente atinge o valor nominal especificado em projeto.

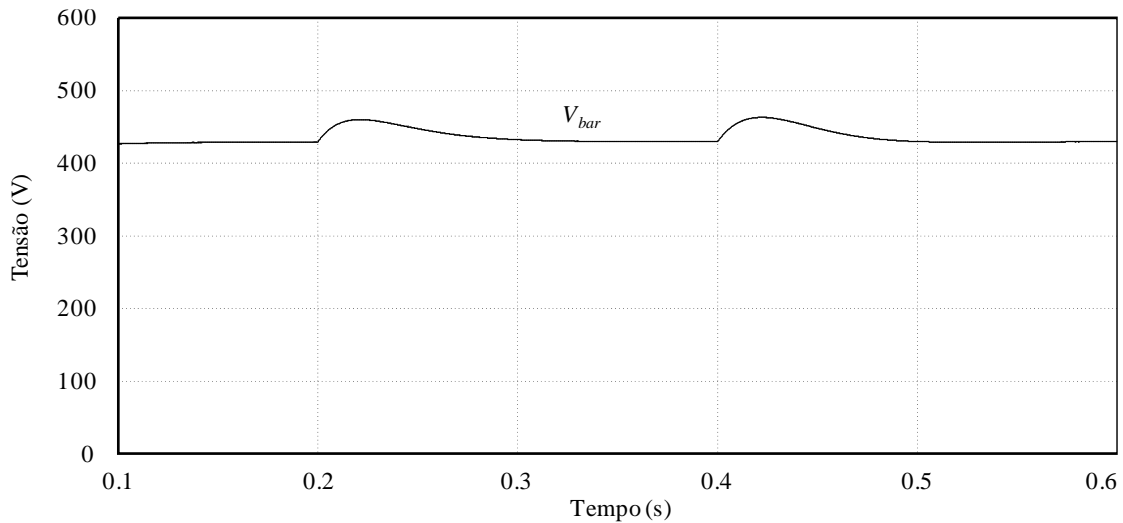


Figura 33 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Degraus de 100% para 50% e para 0% de carga resistiva. Tensão de barramento.

De forma a avaliar o comportamento da malha de tensão diferencial do retificador, são simuladas duas situações distintas de desequilíbrio. Para isso, são utilizadas duas resistências em paralelo com o barramento CC, exatamente como nos resultados de simulação anteriores, contudo uma das resistências apresenta o valor nominal e a outra um decréscimo de 10% e de 50% da resistência nominal, de forma a efetuar o desbalanço entre as tensões dos capacitores. Assim, inicia-se a simulação sem o controle de tensão diferencial e após 0,7 segundo habilita-se a malha de controle.

A Figura 34 apresenta as tensões nos capacitores do barramento CC para a operação com 10% de desbalanço. Observa-se que o desbalanço de 10% em uma das resistências alocadas no barramento CC provoca um desbalanço de tensão de cerca de 20 V entre os capacitores. Com a habilitação do controle no instante de tempo de 0,7 segundo, a diferença entre as tensões dos capacitores de barramento começa a diminuir, apresentando um valor praticamente igual a zero após 100 ms.

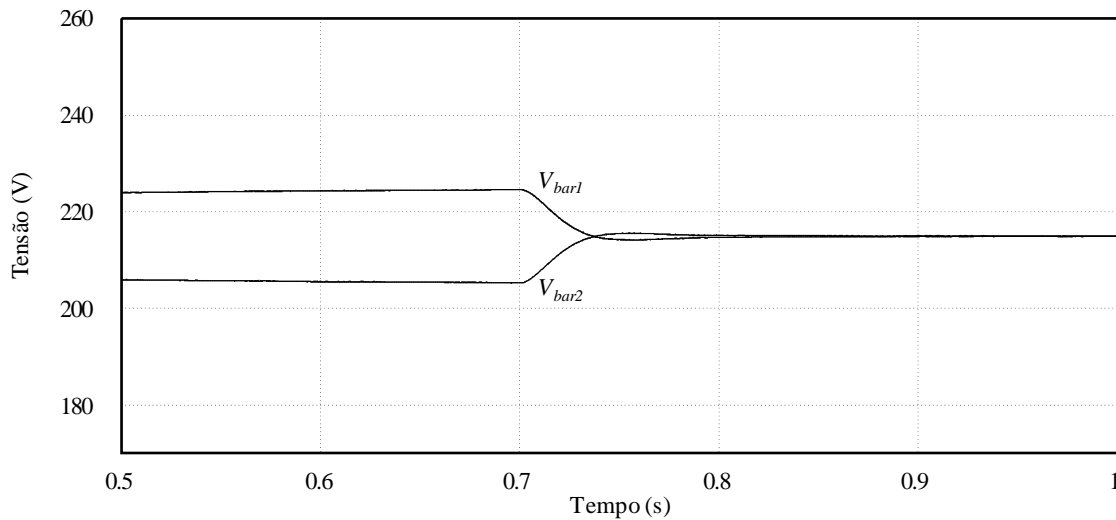


Figura 34 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Desbalanço de 10% de carga. Tensões nos capacitores de barramento sem e com malha de tensão diferencial.

A Figura 34 apresenta as tensões nos capacitores do barramento CC para a operação com 50% de desbalanço. Neste caso, o desbalanço de tensão entre os capacitores de barramento alcança os 80 V, com a tensão sobre o capacitor C_{bar1} atingindo os 255 V. Por se tratar de uma malha mais lenta de controle, com uma frequência de cruzamento de cerca de 4 Hz, o tempo de acomodação para um desbalanço razoável é consideravelmente grande, neste caso alcançando aproximadamente 200 ms.

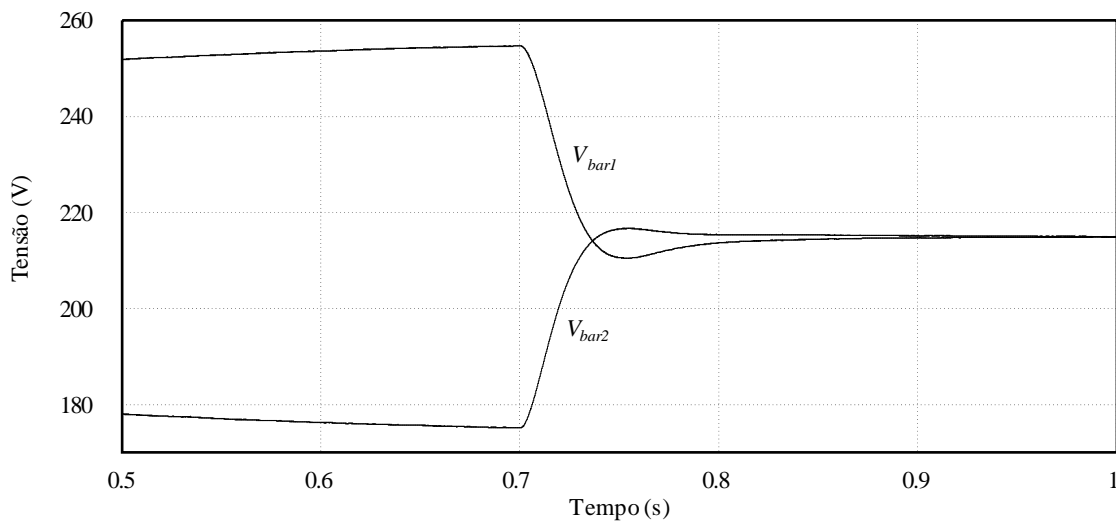


Figura 35 – Resultado de simulação para o modo normal de operação. Desbalanço de 50% de carga. Tensões nos capacitores de barramento sem e com malha de tensão diferencial.

3.9.2. Modo bateria de operação

No modo bateria de operação a rede é desconectada do sistema por meio das chaves de transferência, e após o período de transição, o banco de baterias é conectado ao conversor. O estágio de entrada da UPS opera então como descarregador do banco de baterias, elevando a tensão do banco e regulando a tensão total do barramento CC.

De forma a avaliar o comportamento dinâmico e em regime permanente do estágio de entrada da UPS operando como descarregador do banco de baterias, simula-se o conversor inicialmente com 33% de carga e degraus adicionais de 33% são aplicados nos instantes 0,4 e 0,6 segundo. A Figura 36 mostra as correntes de entrada em modo bateria de operação frente a degraus de carga resistiva. A forma de onda apresenta três componentes contínuas de mesma amplitude e mesma ondulação de tensão, devido à utilização de indutores de entrada de mesmo valor. Cada corrente percorre um braço de interruptores do estágio de entrada, e o somatório das três é a corrente de descarga do banco de baterias.

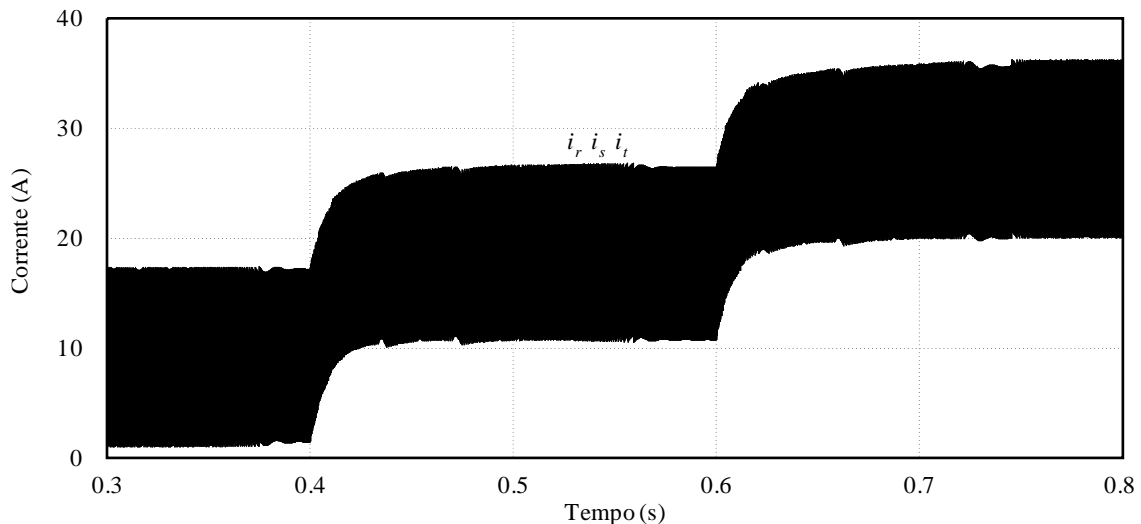


Figura 36 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degraus de 33% para 66% e para 100% de carga resistiva. Correntes de entrada.

A Figura 37 apresenta a tensão do barramento CC frente aos degraus de carga resistiva. A tensão do barramento cai ligeiramente nos instantes que são aplicados os degraus de carga, contudo após cerca de 80 ms atinge novamente o valor nominal.

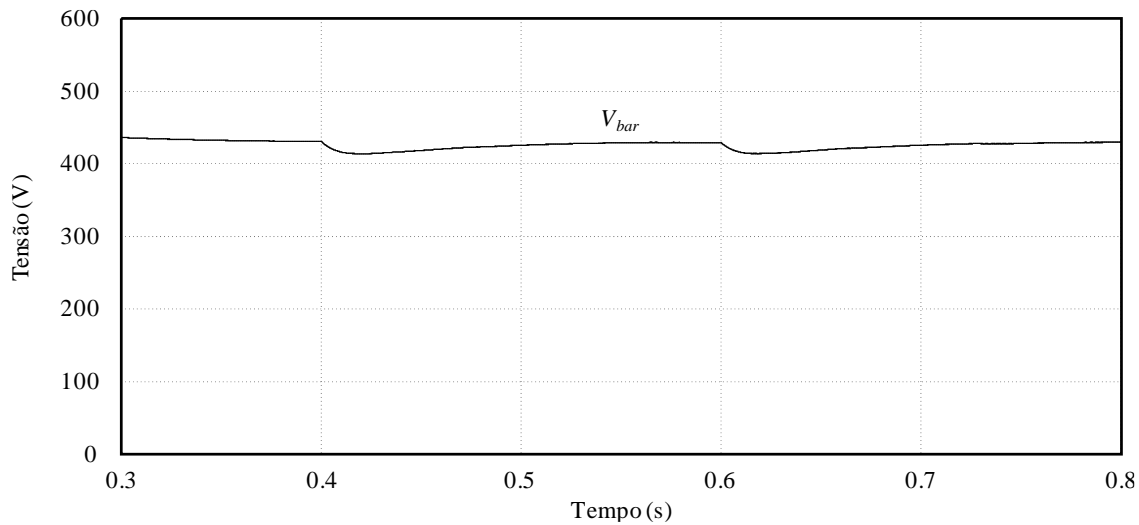


Figura 37 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degráus de 33% para 66% e para 100% de carga resistiva. Tensão de barramento.

É avaliada também a resposta da malha de controle do estágio de entrada em modo bateria frente a degraus decrescentes de carga resistiva. Assim, inicia-se com o conversor operando à plena carga e aplica-se degraus decrescentes de 33% de carga nos instantes 0,4 e 0,6 segundo. A Figura 38 apresenta as correntes de entrada em modo bateria de operação frente a degraus decrescentes de carga resistiva.

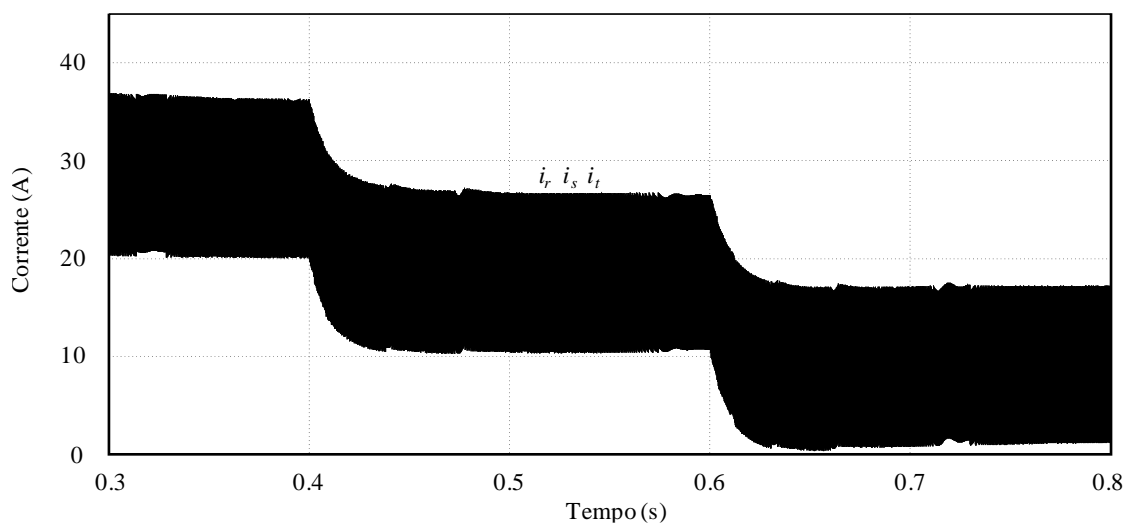


Figura 38 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degráus de 100% para 66% e para 33% de carga resistiva. Correntes de entrada.

A Figura 39 mostra a tensão do barramento CC frente aos degraus decrescentes de carga resistiva. No momento em que são aplicados os degraus decrescentes de carga, a tensão do barramento CC apresenta uma pequena elevação e logo após retorna ao valor nominal de projeto.

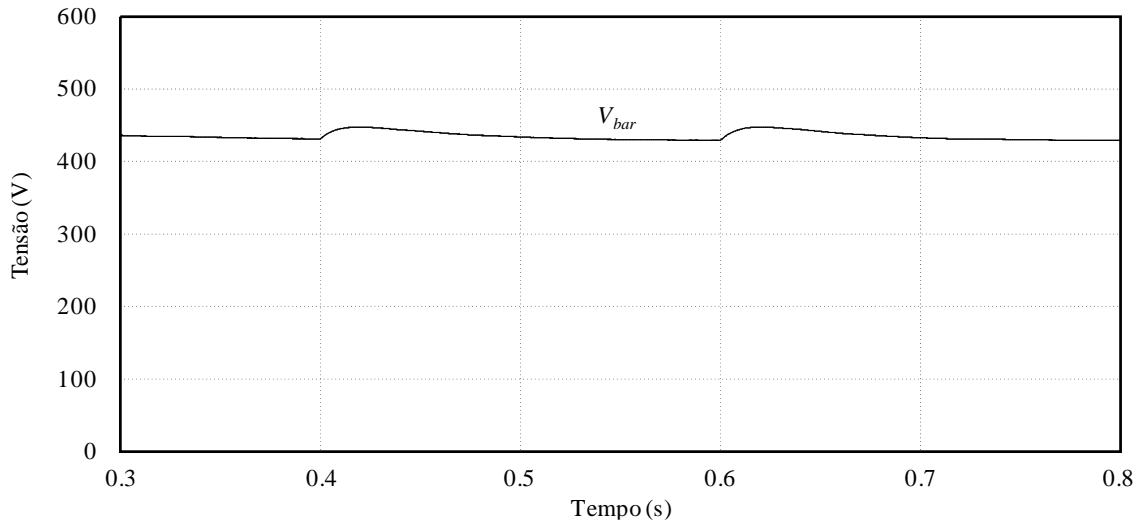


Figura 39 – Resultado de simulação para o modo bateria de operação. Degraus de 100% para 66% e para 33% de carga resistiva. Tensão de barramento.

3.9.3. Transição entre os modos de operação

A transição entre os modos ocorre sempre que a UPS alterna entre o modo normal e o modo bateria de operação e vice-versa. Nesse momento, as chaves de transferência desconectam a alimentação, os interruptores do estágio de entrada são abertos, e aguarda-se a extinção das correntes providas da rede ou da bateria antes de iniciar o próximo modo de operação, e assim evita-se possíveis curtos circuitos entre a rede e o banco de baterias. Contudo, como a carga continua conectada à saída da UPS, e não há fonte conectada, o barramento CC deve suprir a alimentação da carga até que o próximo modo de operação se inicie. Dessa forma, é importante que o tempo de transição entre os modos seja o menor possível, de forma que o barramento não caia a níveis inferiores ao pico da tensão que está sendo sintetizada pelo inversor, e assim possa prejudicar a qualidade da tensão entregue à carga crítica.

Os resultados de simulação para a transição entre os modos de operação são obtidos primeiramente com a UPS iniciando em modo normal de operação e então uma falta ocorre em 0,3 segundo, zerando as tensões de entrada. Após a detecção da falta, a transição permanece por 10 ms, tempo suficiente para zerar as correntes providas da rede, e assim iniciar o modo bateria de forma segura em 0,31 segundo. Cargas lineares suprindo a potência nominal da UPS permanecem conectadas ao inversor em ambos os modos de operação. A Figura 40 apresenta as tensões entrada antes e depois da ocorrência da falta na rede de alimentação.

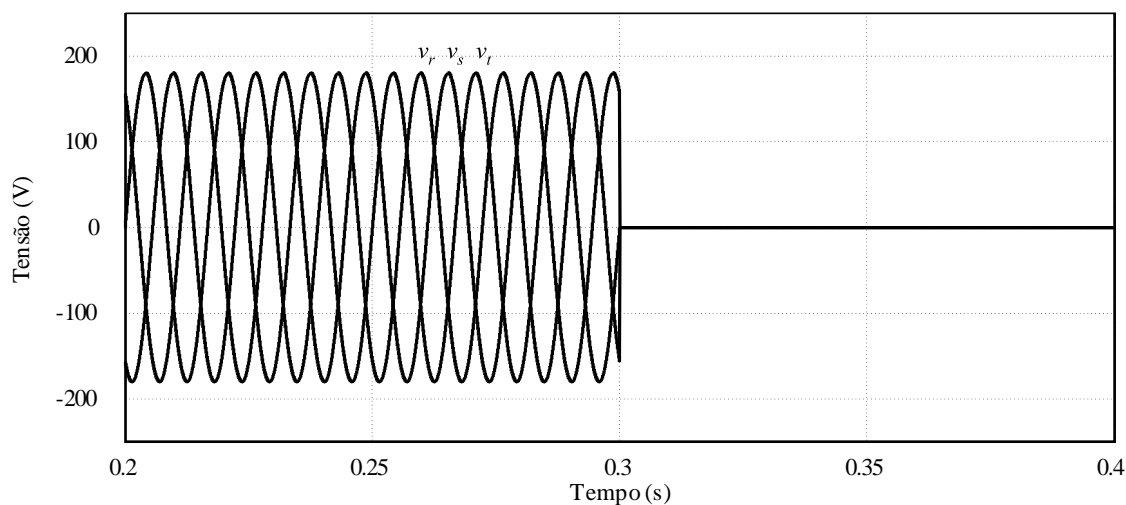


Figura 40 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo normal para modo bateria com carga nominal resistiva. Tensões de entrada.

A Figura 41 mostra as correntes de entrada para a transição entre os modos de operação. Inicialmente as correntes são senoidais e defasadas 120° . Após o tempo de transição, quando as correntes são zeradas, o circuito de entrada inicia a descarga do banco de baterias, de forma que correntes contínuas fluem pelos braços de interruptores do estágio de entrada da UPS.

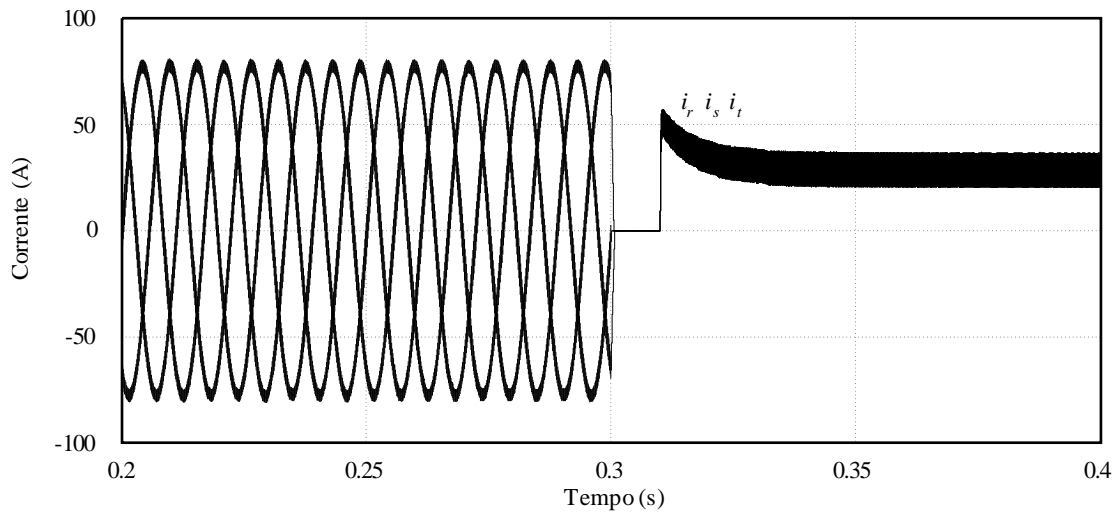


Figura 41 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo normal para modo bateria com carga nominal resistiva. Correntes de entrada.

A Figura 42 mostra a tensão de barramento CC para a transição entre os modos de operação. A tensão de barramento inicia regulada e no valor nominal especificado em projeto. Durante o tempo de transição, como somente o barramento CC supre a alimentação da carga, a tensão cai linearmente até que o próximo modo de operação se inicie. Após os 10 ms de transição o modo bateria inicia e a tensão de barramento é novamente controlada a partir do banco de baterias.

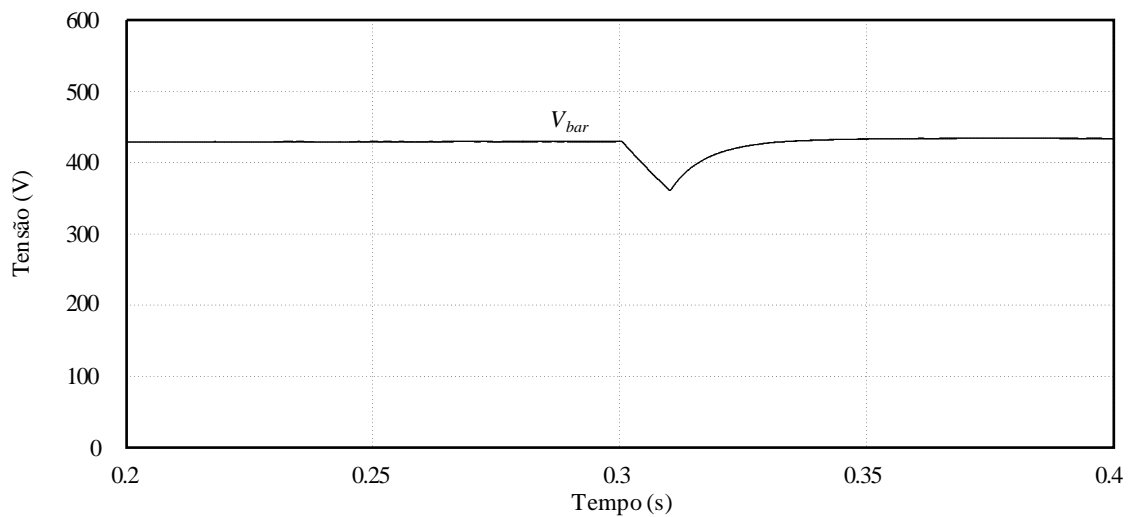


Figura 42 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo normal para modo bateria com carga nominal resistiva. Tensão de barramento.

São adquiridos também resultados de simulação para a transição entre o modo bateria e o modo normal de operação. Nessa situação, a UPS inicia em modo bateria e a rede é totalmente reestabelecida em 0,4 segundo. Assim que é observada a retomada da tensão nominal da rede, inicia-se a transição entre os modos de operação, que permanece novamente por 10 ms. Após o tempo de transição, com as correntes contínuas do banco de baterias zeradas, o modo normal de operação volta a operar. A Figura 43 apresenta as tensões entrada durante a falta e após o reestabelecimento da rede elétrica.

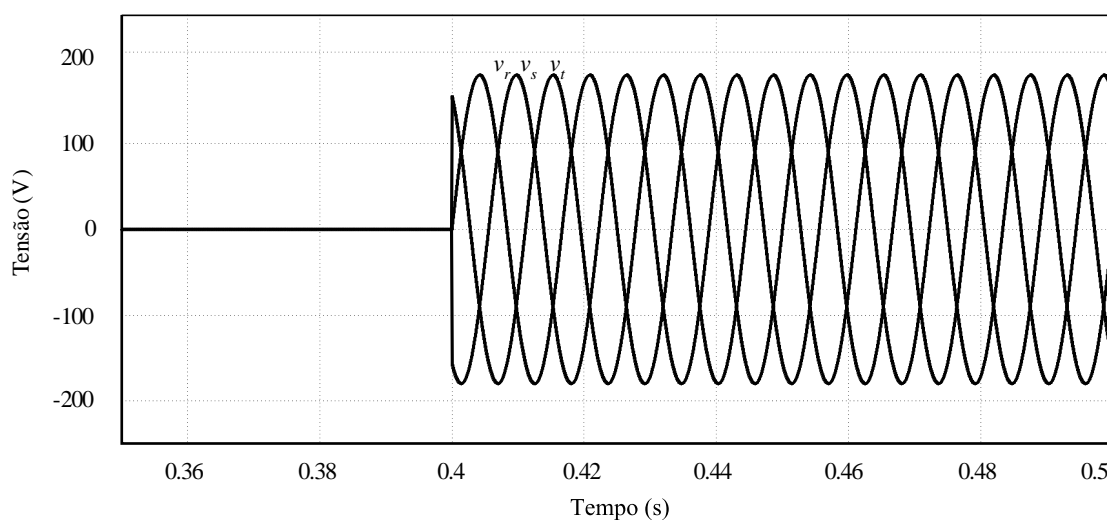


Figura 43 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo bateria para modo normal com carga nominal resistiva. Tensões de entrada.

A Figura 44 mostra as correntes de entrada para a transição entre os modos de operação. Inicialmente as correntes são contínuas, providas pelo banco de baterias através do circuito do estágio de entrada, e após o tempo de transição, voltam a ser controladas de forma a apresentarem alto fator de potência e baixa distorção harmônica.

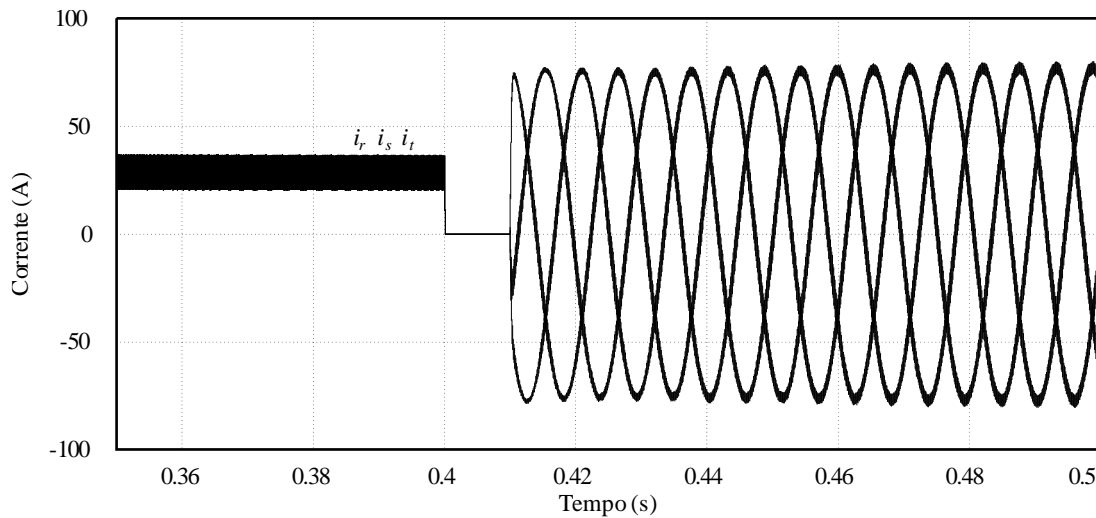


Figura 44 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo bateria para modo normal com carga nominal resistiva. Correntes de entrada.

A Figura 45 mostra a tensão do barramento CC para a transição entre os modos de operação. A tensão de barramento inicia regulada a partir do banco de baterias e cai linearmente durante os 10 ms do tempo de transição. Em 0,41 segundo, quando a transição está completa, o modo normal de operação é iniciado e o barramento é regulado novamente.

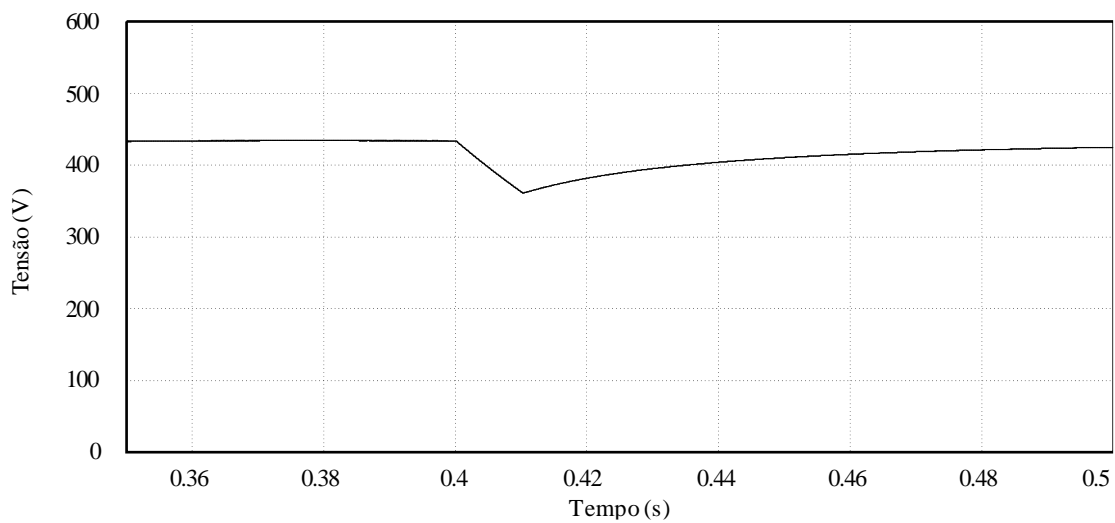


Figura 45 – Resultado de simulação para a transição entre os modos de operação. De modo bateria para modo normal com carga nominal resistiva. Tensão de barramento.

3.10. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi descrito o estágio de entrada da UPS proposta. Foram apresentadas as duas configurações que o estágio de entrada assume dependendo do modo de operação, normal ou bateria. Em modo normal o estágio de entrada funciona como um retificador trifásico, convertendo a tensão de entrada CA em um barramento contínuo regulado, enquanto sintetiza correntes de entrada senoidais e em fase com a respectiva tensão da rede, garantindo o elevado fator de potência. Neste modo de operação o circuito de entrada também é responsável por equilibrar as tensões sobre os capacitores do barramento CC através da inclusão de uma malha de controle adicional.

Em modo bateria de operação o estágio de entrada é desconectado da rede elétrica, e após o tempo de transição, quando as correntes de entrada são zeradas, é conectado ao banco de baterias. Nesse momento, o estágio de entrada é utilizado como descarregador do banco de baterias, de forma que se utiliza um circuito disponível e já dimensionado para a potência nominal da UPS, e evita-se a adição de um circuito externo dedicado para esta função, reduzindo-se assim o custo total do sistema.

Para garantir o funcionamento adequado do estágio de entrada da UPS, são descritas as estruturas de controle digital, a modelagem e o projeto dos controladores discretos para ambos os modos de operação. É utilizada uma frequência de amostragem de 15 kHz, onde as amostras são adquiridas e as ações de controle implementadas sempre que o contador interno do DSP na frequência de chaveamento de 15 kHz alcança o valor máximo.

De forma a avaliar a funcionalidade do estágio de entrada da UPS operando como retificador trifásico e como descarregador do banco de baterias, bem como a metodologia utilizada para o projeto dos controladores discretos, são apresentados resultados de simulação através do software PSIM.

CAPÍTULO 4

CIRCUITO AUXILIAR

4.1. INTRODUÇÃO

Quando a UPS é conectada a cargas não-lineares, como por exemplo a retificadores meia onda, uma corrente CC é drenada de apenas um dos capacitores do barramento dividido, causando assim um desbalanço entre as tensões dos capacitores, podendo comprometer a qualidade da tensão de saída, ou até mesmo danificando os capacitores. A fim de evitar estes problemas, torna-se necessário o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC.

Em modo normal de operação, o retificador possui uma terceira malha de controle específica para o equilíbrio da tensão dos capacitores de barramento. Contudo, com a utilização do retificador como descarregador do banco de baterias, é necessário equilibrar a tensão dos capacitores de barramento durante este modo de operação, o que não é possível pelo método utilizado no modo normal.

Ainda, para sistemas que operam com alimentação por baterias, é necessário a implementação de um circuito específico para a carga desses elementos. Em UPS convencionais é empregado um circuito externo que efetua a carga e a descarga do banco de baterias. Contudo, nesta disposição, este circuito deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS, uma vez que todo o fluxo de potência circula por ele durante a descarga.

Desta forma, este capítulo apresenta o princípio de operação do circuito auxiliar, o qual é utilizado neste trabalho para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC em modo bateria além de ser empregado como carregador do banco de baterias em modo normal de operação. É descrito o funcionamento, a estrutura de controle, a modelagem e o projeto dos controladores para o circuito operando para ambas as funções.

4.2. CIRCUITO AUXILIAR

O circuito auxiliar é composto por um indutor e dois interruptores que operam de forma complementar. Dependendo do modo de operação da UPS, chaves de transferência conectam e desconectam o indutor do circuito auxiliar a diferentes pontos da topologia, alterando a configuração e a funcionalidade do circuito.

4.2.1. Carga do banco de baterias em modo normal de operação da UPS

Em modo normal de operação, o circuito auxiliar realiza a carga do banco de baterias. Para isso, as chaves de transferência conectam o indutor ao terminal positivo do banco de baterias. Nesta configuração o circuito auxiliar funciona como um conversor *buck*, de forma que a tensão do banco de baterias deve ser menor que a tensão de barramento. A Figura 46 apresenta o circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias em modo normal de operação.

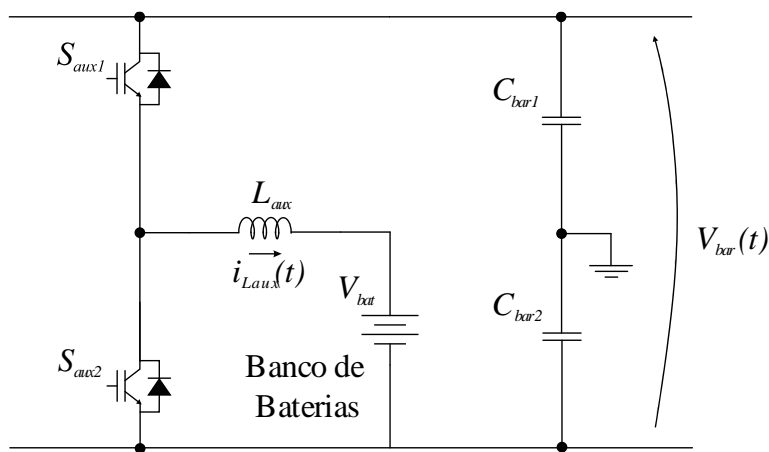


Figura 46 – Circuito auxiliar funcionando como carregador do banco de baterias em modo normal.

A taxa de variação da corrente no indutor L_{aux} é dada por (4.1), e depende diretamente da tensão aplicada no indutor ($v_{L_{aux}}$).

$$\frac{di_{L_{aux}}(t)}{dt} = \frac{v_{L_{aux}}(t)}{L_{aux}} \quad (4.1)$$

Quando o interruptor S_{aux1} está conduzindo, a tensão sobre o indutor L_{aux} é a diferença entre a tensão do barramento CC e a tensão do banco de baterias, conforme (4.2), e então ocorre a magnetização do indutor.

$$V_{L_{aux}} = V_{bar} - V_{bat} \quad (4.2)$$

Quando o interruptor S_{aux1} é aberto, S_{aux2} conduz e o indutor L_{aux} é desmagnetizado, de forma que a tensão sobre ele é dada por (4.3).

$$V_{L_{aux}} = -V_{bat} \quad (4.3)$$

Dessa forma, a corrente no indutor L_{aux} em modo normal de operação, que é a corrente de carga do banco de baterias (I_{carga}), é mostrada na Figura 47.

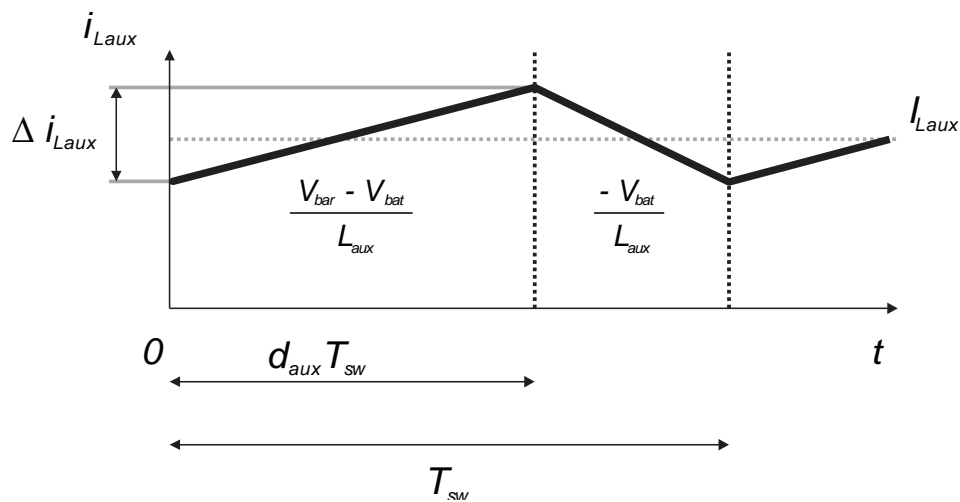


Figura 47 – Corrente de carga do banco de baterias.

Sendo $I_{L_{aux}}$ a corrente média de carga do banco de baterias, $\Delta i_{L_{aux}}$ a ondulação de corrente de carga do banco de baterias, d_{aux} a razão cíclica e T_{sw} o período de comutação.

Neste trabalho a análise do circuito auxiliar como carregador do banco de baterias é feita com base na carga de baterias de chumbo-ácido por serem as mais comumente utilizadas em aplicações que demandam uma grande quantidade de energia a um baixo custo, como é o caso de sistemas UPS (UNITRODE, 1999). Para este tipo de baterias, o método de carga com tensão e corrente constantes vem sendo recomendado por ser um dos mais confiáveis, de simples implementação e conduzindo a circuitos de baixo custo (COELHO, 2001). A Figura 48 mostra a corrente e tensão do banco de baterias durante um ciclo de carga pelo método com tensão e corrente constantes.

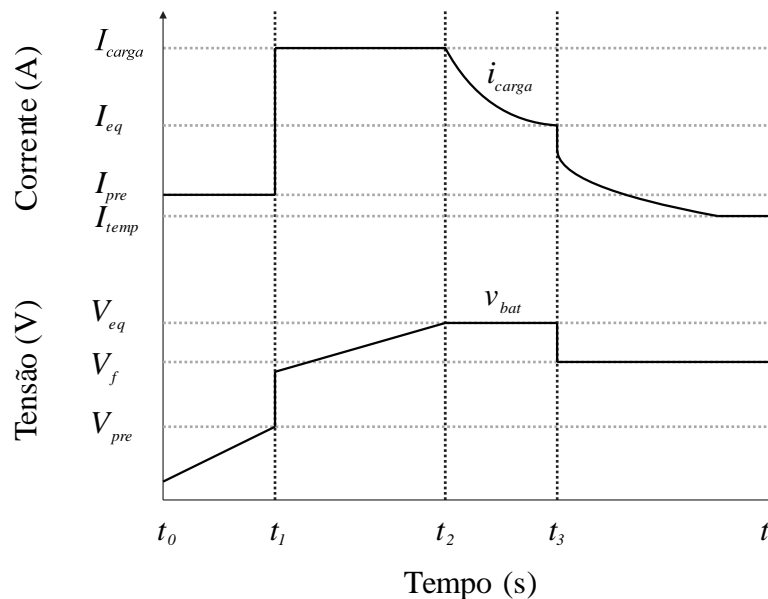


Figura 48 – Corrente e tensão do banco de baterias durante um ciclo de carga pelo método com tensão e corrente constantes.

Conforme é visto na Figura 48, o método de carga por corrente e tensão constantes possui quatro estágios de operação, os quais são explicados a seguir.

- Estágio 1 – Pré carga ($t_0 - t_1$): A carga do banco de baterias é iniciada sempre que a tensão das baterias se encontra abaixo da tensão de descarga profunda (V_{pre}). Nesta situação é aplicada uma corrente mínima, até cem vezes menor que a corrente de descarga, chamada corrente de pré-carga (I_{pre}), até que a tensão das baterias atinja V_{pre} .
- Estágio 2 – Carga rápida ($t_1 - t_2$): Esta é a etapa principal de carga, e compreende até 95% da carga efetiva do banco de baterias. O carregador aplica uma corrente de carga constante (I_{carga}) até que a tensão das baterias atinja a tensão de equalização (V_{eq}).
- Estágio 3 – Sobrecarga ($t_2 - t_3$): Nesta etapa apenas a tensão das baterias é regulada e mantida constante. A corrente inicial deste estágio é a corrente nominal de carga I_{carga} , que gradativamente é reduzida até atingir a corrente de equalização (I_{eq}), finalizando o processo de carga. A fim de manter a vida útil das baterias, é

importante salientar que durante esta etapa a tensão no bando de baterias não ultrapasse a tensão V_{eq} .

- Estágio 4 – Flutuação ($t_3 - t$): Nesta última etapa, que compreende desde o término do ciclo de carga até a carga seguinte, o carregador de baterias supre corrente suficiente apenas para compensar a descarga natural provocada pela variação de temperatura. Esta corrente é chamada de corrente de flutuação.

Uma vez que o objetivo deste capítulo não é especificamente o carregador de baterias, mas sim a funcionalidade do circuito auxiliar para os dois modos de operação da UPS, será descrita a modelagem e o controle considerando apenas o Estágio 2, uma vez que é responsável pela carga de até 95% da energia de carga das baterias. Neste estágio o banco de baterias é carregado com uma corrente constante, de cerca de 10% da corrente de descarga. Assim, uma malha de corrente é suficiente para a operação do circuito.

4.2.2. Equilíbrio da tensão dos capacitores de barramento

Em modo bateria de operação, o indutor L_{aux} é desconectado do banco de baterias e conectado ao ponto central do barramento capacitivo. Assim, o circuito auxiliar funciona como um balanceador de tensão, conforme Figura 49.

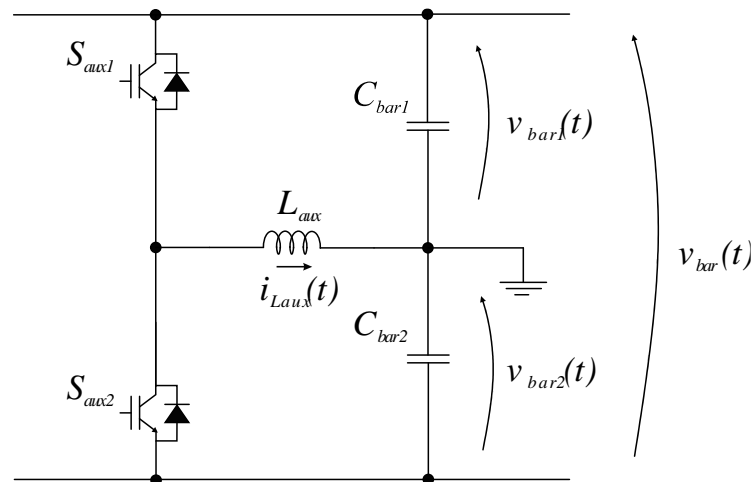


Figura 49 – Circuito auxiliar operando como equilibrador das tensões nos capacitores de barramento em modo bateria.

Como mostrado na equação (4.1), a variação da corrente no indutor L_{aux} é diretamente proporcional a tensão aplicada sobre ele. Assim, operando como balanceador, quando o interruptor S_{aux1} conduz, a tensão V_{bar1} é aplicada sobre o indutor L_{aux} , e a corrente $i_{L_{aux}}$ é crescente. De forma complementar, quando o interruptor S_{aux1} é aberto e S_{aux2} conduz, o indutor é desmagnetizado a uma taxa de variação referente a $-V_{bar2}$. As equações (4.4) e (4.5) mostram o comportamento da corrente no indutor para a condução e para o bloqueio de S_{aux1} , respectivamente.

$$i_{L_{aux}}(t) = \frac{V_{bar1}}{L_{aux}} t \quad (4.4)$$

$$i_{L_{aux}}(t) = \frac{-V_{bar2}}{L_{aux}} t \quad (4.5)$$

Conforme os interruptores S_{aux1} e S_{aux2} são comutados alternadamente, o tempo de condução entre cada estado pode ser controlado, permitindo que a corrente média por período de comutação ($I_{L_{aux}}$) seja variada, assumindo valores positivos e negativos. Assim, uma componente contínua de corrente flui no sentido de compensar a componente provida do desbalanço entre as cargas conectadas ao inversor, equilibrando as tensões entre os capacitores do barramento CC. A Figura 50 mostra a corrente do indutor do circuito auxiliar operando no balanço da tensão dos capacitores de barramento.

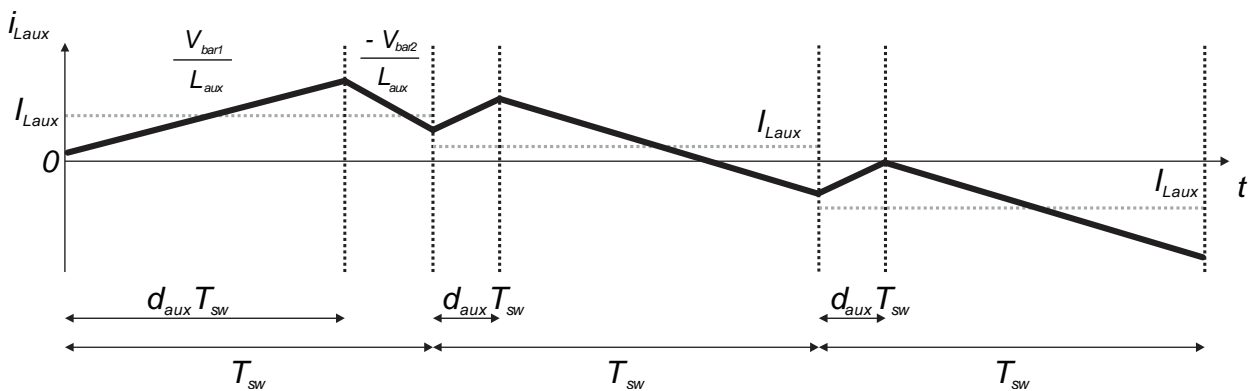


Figura 50 – Corrente de equilíbrio da tensão dos capacitores de barramento.

4.3. FILTRO L

O filtro L do circuito auxiliar é projetado pela ondulação máxima da corrente de carga do banco de baterias. De acordo com (DAMASCENO, 2008), a ondulação da corrente de carga deve ser inferior a 20%, de forma a evitar o desgaste e a redução da vida útil das baterias. Com isso, é utilizada uma ondulação de corrente de 20% neste trabalho, de forma a diminuir o tamanho do indutor e consequentemente o custo do mesmo.

O valor da corrente de carga do banco de baterias depende do método de carga empregado, que pode variar de 5 a 20% da corrente de descarga (VIERA, 2002; CHEN, 2010). A corrente de descarga do banco de baterias (I_{bat}) é calculada por (4.6).

$$I_{bat} = \frac{S_o}{V_{bat}} \quad (4.6)$$

Onde S_o é a potência aparente nominal de saída da UPS e V_{bat} é a tensão do banco de baterias.

Com isso, assumindo uma corrente de carga igual a 10% da corrente de descarga, o valor da corrente de carga é dado por (4.7) e a ondulação máxima de corrente no indutor L_{aux} é dada por (4.8).

$$I_{carga} = 0,1 I_{bat} \quad (4.7)$$

$$\Delta I_{L_{aux}} = 0,2 I_{carga} \quad (4.8)$$

A indutância L_{aux} pode ser calculada através do equacionamento da corrente no indutor para um período de chaveamento. A equação (4.9) descreve o comportamento da corrente no indutor em função do tempo.

$$i_{L_{aux}} = \frac{1}{L_{aux}} \int v_{L_{aux}} dt \quad (4.9)$$

Resolvendo a equação (4.9) em função da tensão aplicada no indutor L_{aux} durante o período de chaveamento, tem-se as equações que representam a corrente para cada estado de condução do

interruptor S_{aux1} . A equação (4.10) descreve a corrente no indutor para o intervalo de tempo em que S_{aux1} está conduzindo e (4.11) para o interruptor S_{aux1} bloqueado.

$$i_{L_{aux, on}} = \frac{V_{bar} - V_{bat}}{L_{aux}} t_{on} = \frac{V_{bar} - V_{bat}}{L_{aux}} d_{aux} T_{sw} \quad (4.10)$$

$$i_{L_{aux, off}} = \frac{-V_{bat}}{L_{aux}} t_{off} = \frac{-V_{bat}}{L_{aux}} (1 - d_{aux}) T_{sw} \quad (4.11)$$

Sabendo-se que o somatório do tempo de condução com o tempo em que o interruptor está bloqueado é igual ao período de chaveamento (4.12), considerando que $\Delta i_{L_{aux, on}} = \Delta i_{L_{aux, off}} = \Delta i_{L_{aux}}$ e substituindo-se as equações (4.10) e (4.11) em (4.12), é possível obter uma equação para a indutância L_{aux} em (4.13).

$$t_{on} + t_{off} = T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} \quad (4.12)$$

$$L_{aux} = \frac{V_{bat} (V_{bar} - V_{bat})}{V_{bar} f_{sw} \Delta i_{L_{aux}}} \quad (4.13)$$

A Tabela 4 apresenta os parâmetros de projeto para o indutor do circuito auxiliar.

Tabela 4 – Parâmetros de projeto do filtro L.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão total de barramento	V_{bar}	430 V
Tensão banco de baterias	V_{bat}	240 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Corrente de carga do banco de baterias	I_{carga}	0,1 I_{bat}
Ondulação máxima de corrente	$\Delta I_{L_{aux}}$	20 %

A partir dos parâmetros de projeto da Tabela 4, o valor projetado para o indutor do filtro L do circuito auxiliar é de 4,3 mH.

4.4. ESTRUTURA DE CONTROLE DO CIRCUITO AUXILIAR

Assim como o estágio de entrada, o circuito auxiliar possui duas estruturas de controle digital distintas, uma para cada modo de operação da UPS. Em modo normal, o circuito auxiliar é responsável pela carga do banco de baterias e em modo bateria efetua o equilíbrio das tensões sobre os capacitores de barramento CC.

Como o objetivo do trabalho em questão não é focar nos métodos de carga, optou-se por demonstrar apenas o controle da corrente de carga na utilização do circuito auxiliar como carregador do banco de baterias, uma vez que esta etapa de carga compreende até 95% da energia reestabelecida para as baterias. Assim, uma malha rápida de corrente é utilizada a fim de seguir a referência e garantir a corrente média projetada para a carga do banco de baterias. A Figura 51 apresenta a estrutura digital de controle para o circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias em modo normal de operação.

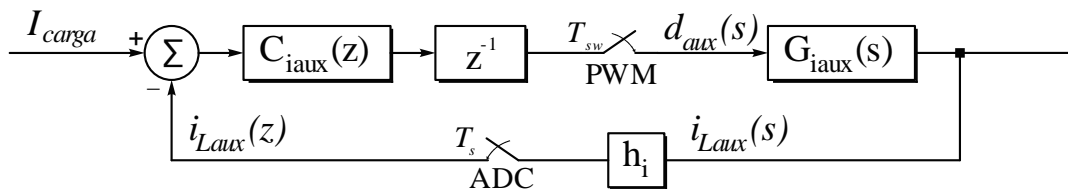


Figura 51 – Estrutura de controle do circuito auxiliar operando como carregador de baterias em modo normal de operação.

Onde $C_{iaux}(z)$ é o controlador de corrente, z^{-1} é o atraso de implementação, $d_{aux}(s)$ a razão cíclica do interruptor S_{aux1} , $G_{iaux}(s)$ é a planta de corrente pela razão cíclica e h_i é o ganho do sensor de corrente.

Durante o modo bateria, o circuito auxiliar tem a função de balancear a tensão sobre os capacitores de barramento. Assim, a tensão diferencial entre os capacitores deve ser mantida nula. Para isso é utilizada uma malha interna de corrente e uma malha externa mais lenta de tensão. A Figura 52 apresenta a estrutura digital de controle para o circuito auxiliar operando no balanço da tensão sobre os capacitores de barramento em modo bateria de operação.

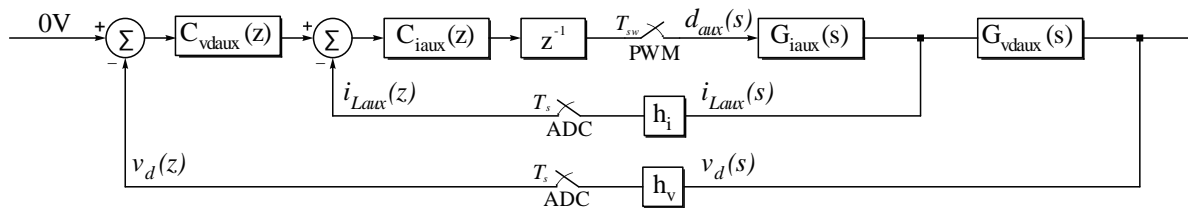


Figura 52 – Estrutura de controle do circuito auxiliar operando como equilibrador da tensão sobre os capacitores de barramento em modo bateria de operação.

Onde $C_{v\text{aux}}(z)$ é o controlador de tensão, $G_{v\text{d}\text{aux}}(s)$ é a função de transferência da planta de tensão pela corrente e h_v é o ganho do sensor de tensão.

4.5. MODELAGEM DO CIRCUITO AUXILIAR

De acordo com a estrutura de controle mostrada na sessão anterior, são necessárias as funções de transferência das plantas de corrente e de tensão diferencial para o projeto dos controladores do circuito auxiliar. Assim, são derivados os modelos no domínio contínuo que representam o comportamento dinâmico do circuito auxiliar para ambos os modos de operação, sendo após convertidos para o plano z e para o plano w a fim de comparação da resposta em frequência. A frequência de amostragem utilizada é de 15 kHz.

4.5.1. Modelo da corrente pela razão cíclica

Da mesma forma que o modelo da corrente pela razão cíclica derivado do retificador, para a modelagem do circuito auxiliar as tensões sobre os capacitores do barramento CC são substituídas por duas fontes de tensão CC com amplitudes iguais a $V_{bar}/2$. Como a conexão do neutro comum no ponto central do barramento CC não tem interferência sobre o banco de baterias, a modelagem é feita em relação a tensão total de barramento V_{bar} . A Figura 53 apresenta o circuito equivalente monofásico para o retificador.

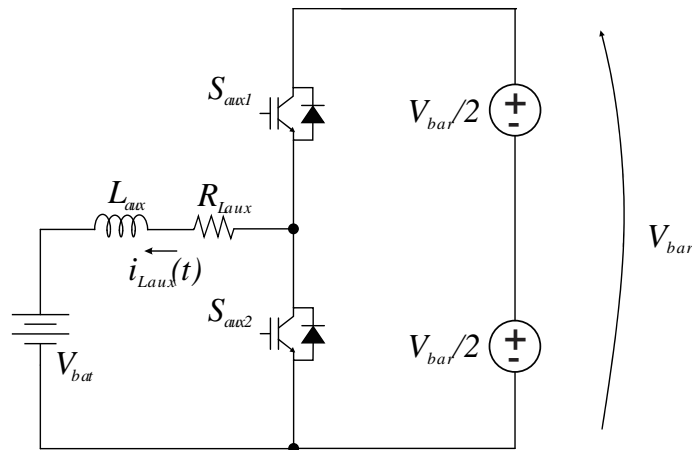


Figura 53 – Circuito equivalente para o carregador de baterias.

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchoff no circuito equivalente e considerando apenas os valores médios das variáveis em questão por período de comutação, obtém-se (4.14).

$$-V_{bat} + L_{aux} \frac{di_{L_{aux}}(t)}{dt} + R_{L_{aux}} i_{L_{aux}}(t) + d_{aux} V_{bar} = 0 \quad (4.14)$$

Onde $R_{L_{aux}}$ é a resistência intrínseca do indutor L_{aux} , de valor igual a $0,1 \Omega$, e d_{aux} é razão cíclica do interruptor S_{aux1} .

Rearranjando os termos da equação (4.14) de forma a isolar a variação da corrente do indutor, é obtida a equação (4.15).

$$\frac{di_{L_{aux}}(t)}{dt} = \frac{V_{bat} - R_{L_{aux}} i_{L_{aux}}(t) - d_{aux} V_{bar}}{L_{aux}} \quad (4.15)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica que resultam em perturbações na corrente do indutor do circuito auxiliar, desprezando os termos CC e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se o modelo dinâmico linearizado da corrente pela razão cíclica, dado por (4.16).

$$G_{iaux}(s) = \frac{i_{L_{aux}}(s)}{d_{aux}(s)} = -\frac{\frac{V_{bar}}{L_{aux}}}{s + \frac{R_{L_{aux}}}{L_{aux}}} \quad (4.16)$$

O modelo discretizado da corrente do indutor do circuito auxiliar pela razão cíclica, incluindo o atraso de implementação (z^{-1}), é dado por (4.17).

$$G_{iaux}(z) = \frac{i_{L_{aux}}(z)}{d_{aux}(z)} = \frac{2}{z^2 - z} \quad (4.17)$$

No plano w a função de transferência para a corrente no indutor é dada por (4.18).

$$G_{iaux}(w) = \frac{i_{L_{aux}}(w)}{d_{aux}(w)} = \frac{w^2 - 6,001 \cdot 10^4 w - 9,002 \cdot 10^8}{w^2 + 3,001 \cdot 10^4 w + 2,094 \cdot 10^5} \quad (4.18)$$

O diagrama de Bode da função de transferência da corrente do indutor do circuito auxiliar pela razão cíclica nos domínios s , z e w é mostrado na Figura 54.

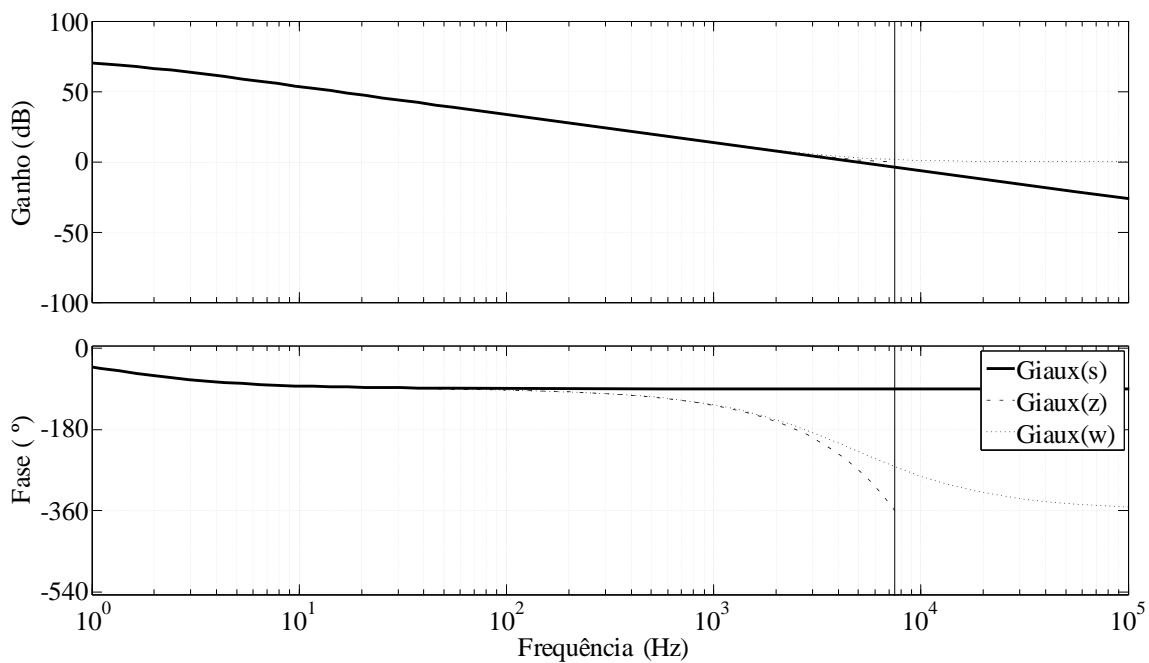


Figura 54 – Diagrama de Bode para a planta da corrente no indutor do circuito auxiliar em s , z e w .

A Figura 54 mostra a comparação entre a resposta em frequência da corrente no indutor pela razão cíclica do circuito auxiliar nos domínios s , z e w . Percebe-se que a fase da função de transferência em z e w apresenta um atraso considerável acima de 1 kHz em relação à planta no domínio contínuo. Como o projeto dos controladores é feito no domínio w , o atraso de fase deve ser considerado, de forma a evitar uma resposta inadequada ou mesmo instável do sistema de controle.

4.5.2. Modelo da tensão diferencial

Para o circuito auxiliar operando no equilíbrio das tensões sobre os capacitores de barramento, o modelo da tensão diferencial é o mesmo que para o retificador, uma vez que o circuito simplificado é igual, dependente apenas de R_{eq} e C_{bar} . Assim, o modelo da tensão diferencial pela corrente no domínio s é dado por (4.19). R_{eq} e C_{eq} são definidos nas seções anteriores, e seus valores são 4,62 Ω e 6000 μF , respectivamente.

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_{L_{aux}}(s)} = \frac{R_{eq}}{s R_{eq} C_{bar} + 1} \quad (4.19)$$

Da mesma forma, a função de transferência da tensão diferencial discretizada é dada por (4.20) e no plano w por (4.21).

$$G_{vd}(z) = \frac{V_d(z)}{i_{L_{aux}}(z)} = \frac{0,0111}{z^2 - 0,9976z} \quad (4.20)$$

$$G_{vd}(w) = \frac{v_d(w)}{i_{L_{aux}}(w)} = \frac{0,005556w^2 - 333,3w + 5 \cdot 10^6}{w^2 + 3,004 \cdot 10^4 w + 1,082 \cdot 10^6} \quad (4.21)$$

A fase da planta de tensão diferencial apresenta um atraso de fase significativo a partir dos 500 Hz. Antes disso, a resposta em frequência é praticamente idêntica para os domínios s , z e w , conforme demonstrado na sessão 3.7.

4.6. PROJETO DOS COMPENSADORES DO CIRCUITO AUXILIAR

Os projetos dos controladores do circuito auxiliar também são feitos com base na metodologia da resposta em frequência no plano w , onde o ganho e a fase do sistema são determinados a partir dos diagramas de Bode nesse domínio. Os controladores projetados devem proporcionar uma margem de fase entre 30° e 90° ao sistema, de forma a garantir a estabilidade e uma resposta sub-amortecida.

Como mostrado na seção 4.4, as variáveis do circuito auxiliar a serem controladas são a corrente do banco de baterias e a tensão diferencial do barramento CC. Como ambas as medidas são contínuas, utilizam-se compensadores do tipo PI para a malha de corrente e para a malha de tensão, a fim de garantir o erro nulo em regime permanente para os dois casos.

4.6.1. Compensador de corrente

O controlador de corrente do circuito auxiliar $C_{iaux}(z)$ deve ser projetado para que a malha de corrente apresente elevada banda passante, em torno de uma década abaixo da frequência de comutação. A fim de propiciar erro nulo em regime permanente, um controlador do tipo PI é utilizado para a malha de corrente. Considerando as especificações mencionadas para a malha de corrente, projetou-se o controlador no domínio w e obteve-se a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a planta com o controlador na Figura 55.

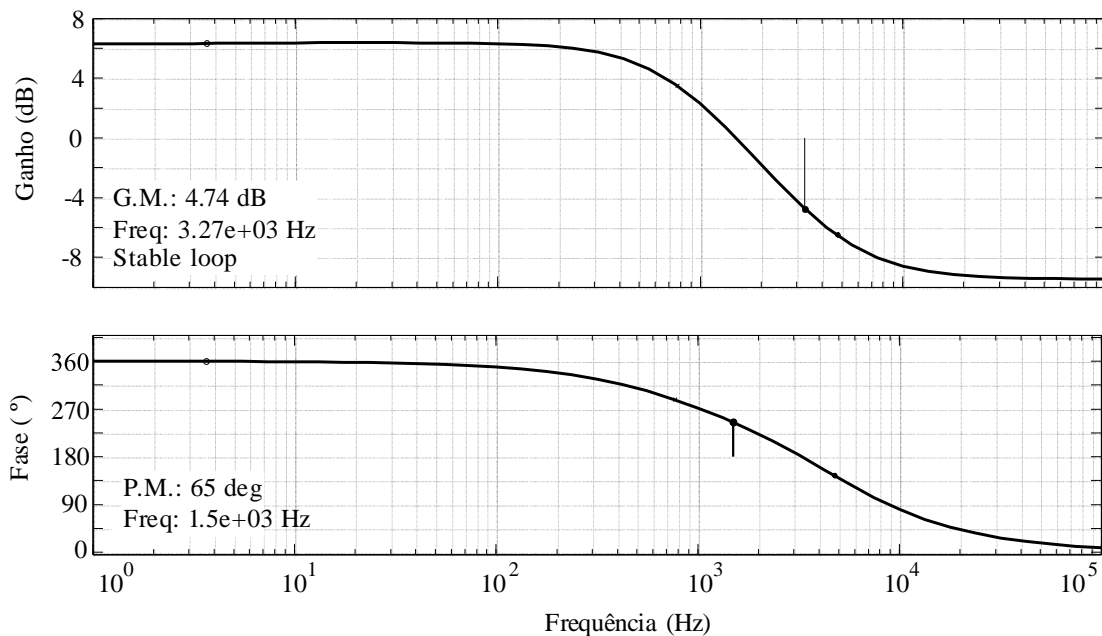


Figura 55 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta com controlador de corrente (frequência de cruzamento: 1,5 kHz; margem de fase: 65°).

O compensador no domínio w obtido através da análise em frequência é dado por (4.22).

$$C_{iaux}(w) = \frac{0,101(w+23)}{(w+4850)} \quad (4.22)$$

A função de transferência discretizada para o controlador de corrente é dado por (4.23).

$$C_{iaux}(z) = \frac{0,08701z - 0,08688}{z - 0,7217} \quad (4.23)$$

A implementação digital de uma função de transferência do tipo acima requer a conversão para equações de diferenças discretas. Dessa forma, o controlador é representado em função da ação de controle e do erro de cada amostra. A equação de diferença discreta para o controlador de corrente C_{iaux} é dado por (4.24).

$$u[k] = 0,7217u[k-1] + 0,08701e[k] - 0,08688e[k-1] \quad (4.24)$$

4.6.2. Compensador de tensão

A malha de tensão é utilizada apenas em modo bateria de operação, quando o circuito auxiliar efetua o balanço das tensões sobre os capacitores de barramento. Assim, o modelo da tensão diferencial pela corrente no indutor do circuito auxiliar é utilizado.

Da mesma forma que a malha de tensão total projetada para o retificador em modo normal e bateria, a escolha da banda passante do controlador de tensão diferencial deve levar em consideração a ondulação de tensão de menor frequência sobre o barramento CC. Como mencionado anteriormente, uma ondulação de tensão de 120 Hz é observada no barramento CC quando cargas desbalanceadas são conectadas à saída da UPS. Assim, a banda passante da malha de tensão diferencial do circuito auxiliar é utilizada uma década abaixo da ondulação de menor frequência, ou seja, 12 Hz.

A Figura 56 mostra a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta no domínio w para a planta de tensão do circuito auxiliar com o controlador da tensão diferencial sobre os capacitores de barramento em modo bateria de operação.

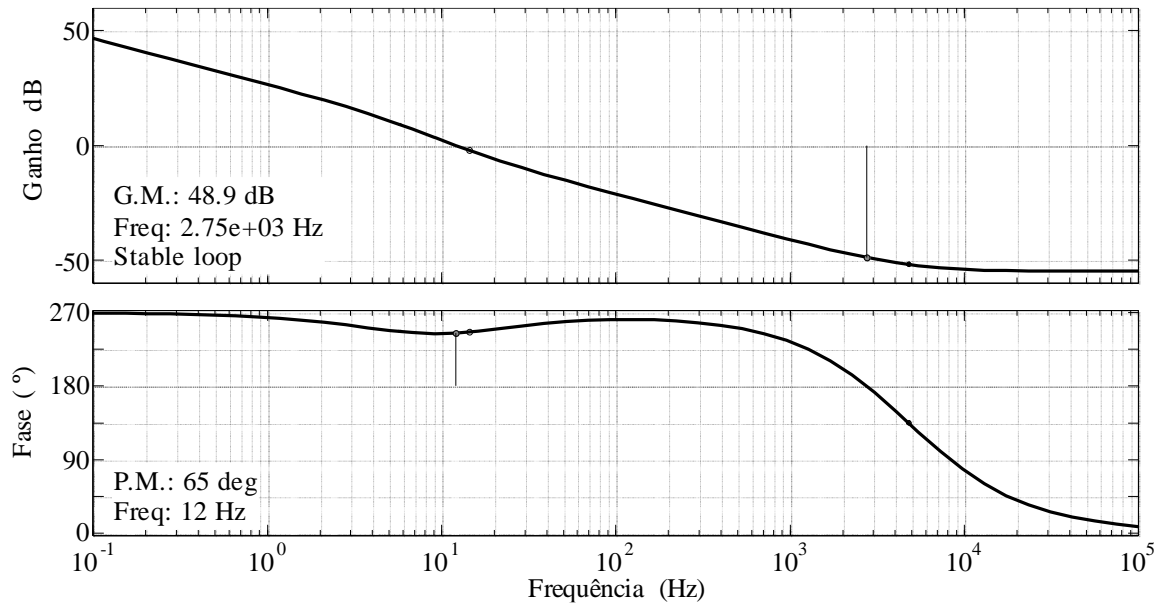


Figura 56 – Resposta em frequência em malha aberta para a planta de tensão do circuito auxiliar com controle da tensão diferencial sobre os capacitores de barramento para o modo bateria (frequência de cruzamento: 12 Hz; margem de fase: 65°).

O compensador de tensão projetado no domínio w é dado por (4.25).

$$C_{vdaux}(w) = \frac{0,322(w + 90,4)}{w} \quad (4.25)$$

Após a discretização, a função de transferência para o controlador da tensão diferencial em modo normal de operação é dada por (4.26).

$$C_{vdaux}(z) = \frac{0,323z - 0,321}{z - 1} \quad (4.26)$$

Assim, a forma implementável do controlador de tensão diferencial discreto para o circuito auxiliar é dada por (4.27).

$$u[k] = u[k - 1] + 0,323e[k] - 0,321e[k - 1] \quad (4.27)$$

4.7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A seguir são apresentados os resultados de simulação realizadas no software PSIM para o circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias e como equilibrador das tensões dos capacitores de barramento. O circuito implementado é mostrado na Figura 57. Os parâmetros utilizados em simulação são apresentados na Tabela 5.

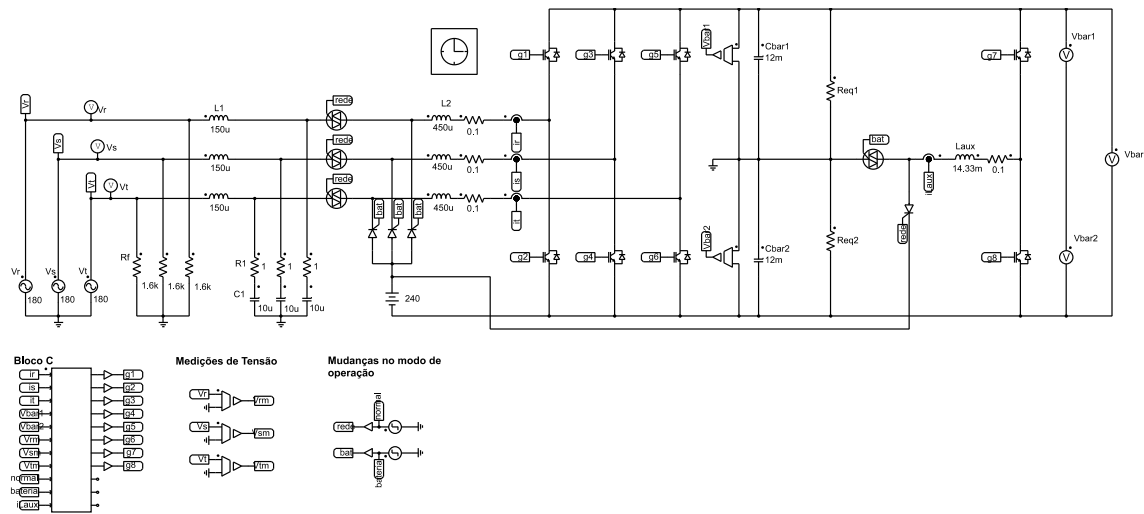


Figura 57 – Sistema simulado para o circuito auxiliar implementado no software PSIM.

Tabela 5 – Parâmetros de simulação para o circuito auxiliar.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência aparente de saída	S_o	20 kVA
Tensão eficaz de fase de entrada	V_{in}	127 V
Tensão total de barramento	V_{bar}	430 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Frequência de amostragem	f_s	15 kHz
Passo de simulação	t_{step}	100 ns
Capacitância dos capacitores de barramento	C_{bar1}, C_{bar2}	12 mF
Resistência nominal equivalente de barramento	R_{eq1}, R_{eq2}	4,6225 Ω
Indutor do circuito auxiliar	L_{aux}	4,3 mH
Resistência do indutor do circuito auxiliar	$R_{L_{aux}}$	0,1 Ω
Corrente de carga do banco de baterias	I_{carga}	10 A

4.7.1. Carregador do banco de baterias (modo normal)

A Figura 58 mostra o circuito auxiliar sendo utilizado como carregador do banco de baterias. Como pode ser notado, uma corrente constante com pequena ondulação é sintetizada pelo circuito. A corrente média é a corrente de carga especificada em projeto, com valor de 10 A, aproximadamente 12% da corrente de descarga do banco de baterias.

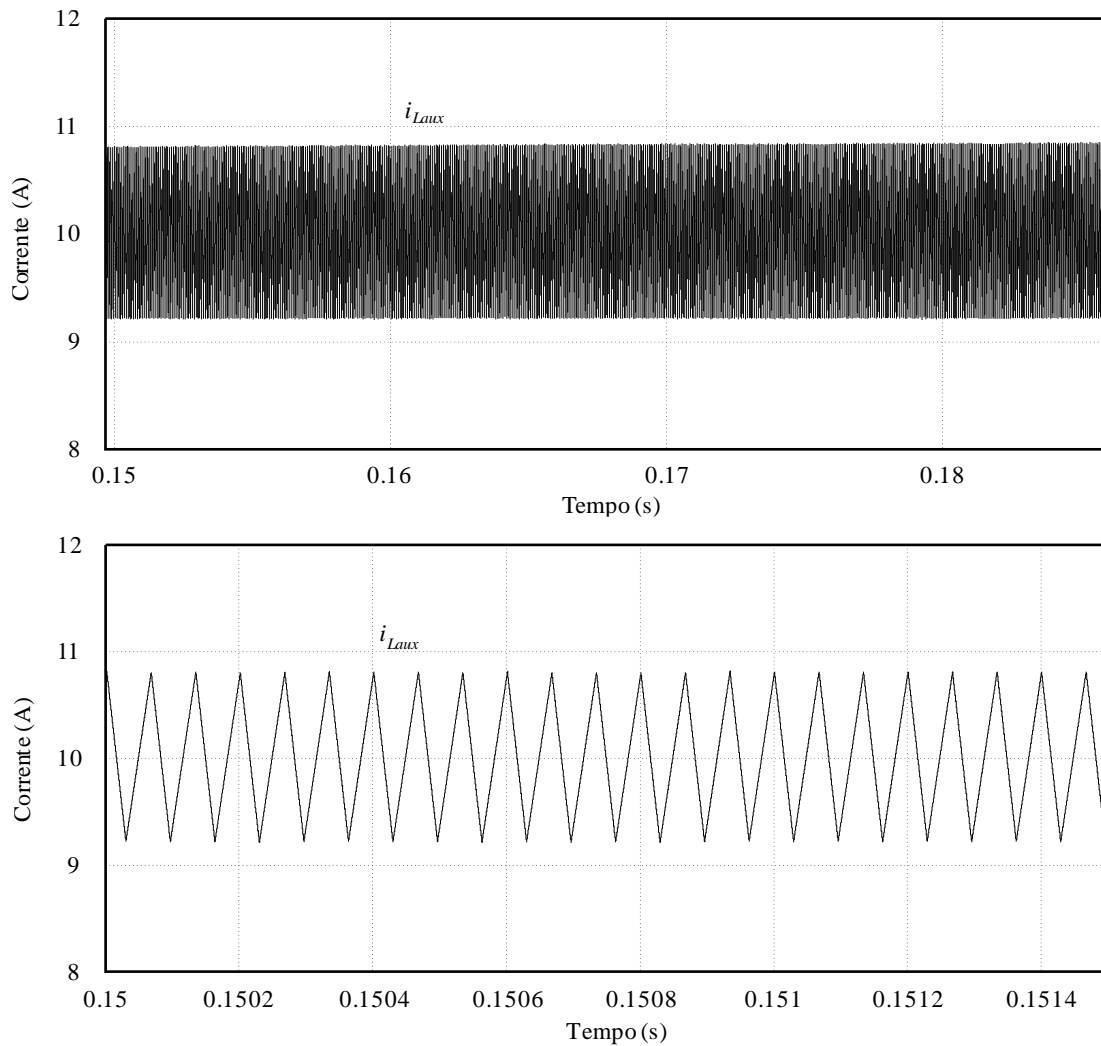


Figura 58 – Resultado de simulação. Circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias. Corrente de carga.

4.7.2. Balanço das tensões dos capacitores de barramento (modo bateria)

Para avaliar o comportamento do circuito auxiliar como equilibrador das tensões sobre os capacitores de barramento, é simulado um desequilíbrio de 50%. Para isso, são utilizadas duas resistências em paralelo com o barramento CC, uma apresentando o valor nominal e a outra um decréscimo de 50% da resistência nominal, de forma a gerar um desbalanço correspondente entre as tensões dos capacitores. Assim, inicia-se a simulação sem a operação do circuito auxiliar, e após a tensão de barramento entrar em regime permanente, habilita-se a malha de controle.

A Figura 59 apresenta as tensões nos capacitores do barramento CC para a operação com 50% de desbalanço. Observa-se que o desbalanço de 50% provoca um desbalanço de tensão de cerca de 150 V entre os capacitores. Com a habilitação do controle, a diferença entre as tensões dos capacitores de barramento começa a diminuir, apresentando um valor praticamente igual a zero após 200 ms.

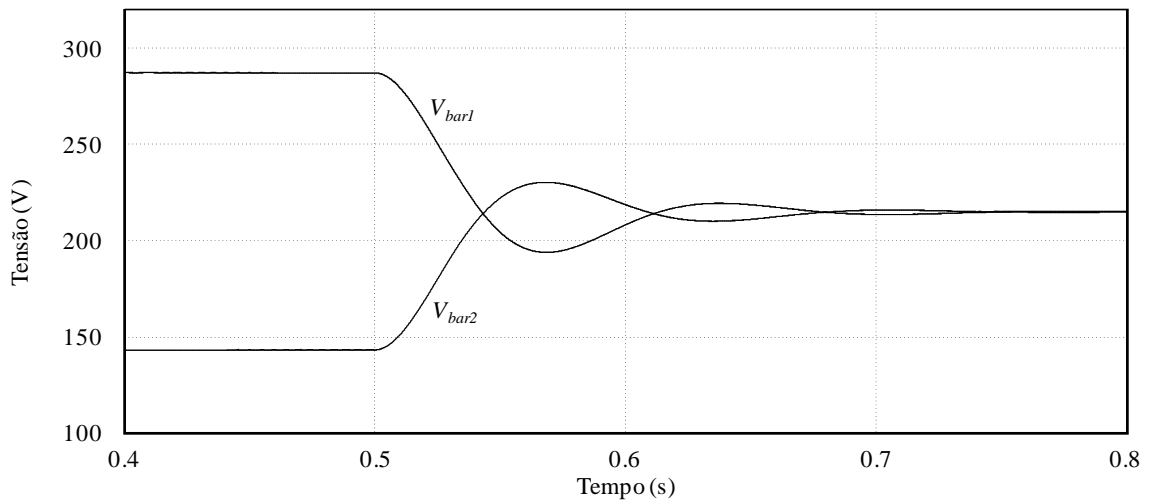


Figura 59 – Resultado de simulação. Circuito auxiliar atuando no equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. 50% de desbalanço entre as cargas.

4.8. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou a análise e o funcionamento do circuito auxiliar utilizado na topologia UPS proposta. O circuito auxiliar é composto por um indutor e um braço de interruptores e dependendo do modo de operação da UPS, apresenta funções específicas. Em modo normal é conectado ao terminal positivo do banco de baterias através de chaves de transferência, sintetizando uma corrente constante e realizando a carga das baterias. Em modo bateria de operação, o circuito auxiliar é desconectado do banco de baterias e conectado ao ponto central do barramento CC. Neste modo, o circuito é responsável por manter as tensões entre os capacitores de barramento equilibradas, uma vez que o estágio de entrada da UPS é impossibilitado de efetuar esta função devido à configuração que assume para a descarga do banco de baterias.

Nesta configuração, o circuito auxiliar é dimensionado para a corrente de carga do banco de baterias, o que representa apenas uma fração da potência nominal da UPS, dependendo do método de carga utilizado.

São apresentadas ainda as estruturas de controle digital, a modelagem e o projeto dos controladores discretos que garantem o funcionamento adequado do circuito auxiliar. Por fim, de forma a validar a funcionalidade do circuito atuando como carregador do banco de baterias e como equilibrador das tensões dos capacitores do barramento CC, bem como a metodologia utilizada para o projeto dos controladores, são apresentados resultados de simulação através do software PSIM.

CAPÍTULO 5

ESTÁGIO DE SAÍDA: INVERSOR TRIFÁSICO DE TENSÃO

5.1. INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CA, também chamados inversores, possuem a função de sintetizar tensões alternadas, simétricas e com amplitude e frequência desejadas, a partir de uma fonte de tensão contínua. Em UPS de dupla conversão, a carga é permanentemente suprida pelo inversor durante os modos normal, bateria ou mesmo durante a transição entre os modos de operação. Com isso, torna-se fundamental a utilização de uma estrutura de controle adequada, de forma a garantir a qualidade da tensão fornecida à carga.

Várias técnicas de controle têm sido exploradas na literatura, visando em especial assegurar bom desempenho transitório e em regime permanente para a operação com cargas cíclicas, como é o caso de *TRIACs* (*Triode for Alternating Current*) e retificadores controlados ou semi-controlados, que geralmente causam distúrbios cíclicos em sistemas de potência. Dentre elas, podem-se citar controladores repetitivos, como descrito por RECH (2003) para o caso monofásico, e por ESCOBAR (2007), JIANG (2012) e JENSEN (2001) para o caso trifásico. O controlador repetitivo utiliza informações do erro em tempos passados para gerar a ação de controle atual, sendo caracterizado por garantir erro nulo em regime permanente para perturbações periódicas, porém apresentando uma performance pobre em relação a transitórios. Em sistemas UPS esse tipo de controlador pode ser utilizado para eliminação das componentes harmônicas da tensão de saída ocasionadas pela presença de cargas não-lineares. Esse controlador é mais usualmente implementado em sistemas de controle operando em tempo discreto, contudo em RAMOS, (2005) os autores apresentam um exemplo de implementação analógica desse tipo de controlador.

Outra técnica de controle largamente difundida e também utilizada em inversores é o controlador ressonante (BOTTERON e PINHEIRO, 2007), (WILLMANN, 2007) e (HASANZADEH, 2010). O controlador ressonante é baseado no princípio do modelo interno senoidal e caracteriza-se por apresentar ganho infinito para uma frequência específica, sendo assim utilizado para a eliminação do erro em regime permanente para o seguimento de um sinal de referência senoidal, desde que o sistema em malha fechada seja estável, ou de forma equivalente, levar a uma rejeição de perturbações periódicas em regime permanente na frequência de interesse.

Dessa forma, com a adição de vários controladores ressonantes sintonizados nas componentes harmônicas mais importantes presentes na perturbação periódica, como é o caso de cargas não-lineares, leva a uma rejeição dessas componentes em regime permanente. Entretanto, a utilização de múltiplos controladores ressonantes leva a um controlador de ordem elevada, o que insere grande complexidade na sintonia dos parâmetros do controlador (MANO, 2010).

Controladores repetitivos e ressonantes podem ser associados com o regulador linear quadrático (do inglês, Linear Quadratic Regulator – LQR) para melhorar as margens de estabilidade e as respostas transitórias. Esta técnica é utilizada para resultar em um sistema de controle assintoticamente estável, condição necessária para que um sistema de controle realimentado tenha erro nulo em regime permanente (FRANCIS, 1976), (RIBAS, 2011). É interessante mencionar que o LQR já foi utilizado com sucesso em aplicações em conversores de potência em (OLALLA, 2009), (BOTTERON, 2001), (RIBAS, 2014), (MONTAGNER, 2003), (KOMURCUGIL, 2006), (HASANZADEH, 2011).

Este capítulo apresenta o estágio de saída da UPS proposta, composto pelo inversor trifásico com filtro LC. É abordado o controle da tensão de saída utilizando realimentação de estados com ganhos obtidos a partir de um LQR discreto. Dessa forma, espera-se que o inversor sintetize tensões senoidais, com distorção harmônica de tensão abaixo de 8%, mesmo para a alimentação de cargas não-lineares.

5.2. CIRCUITO DO INVERSOR

O inversor de tensão trifásico a quatro fios é formado por seis interruptores, um filtro passa-baixa LC e um barramento CC dividido, com conexão do neutro comum da carga com o ponto central dos capacitores de barramento. Com a utilização do retificador totalmente controlado e de uma técnica de controle apropriada, é garantida a correta regulação da tensão do barramento CC. Dessa forma, para fins de simplificação de análise, os capacitores do barramento CC podem ser representados como fontes ideais de tensão CC. A Figura 60 apresenta o inversor de tensão trifásico a quatro fios com filtro LC.

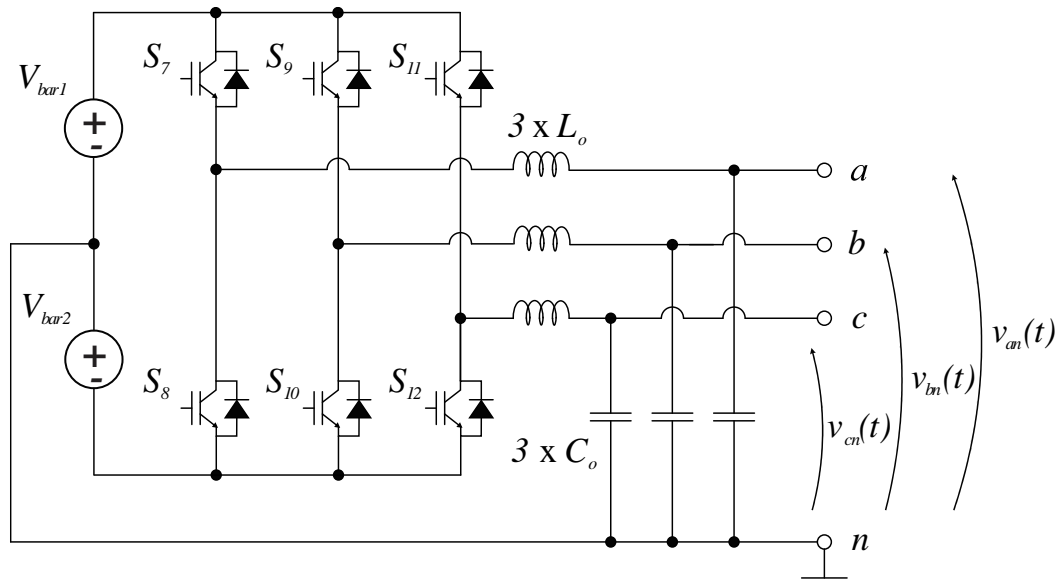


Figura 60 – Inversor de tensão a quatro fios com filtro LC.

As fontes de tensão CC V_{bar1} e V_{bar2} representam as tensões sobre os capacitores do barramento CC, considerando que o estágio de entrada da UPS mantenha regulada as tensões e que os capacitores sejam grandes o suficiente para que as ondulações de tensão sejam desprezadas. Devido à utilização do quarto fio (neutro) o sistema pode ser analisado como três circuitos monofásicos independentes. Assim, o filtro LC de saída é composto pelo indutor L_o e pelo capacitor de filtro C_o . A representação de 3x indica que indutores e capacitores de mesmo valor são utilizados para as três fases de saída.

5.3. FILTRO LC

Os inversores de tensão modulados em alta frequência, com destaque para aqueles com modulação por largura de pulso, têm sido amplamente utilizados para sintetizar tensões senoidais para as mais variadas aplicações, tais como UPS, geradores de tensões CA e compensadores de reativos (MOHAN, 1995). Contudo, a modulação em alta frequência provoca uma elevada distorção harmônica nas tensões de saída, sendo de praxe a introdução de filtros LC passa-baixa entre o inversor e a carga (MICHELS, 2005).

O valor do indutor do filtro de saída (L_o) é calculado para se obter uma ondulação máxima na corrente de saída de 5%, valor definido em projeto para garantir uma baixa THD de corrente e consequentemente não prejudicar a THD da tensão sintetizada pelo inversor. Assim, utilizando (5.1) é calculada a corrente de pico no indutor L_o ($I_{L_o\text{pico}}$).

$$I_{L_o\text{pico}} = \frac{S_o}{3V_o} \sqrt{2} \quad (5.1)$$

Onde V_o é a tensão eficaz de saída e S_o é a potência aparente de saída.

A ondulação máxima de corrente no indutor do filtro de saída (ΔI_{L_o}) é dada por (5.2)

$$\Delta I_{L_o} = 0,05 I_{L_o\text{pico}} \quad (5.2)$$

O projeto do filtro LC é feito com base em SEGALA (1993), que considera a ondulação máxima de corrente na equação que define o valor do indutor do filtro de saída. Assim, o valor da indutância do filtro de saída é calculado por (5.3).

$$L_o = \frac{\left(\frac{V_{bar}}{2}\right)^2 - 2V_o^2}{2f_{sw} \Delta I_{L_o} \frac{V_{bar}}{2}} \quad (5.3)$$

Com o valor do indutor de saída definido, pode-se calcular o valor do capacitor do filtro em função da frequência de ressonância, como mostra a equação (5.4).

$$C_o = \frac{1}{(2\pi)^2 f_c^2 L_o} \quad (5.4)$$

Os parâmetros de projeto do filtro LC são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros de projeto do filtro LC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência aparente de saída	S_o	20 kVA
Tensão eficaz de fase de saída	V_o	127 V
Tensão total de barramento	V_{bar}	430 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Ondulação máxima da corrente de saída	ΔI_{Lo}	5 %
Frequência de corte do filtro LC	f_c	1000 Hz

Aplicando-se os parâmetros da Tabela 6 no equacionamento anterior, definem-se os valores do indutor e do capacitor que integram o filtro LC de saída. Contudo, como capacitores e indutores são usualmente vendidos com valores específicos, os resultados encontrados através das equações apresentadas anteriormente foram aproximados para a obtenção de valores comerciais. A Tabela 7 mostra os valores utilizados para os componentes do filtro LC.

Tabela 7 – Parâmetros do filtro LC.

Elemento	Símbolo	Valor
Indutor do filtro de saída	L_o	333 μ H
Capacitor do filtro de saída	C_o	100 μ F

5.4. ESTRUTURA DE CONTROLE DO INVERSOR

A estrutura de controle do inversor deve ser responsável por sintetizar tensões de saída senoidais, defasadas 120° , e com baixa distorção harmônica mesmo com a UPS alimentando cargas não-lineares, de forma a atender os requisitos de qualidade da tensão de saída definidos pela norma IEC 62040-3, conforme descrito pelo APÊNDICE A. Para isso, são necessários controladores que sigam a referência senoidal, eliminando o erro em regime permanente, e sejam capazes de compensar distúrbios periódicos providos da carga, como é o caso dos controladores baseados no princípio do modelo interno. Neste trabalho são utilizados seis controladores ressonantes, sintonizados na frequência fundamental da tensão de saída, e nas componentes harmônicas de 3º, 5º, 7º, 9º e 15º ordem, a fim de reduzir a distorção harmônica da tensão de saída para cargas cíclicas.

A malha interna de corrente pode ser utilizada a fim de regular a corrente que circula pelo capacitor (RYAN, 1995; ABDEL-RAHIM, N. M. e QUAICOE, 1996), a corrente que circula pelo indutor (FINN, S. D, 1993 e VENKATARAMANN, 1989), ou mesmo a combinação linear entre a corrente no capacitor e a corrente de carga (ESCOBAR, 2007). Em RYAN (1997) e POH (2003), são feitas comparações entre o desempenho do controle utilizando a malha de corrente com controle da corrente do indutor e com controle da corrente no capacitor. Em ambas as referências os autores concluem que o controle da corrente no capacitor produz resultados superiores ao controle da corrente no indutor. Essa superioridade se dá pelo fato que a corrente no capacitor é diretamente proporcional a taxa de variação da tensão de saída, otimizando a resposta transitória de controle. Contudo, apesar das vantagens mencionadas, em função da necessidade de medição da corrente de saída do inversor para fins de proteção contra sobrecorrente e curto circuito, usualmente o controle da corrente no indutor é mais utilizado. Assim, este trabalho utiliza um compensador do tipo proporcional para a malha interna de controle da corrente do indutor.

Com base nos controladores de tensão e corrente definidos, o sistema de controle empregado para o inversor utiliza o método de retroação de estados, o qual consiste em utilizar como lei de controle uma combinação linear dos estados do sistema (PHILIPS e HARBOR, 1997). O diagrama de blocos da estrutura de controle proposta, para uma fase, é apresentado na Figura 61.

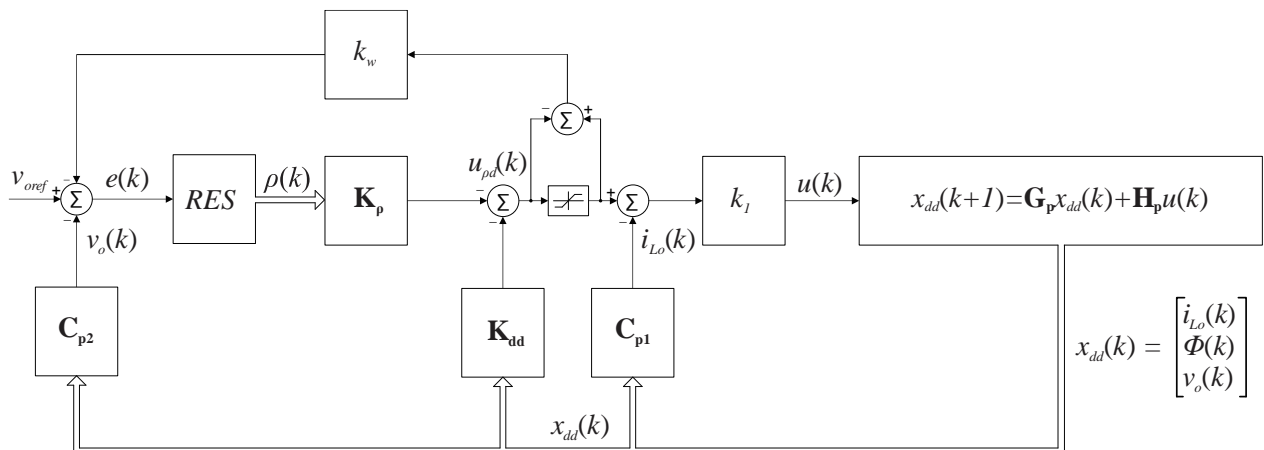


Figura 61 – Diagrama de blocos da estrutura de controle proposta: planta e controlador.

Onde o bloco *RES* representa os controladores ressonantes, k_i é o controlador da malha interna de corrente, $x_{dd}(k)$ é o vetor que contém as variáveis de estado realimentadas. Os demais termos são detalhados na próxima seção.

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).

5.5. MODELAGEM

Esta seção descreve a modelagem discreta do inversor de tensão a quatro fios. Com a presença do quarto condutor (neutro comum), o sistema pode ser analisado como três circuitos monofásicos independentes. Como o sistema de controle utiliza retroação de estados, onde a lei de controle representa uma combinação linear dos estados do sistema, a modelagem é realizada em equações de espaço de estados, considerando o circuito equivalente do inversor de tensão da UPS proposta apresentado na Figura 62 como a planta a ser controlada. O objetivo é o controle da tensão $v_o(t)$ a partir da síntese da tensão $u(t)$, provida pela saída do inversor em meia ponte, considerando como medidas as variáveis $i_{Lo}(t)$ e $v_o(t)$.

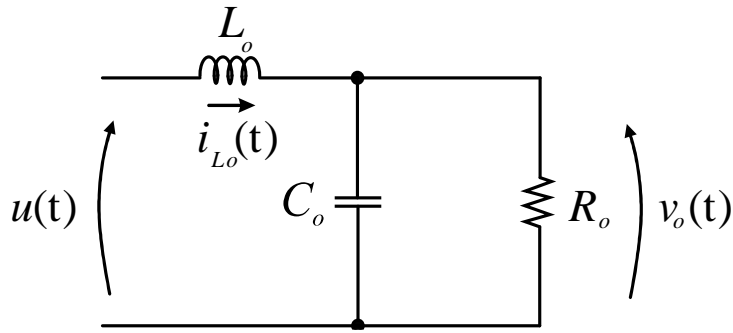


Figura 62 – Circuito equivalente para modelo do inversor.

O modelo da planta por espaço de estados é dado por (5.5), onde a resposta temporal do sistema é definido por (5.6).

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (5.5)$$

$$x(t) = e^{\mathbf{A}t} x(0) + \int_0^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{B}u(\tau) d\tau \quad (5.6)$$

Onde x é o vetor de estados, \mathbf{A} é a matriz de estados e \mathbf{B} é a matriz de entrada.

A metodologia inicial para compor as matrizes de estado requer a determinação das equações diferenciais que regem o comportamento das tensões e correntes envolvidas no filtro para cada etapa de operação. A partir da análise do circuito da Figura 62, e aplicando-se a lei das tensões e correntes de Kirchhoff, obtém-se as equações dinâmicas que definem o comportamento da corrente do indutor e da tensão de saída, apresentadas em (5.7) e (5.8), respectivamente.

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} = \frac{u(t)}{L_o} - \frac{v_o(t)}{L_o} \quad (5.7)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{i_{L_o}(t)}{C_o} - \frac{v_o}{C_o R_o} \quad (5.8)$$

Seja um sistema representado em sua forma matricial conforme (5.5), a partir das equações (5.7) e (5.8), obtém-se (5.9).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_o} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_o} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (5.9)$$

Visando à aplicação de uma técnica de controle digital, deve-se obter um modelo discreto da planta no formato apresentado por (5.10).

$$x(k+1) = \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}u(k) \quad (5.10)$$

Para isso, a resposta temporal mostrada em (5.6) é integrada em um período de amostragem e simplificada, considerando a função $u(k)$ constante para um período de amostragem. Essa manipulação matemática resulta na resposta do modelo da planta no domínio discreto dado por (5.11).

$$x(k+1) = e^{\mathbf{A}T_s} x(k) + \left(\int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\sigma} \mathbf{B} d\sigma \right) u(k) \quad (5.11)$$

Assim, os termos \mathbf{G} e \mathbf{H} são definidos por (5.12).

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= e^{\mathbf{A}T_s} \\ \mathbf{H} &= \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\sigma} \mathbf{B} d\sigma \end{aligned} \quad (5.12)$$

Contudo, utilizando um período de discretização (T_s) suficientemente pequeno, pode-se simplificar os termos de (5.12), e assim os coeficientes simplificados do modelo discreto da planta por espaço de estados são apresentados em (5.13).

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{I} + \mathbf{A}T_s \\ \mathbf{H} &= \mathbf{B}T_s \end{aligned} \quad (5.13)$$

Supondo um atraso de um passo na aplicação da lei de controle, uma vez que a razão cíclica é implementada apenas no próximo período de amostragem (ASTROM e WITTENMARK, 1997), pode-se escrever (5.14).

$$x(k+1) = \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}\phi(k) \quad (5.14)$$

Onde $\phi(k)$ é o estado que representa o atraso de implementação de um período de amostragem, de acordo com (5.15).

$$\phi(k+1) = u(k) \quad (5.15)$$

Considerando-se a adição do estado referente ao atraso de implementação, a equação (5.14) pode ser reescrita de acordo com (5.16).

$$x_{dd}(k+1) = \mathbf{G}_p x_{dd}(k) + \mathbf{H}_p u(k) \quad (5.16)$$

Onde os coeficientes de (5.16) são definidos por (5.17).

$$x_{dd}(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ \phi(k) \end{bmatrix}; \mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Para garantir o rastreamento de referências senoidais para a tensão de saída (v_{oref}), utilizam-se controladores ressonantes. Estes controladores são representados na Figura 61 pelo bloco RES, cuja entrada é o sinal de erro de rastreamento e a saída é o vetor de estados internos dos ressonantes, dado por $\rho(k)$. Através do diagrama de blocos, definem-se a corrente no domínio discreto do indutor de saída ($i_{Lo}(k)$) e a tensão discreta do capacitor de saída ($v_o(k)$), de acordo com (5.18) e (5.19), respectivamente.

$$i_{Lo}(k) = \mathbf{C}_{p1} x_{dd}(k) \\ \mathbf{C}_{p1} = [1 \ 0 \ 0] \quad (5.18)$$

$$v_o(k) = \mathbf{C}_{p2} x_{dd}(k) \\ \mathbf{C}_{p2} = [0 \ 1 \ 0] \quad (5.19)$$

A ação de controle $u(k)$, representada na Figura 61, resulta da combinação linear dos estados de $x_{dd}(k)$ somada com a combinação linear dos estados de $\rho(k)$, e k_I é um ganho escalar para a realimentação da corrente $i_{Lo}(k)$, funcionando como uma pré-compensação da planta. De acordo ainda com a análise da Figura 61, a ação de controle $u(k)$ é dada por (5.20).

$$u(k) = \left(-i_{Lo}(k) + u_{\rho d}(k) \right) k_I \quad (5.20)$$

Sendo que $u_{\rho d}(k)$ é definido por (5.21).

$$u_{\rho d}(k) = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_p & \mathbf{K}_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho(k) \\ x_{dd}(k) \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

O objetivo do projeto do controlador é determinar o ganho escalar k_I e os ganhos vetoriais \mathbf{K}_p e \mathbf{K}_{dd} , de forma a garantir o bom desempenho para a tensão de saída da UPS. Substituindo (5.20) em (5.16) e levando em consideração (5.18), pode-se escrever (5.22).

$$x_{dd}(k+1) = \mathbf{G}_{p2} x_{dd}(k) + \mathbf{H}_{p2} u_{\rho d}(k) \quad (5.22)$$

Onde as matrizes \mathbf{G}_{p2} e \mathbf{H}_{p2} são definidas por (5.23).

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{p2} &= \mathbf{G}_p - \mathbf{H}_p \mathbf{C}_{p1} k_I \\ \mathbf{H}_{p2} &= \mathbf{H}_p k_I \end{aligned} \quad (5.23)$$

Nota-se que a escolha do ganho escalar k_I faz o papel de uma pré-compensação da planta. Os controladores ressonantes podem ser descritos no espaço de estados de acordo com (5.24).

$$\rho(k+1) = \mathbf{G}_c \rho(k) + \mathbf{H}_c e(k) \quad (5.24)$$

Sendo que as matrizes \mathbf{G}_c e \mathbf{H}_c são definidas por (5.25).

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_c &= \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ g(\omega_1) & h(\omega_1) \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ g(\omega_n) & h(\omega_n) \end{bmatrix} \right) \\ \mathbf{H}_c &= [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1] \end{aligned} \quad (5.25)$$

Onde $g(\omega_i)$ e $h(\omega_i)$ são as raízes do polinômio característico do controlador ressonante em sua forma discreta (5.26), dadas por (5.27).

$$F_{res}(z) = z^2 - 2e^{-T_s \xi \omega_i} \cos\left(T_s \sqrt{-\omega_i^2 (\xi^2 - 1)}\right) z + e^{-2T_s \xi \omega_i} \quad (5.26)$$

$$\begin{aligned} g(\omega_i) &= e^{-2\xi T_s \omega_i} \\ h(\omega_i) &= -2e^{-\xi T_s \omega_i} \cos\left(T_s \sqrt{-\omega_i^2 (\xi^2 - 1)}\right) \end{aligned} \quad (5.27)$$

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

Esta representação é adequada para um número arbitrário n de controladores ressonantes. O erro de tensão é definido por (5.28), o que permite escrever (5.24) como (5.29).

$$e(k) = v_{oref}(k) - \mathbf{C}_{p2} x_{dd}(k) \quad (5.28)$$

$$\rho(k+1) = \mathbf{G}_c \rho(k) + \mathbf{H}_c v_{oref}(k) - \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{p2} x_{dd}(k) \quad (5.29)$$

A partir de (5.29), (5.22) e (5.23) pode-se escrever o sistema aumentado em (5.30).

$$\gamma(k+1) = \mathbf{G}_{p3} \gamma(k) + \mathbf{H}_{p3} u_{pd}(k) + \mathbf{H}_{ref} v_{oref}(k) \quad (5.30)$$

Onde as matrizes que compõem (5.30) são definidas por (5.31).

$$\begin{aligned} \gamma(k) &= \begin{bmatrix} \rho(k) \\ x_{dd}(k) \end{bmatrix}; \mathbf{G}_{p3} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_c & -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{p2} \\ 0 & \mathbf{G}_{p2} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{H}_{p3} &= \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{H}_{p2} \end{bmatrix}; \mathbf{H}_{ref} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_c \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.31)$$

Este sistema aumentado será utilizado para o projeto por realimentação de estados dos ganhos \mathbf{K}_ρ e \mathbf{K}_{dd} , conforme apresentado na próxima seção.

5.6. PROJETO DOS COMPENSADORES

Esta seção descreve o projeto dos ganhos dos controladores de tensão e corrente do inversor de saída da UPS proposta. Inicialmente, é realizado o projeto da malha interna de corrente, uma vez que esta é tomada como parte integrante da planta durante o projeto da malha externa de tensão. Em seguida, são definidos os ganhos ressonantes e de retroação da malha de tensão por meio da técnica de controle ótimo LQR.

5.6.1. Compensador de corrente

O ganho do controlador proporcional da malha de corrente é calculado a partir da análise da resposta em frequência da equação (5.18). Foram analisadas três situações distintas de carga para o projeto da malha de corrente: curto circuito, carga nominal e operação a vazio. O diagrama de Bode da planta de corrente em malha aberta para essas três condições de carga é ilustrado na Figura 63.

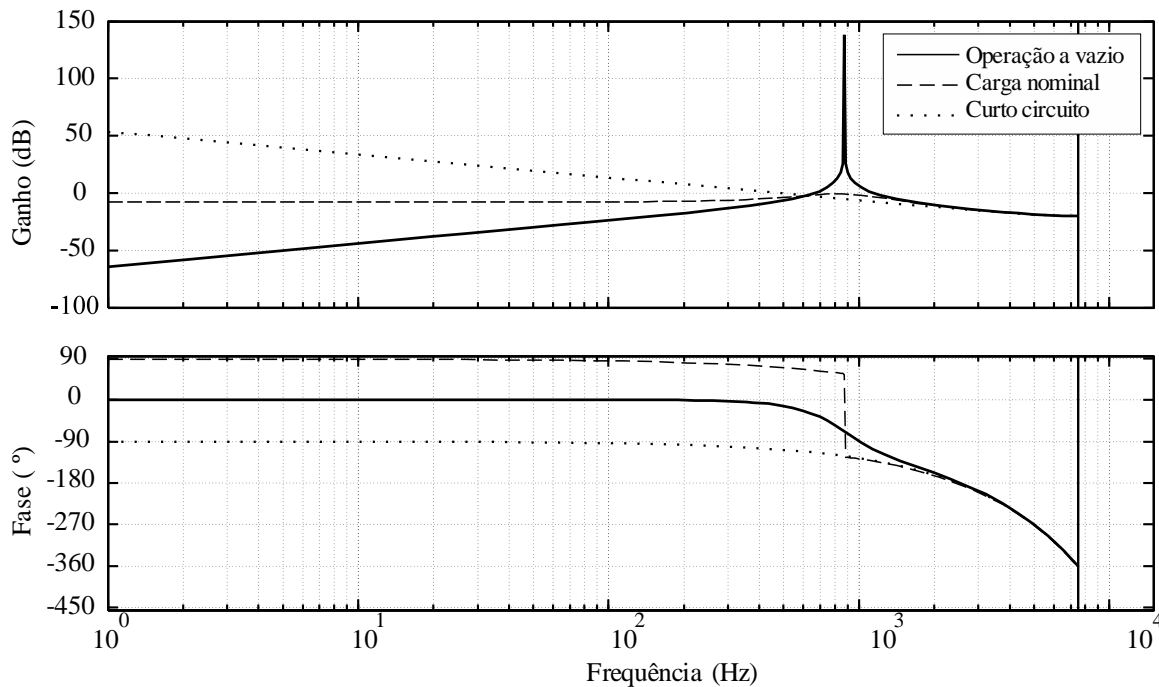


Figura 63 – Diagrama de Bode em malha aberta da corrente no indutor do filtro de saída.

Conforme pode ser observado a partir da análise da Figura 63, a margem de ganho mínima não varia consideravelmente, sendo maior que 10 dB para todos os casos, o que equivale a um valor máximo de $k_I = 3,1$ para garantir a estabilidade. O controlador de corrente é projetado para que o sistema apresente, para carga nominal, uma banda passante uma década abaixo da frequência de chaveamento, ou seja, em torno de 1,5 kHz. Dessa forma, é escolhido um ganho $k_I = 2,25$ para o controlador proporcional da malha de corrente. A Figura 64 apresenta o diagrama de bode em malha aberta da planta de corrente compensada.

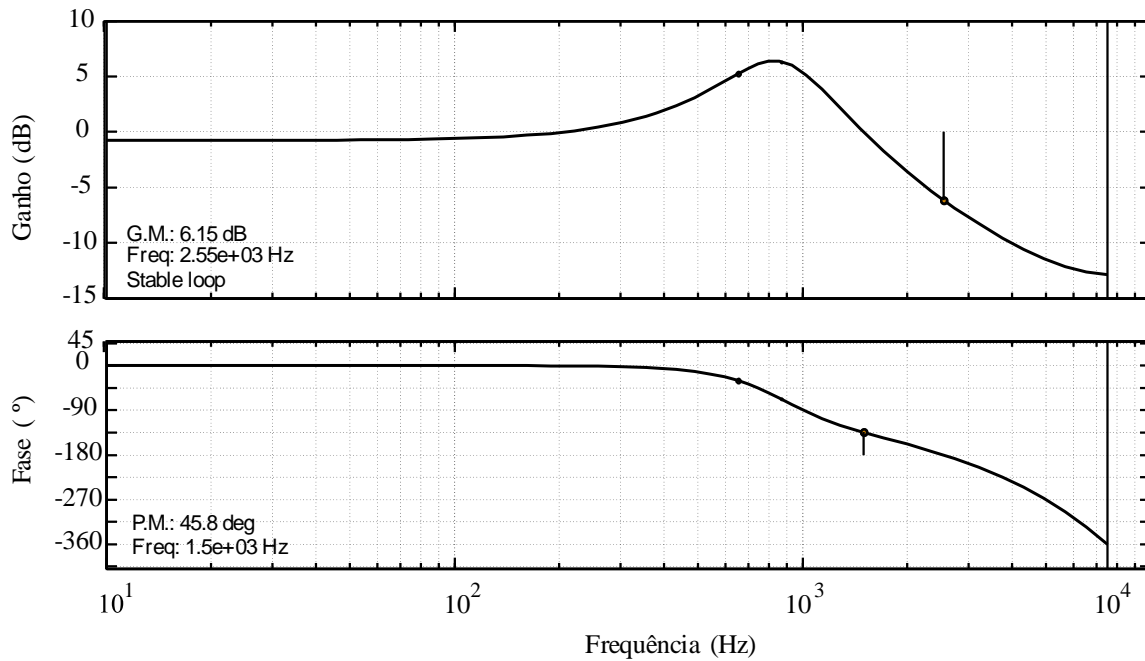


Figura 64 – Resposta em frequência em malha fechada para a planta de corrente compensada (frequência de cruzamento: 1,5 kHz; margem de fase: 45,8°).

5.6.2. Compensador de tensão

Para a malha externa de tensão são utilizados seis controladores ressonantes, sintonizados na frequência fundamental e nas harmônicas mais relevantes, de 3°, 5°, 7°, 9° e 15° ordem, de forma a garantir uma baixa THD e atender as amplitudes máximas individuais das harmônicas da tensão de saída de acordo com a norma IEC 62040-3. Os ganhos de realimentação dos estados internos dos controladores ressonantes (\mathbf{K}_p) e dos estados da planta (\mathbf{K}_{dd}) são calculados utilizando a técnica de controle ótimo do LQR discreto, em que os vetores de ganho são calculados de forma a minimizar a função custo dada por (ASTROM e WITTENMARK, 1997) (5.32).

$$\mathbf{J} = \sum_{k=1}^{\infty} \gamma(k)' Q \gamma(k) + u(k)' R_u u(k) \quad (5.32)$$

Essa abordagem é utilizada pois resulta em um sistema de controle assintoticamente estável, com margem de fase maior que 60° e margem de ganho infinita (OLALLA, 2009). O desempenho do sistema de controle, tanto em regime permanente quanto transitório, é definido por meio da escolha adequada dos elementos de Q e R_u . Esses elementos são escolhidos de forma empírica, de acordo com (5.33).

$$\begin{aligned} Q &= \text{diag}(1 \ 10 \ 1 \ 100 \ 1 \ 100 \ 1 \ 100 \ 1 \ 100 \ 1 \ 100 \ 1 \ 1000 \ 1000) \\ R_u &= 10000000 \end{aligned} \quad (5.33)$$

Resolvendo este LQR discreto através do software MATLAB, obtêm-se os ganhos \mathbf{K}_p e \mathbf{K}_{dd} , como mostra (5.34).

$$\mathbf{K}_p' = \begin{bmatrix} 0,035214113754546 \\ -0,035505186888678 \\ 0,035485823032642 \\ -0,036309556665412 \\ 0,020979493926822 \\ -0,021836425929238 \\ 0,015619763933938 \\ -0,016041895422267 \\ 0,012370092300903 \\ -0,012466170530246 \\ 0,004387353510156 \\ -0,001838769621449 \end{bmatrix} \quad \mathbf{K}_{dd}' = \begin{bmatrix} 0,408686835844326 \\ 0,422956059515714 \\ 0,100410990173118 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

O diagrama de Bode do sistema em malha fechada é apresentado na Figura 65, onde é considerada como entrada a tensão de referência e como saída a tensão no capacitor do filtro. Percebe-se que o sistema apresenta ganho de 0 dB e fase de 0° para referências senoidais de 60 Hz, o que deve garantir um bom desempenho para o sistema em regime permanente. Da mesma forma, é observado que o ganho nas componentes harmônicas onde há controladores ressonantes é também 0 dB, o que representa a rejeição destas componentes em regime permanente.

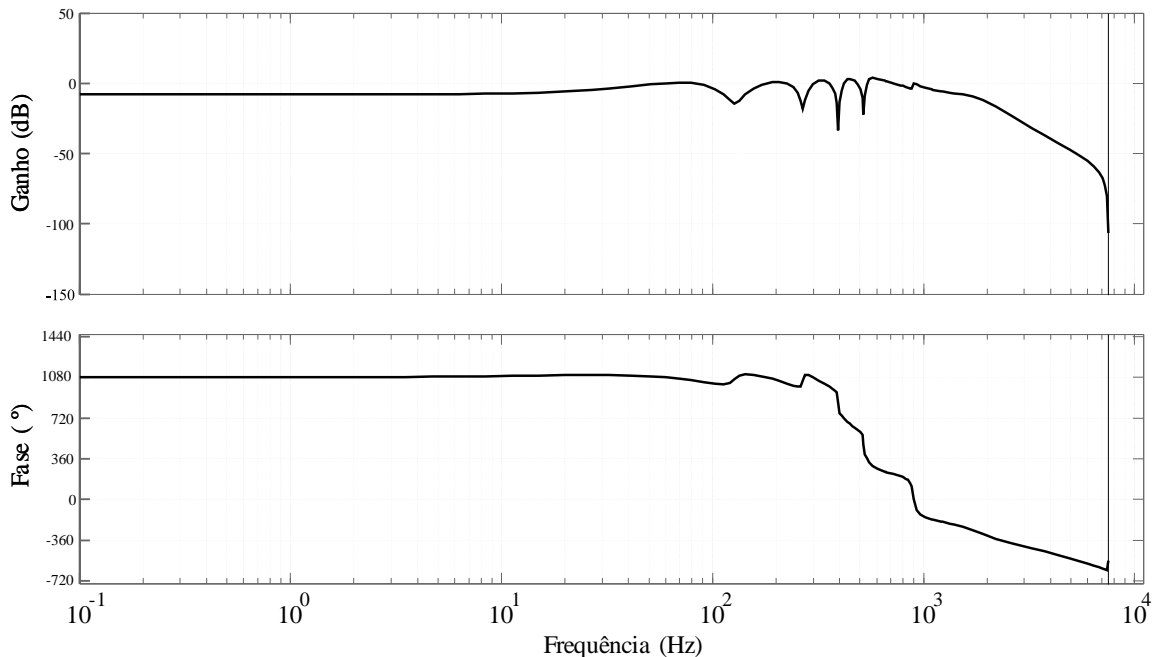


Figura 65 – Resposta em frequência em malha fechada para a planta com os controladores de tensão e corrente.

5.7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação realizados no software PSIM para a validação do desempenho do sistema de controle proposto para o inversor trifásico. São realizadas simulações com o inversor operando na alimentação de cargas lineares e não-lineares, de acordo com as recomendações da norma IEC 62040-3, conforme APÊNDICE A. O projeto detalhado dos parâmetros que compõem a carga não-linear padrão utilizada neste trabalho encontra-se no APÊNDICE B. A Figura 66 mostra o circuito simulado do inversor trifásico de tensão com filtro LC. A Tabela 8 apresenta os parâmetros utilizados na simulação do inversor.

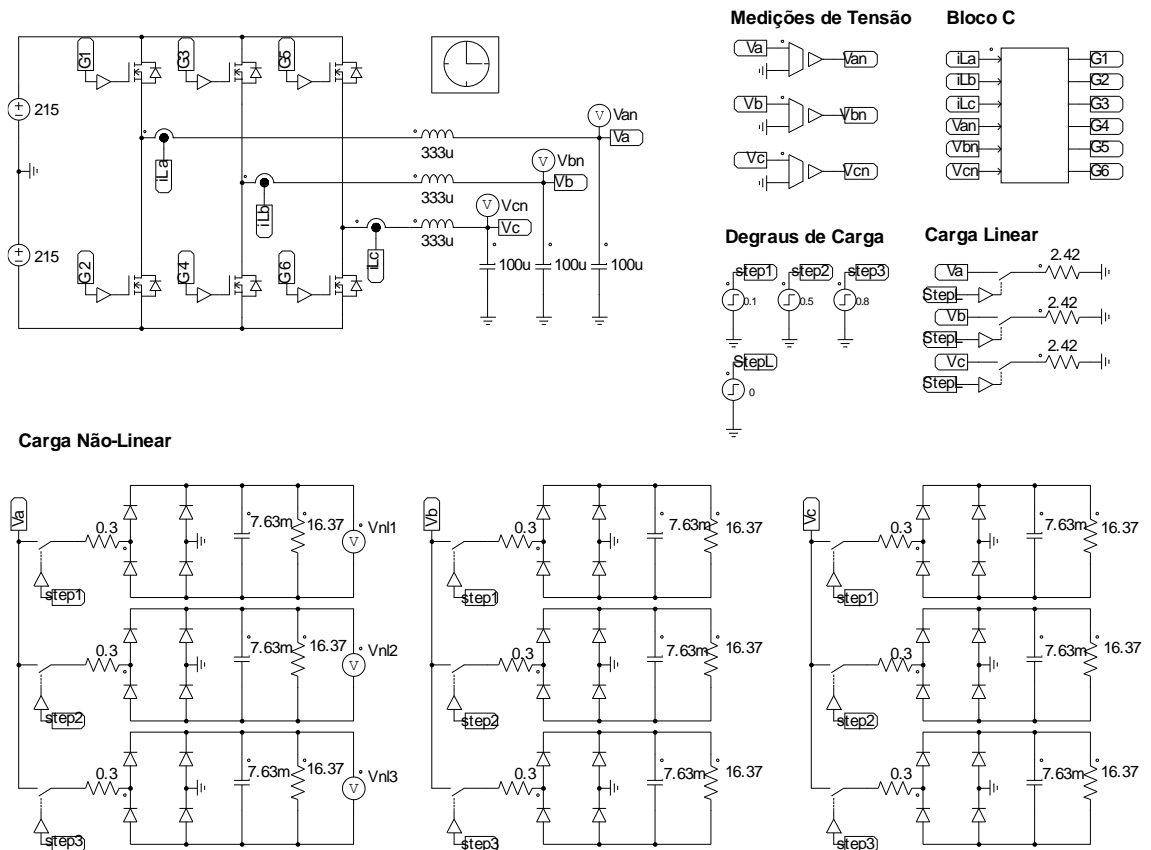


Figura 66 – Sistema simulado para o inversor implementado no software PSIM.

Tabela 8 – Parâmetros de simulação para o inversor trifásico.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência aparente de saída	S_o	20 kVA
Tensão total de barramento	V_{bar}	430 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Frequência de amostragem	f_s	15 kHz
Passo de simulação	t_{step}	100 ns
Indutor do filtro de saída	L_o	333 μ H
Capacitor do filtro de saída	C_o	100 μ F
Resistência nominal de saída	R_n	2,42 Ω
Resistor série da carga não-linear	R_s	0,3 Ω
Capacitor da carga não-linear	C_{nl}	7,63 mF
Resistência de saída da carga não-linear	R_{nl}	16,37 Ω

A Figura 67 mostra a corrente no indutor do filtro de saída e a tensão de saída frente a degraus de carga linear. O inversor inicia operando com 20% de carga linear e um degrau de 80% é aplicado no instante onde a tensão cruza por zero. Após 100 ms é retirado os 80% de carga linear. No momento da aplicação dos degraus de carga a amplitude da tensão de saída varia levemente e meio ciclo depois retorna ao valor nominal.

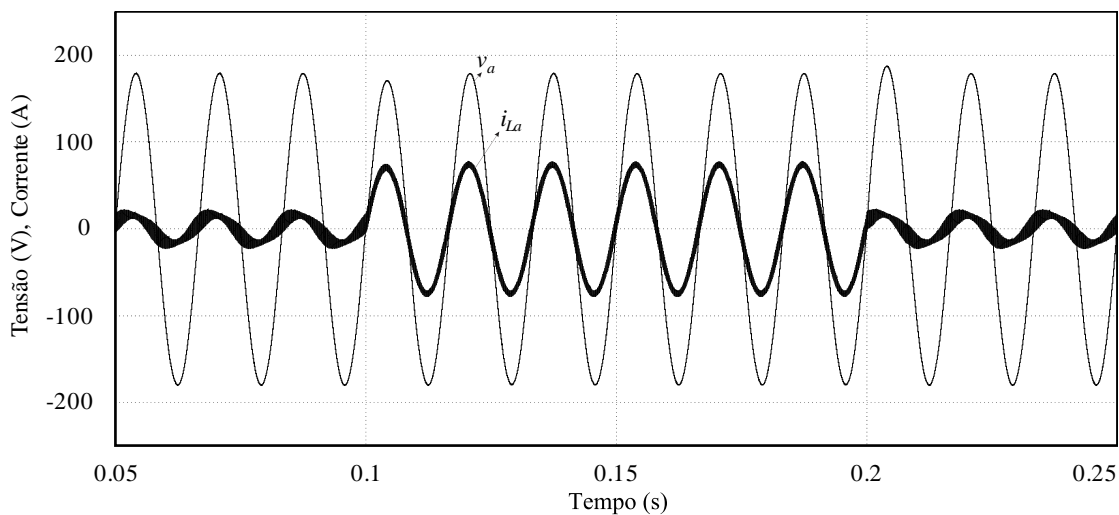


Figura 67 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga linear: de 20% para 100% e de 100% para 20% aplicados no cruzamento por zero da tensão. Corrente e tensão da fase a .

A Figura 68 apresenta a corrente no indutor do filtro de saída e a tensão de saída frente a degraus de carga linear de acordo com a norma IEC 62040-3. A norma cita que os degraus devem ser aplicados no momento em que a tensão de saída apresenta o valor máximo, sendo esse o pior caso. Com isso, o inversor inicia com 20% de carga linear e um degrau de 80% é aplicado no pico da tensão de saída. Após 100 ms é retirado os 80% de carga linear. Nota-se uma distorção na tensão no instante da aplicação do distúrbio, tanto no acréscimo quanto no decréscimo de carga, devido à elevada derivada de corrente no indutor de filtro. A distorção na tensão permanece por cerca de um ciclo e após retorna ao valor nominal de projeto.

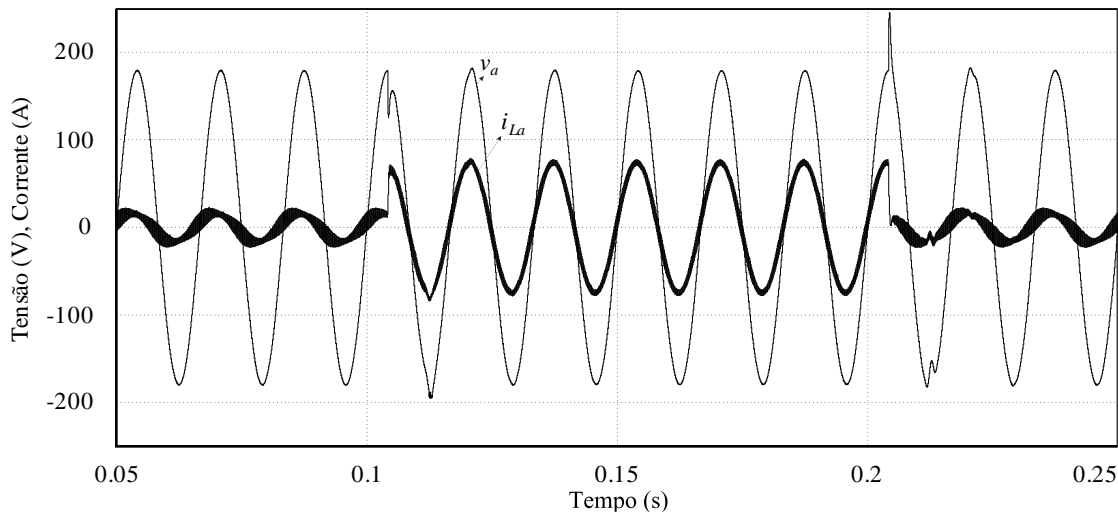


Figura 68 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga linear: de 20% para 100% e de 100% para 20% aplicados no pico da tensão. Corrente e tensão da fase a .

Conforme o APÊNDICE A, a IEC 62040-3 classifica o desempenho dinâmico da tensão de saída de UPS através das curvas de tolerância dinâmicas. Estas curvas referem-se aos limites para transitórios da tensão de saída da UPS através da aplicação de degrau de carga linear, e também da aplicação de degraus crescentes/decrescentes de cargas não-lineares.

A Figura 69 apresenta o desvio dinâmico do valor eficaz da tensão de saída do inversor frente aos degraus de carga linear apresentados na Figura 68. De acordo com a classificação da norma, o desempenho dinâmico da tensão de saída da UPS proposta satisfaz a classificação 1 para degraus de carga linear, sendo esta a classificação mais restrita.

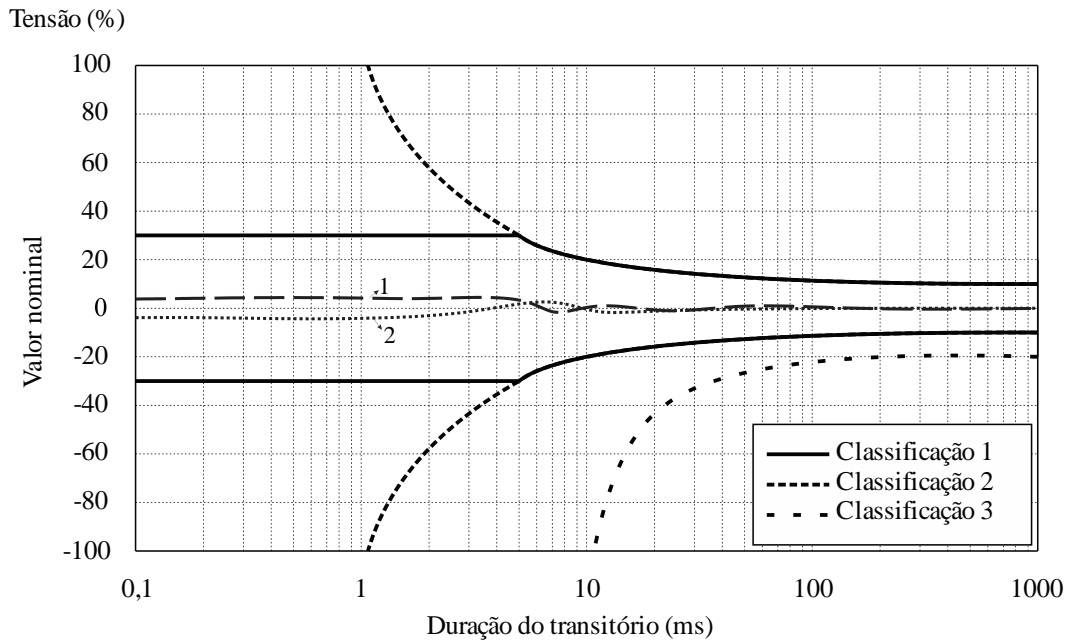


Figura 69 – Desempenho dinâmico da tensão de saída do inversor. Degraus de carga linear: de 20% para 100% (curva 1) e de 100% para 20% (curva 2) aplicados no pico da tensão.

A Figura 70 apresenta a corrente no indutor do filtro de saída e a tensão de saída frente a degraus de carga não-linear. O inversor inicia com 33% de carga não-linear e um degrau de 33% é aplicado no pico da tensão de saída. Após 100 ms são adicionados mais 33% de carga não-linear, totalizando a potência nominal da fase. Observa-se uma distorção na tensão de saída devida à elevada corrente de carga no instante da aplicação dos degraus.

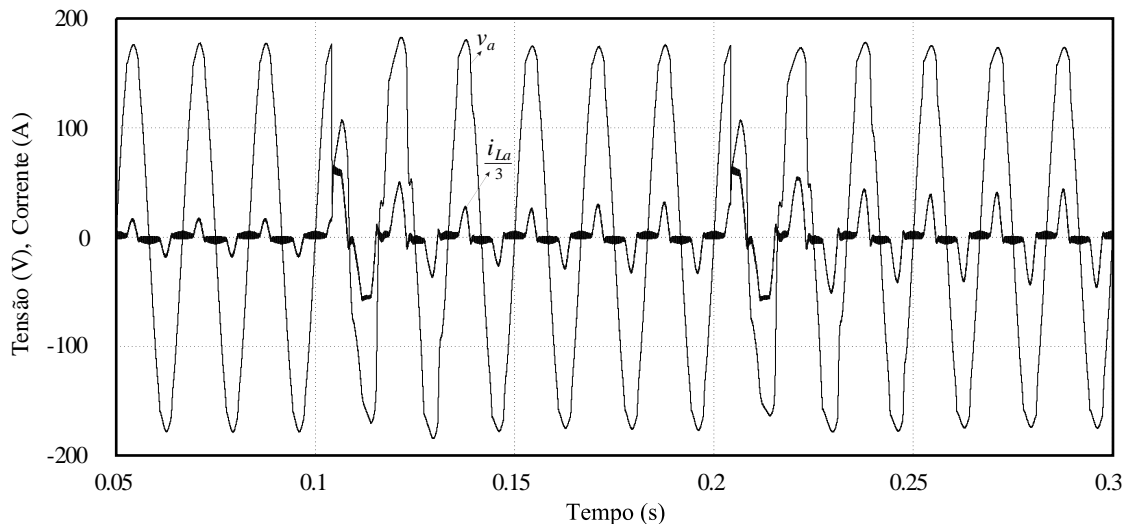


Figura 70 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga não-linear: de 33% para 66% e de 66% para 100% aplicados no pico da tensão. Corrente e tensão da fase a .

A Figura 71 apresenta as curvas de desvio dinâmico da tensão de saída do inversor frente aos degraus crescentes de carga não-linear apresentados na Figura 70. A curva 1 corresponde ao degrau de 33% para 66% e a curva 2 é relativa ao degrau de 66% para 100% de carga não-linear. Para cargas não-lineares é analisada a tensão instantânea aplicada no capacitor da carga não-linear, conforme APÊNDICE B. O desempenho dinâmico da tensão de saída atende à classificação 1 para degraus crescentes de carga não-linear.

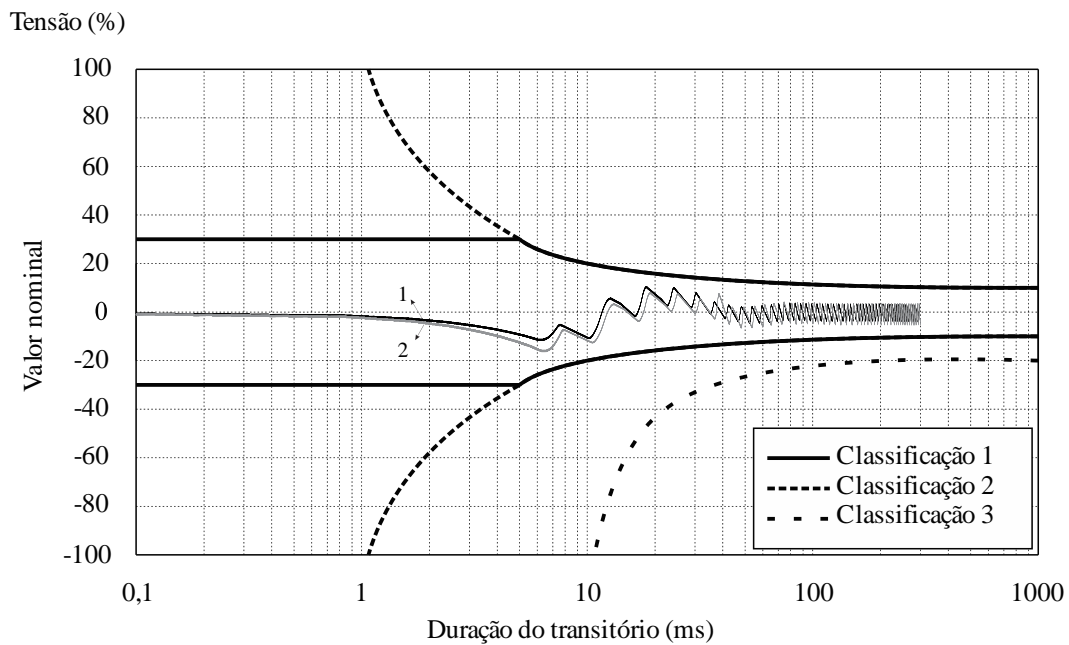


Figura 71 – Desempenho dinâmico da tensão de saída do inversor. Degraus de carga não-linear: de 33% para 66% (curva 1) e de 66% para 100% (curva 2) aplicados no pico da tensão.

A Figura 72 mostra a corrente no indutor do filtro de saída e a tensão de saída frente a degraus decrescentes de carga não-linear. O inversor começa operando com carga não-linear nominal e é retirado 33% de carga no momento em que a tensão de saída apresenta valor máximo. Após 100 ms são subtraídos mais 33% de carga não-linear.

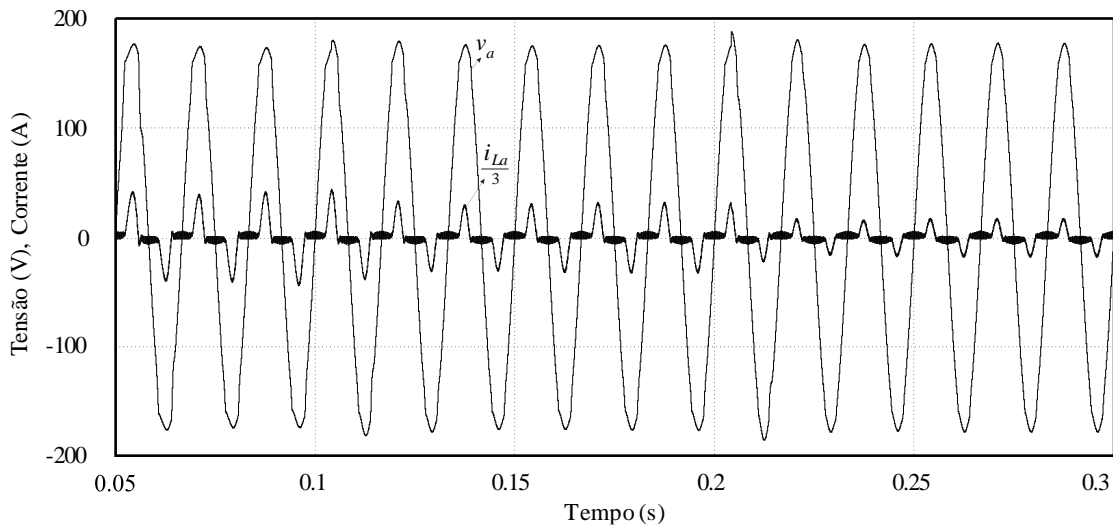


Figura 72 – Resultado de simulação do inversor. Degraus de carga não-linear: de 100% para 66% e de 66% para 33% aplicados no pico da tensão. Corrente e tensão da fase α .

A Figura 73 mostra as curvas dinâmicas da tensão de saída frente aos degraus decrescentes de carga não-linear apresentados na Figura 72. A curva 1 é referente ao degrau de 100% para 66% e a curva 2 corresponde ao degrau de 66% para 33% de carga não-linear. O desempenho dinâmico da tensão de saída frente a degraus decrescentes de carga não-linear atende à classificação 1.

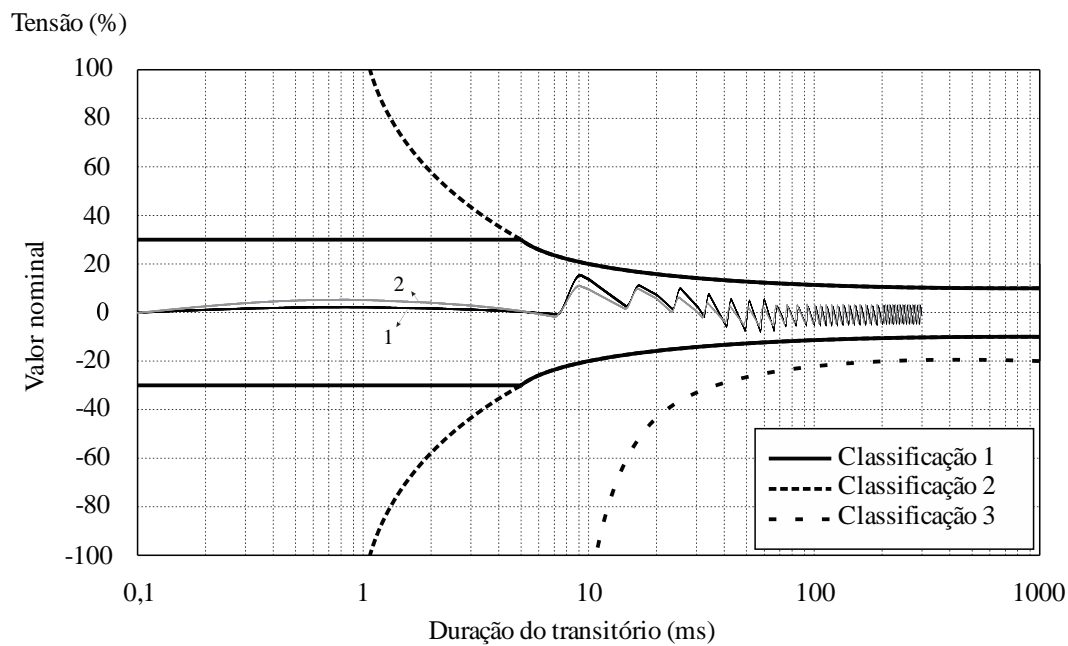


Figura 73 – Desempenho dinâmico da tensão de saída do inversor. Degraus de carga não-linear: de 100% para 66% (curva 1) e de 66% para 33% (curva 2) aplicados no pico da tensão.

A Figura 74 apresenta o desempenho em regime permanente do controlador da tensão de saída com o inversor operando na alimentação de cargas não-lineares em potência nominal. A taxa de distorção harmônica da tensão é de 2,13%, o que se enquadra bem abaixo do limite de 8% definido pela norma IEC 62040-3 para tensões senoidais. Para efeito de comparação, a THD da tensão de saída para o sistema em malha aberta com esta mesma carga não-linear é de 21,9%, como mostra a Figura 75. O desempenho satisfatório do sistema com o controlador proposto é justificado pela atenuação das principais harmônicas de tensão, garantido pelos controladores ressonantes.

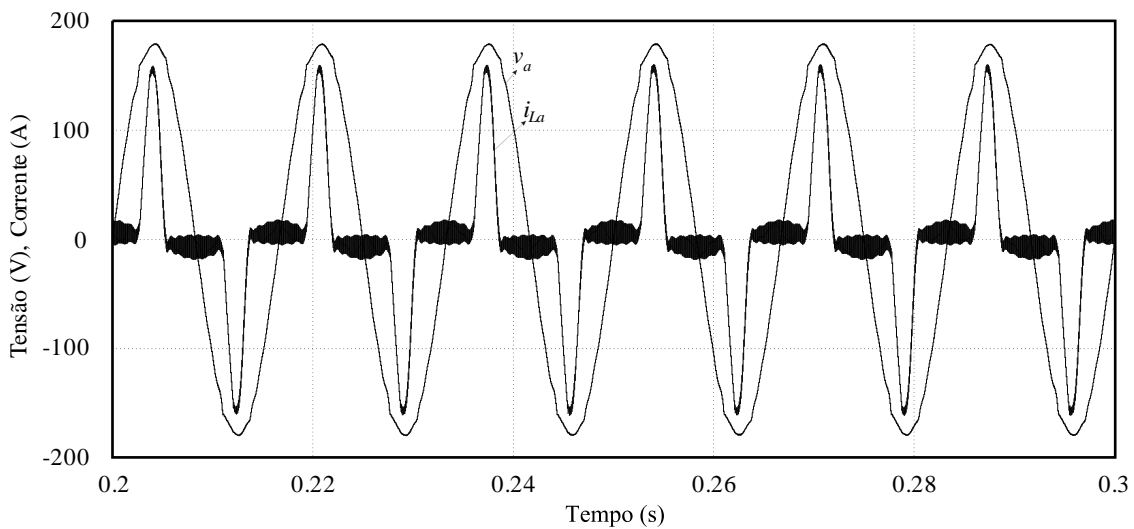


Figura 74 – Resultado de simulação do inversor. Carga não-linear nominal. Corrente e tensão da fase a na operação em malha fechada.

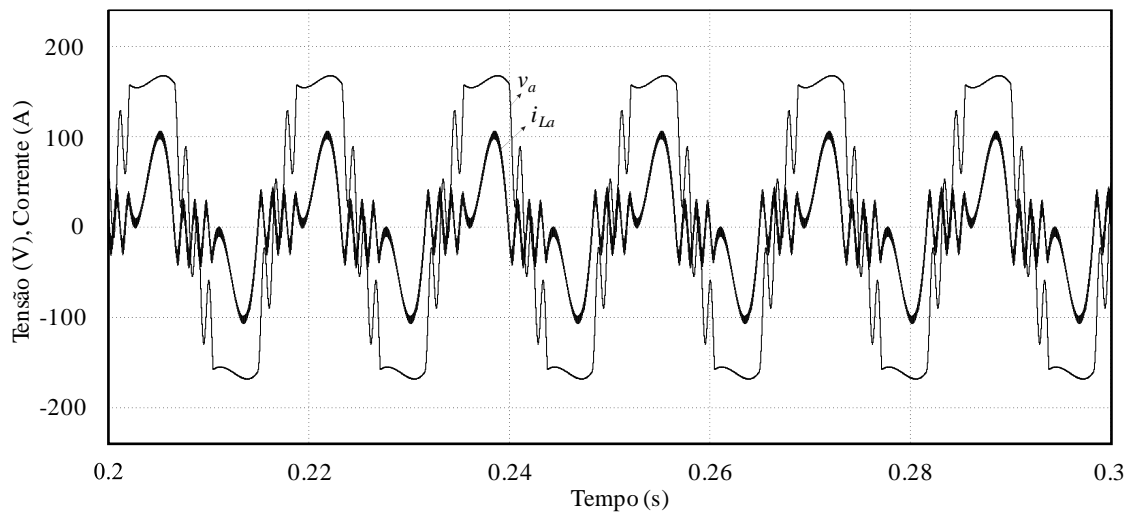


Figura 75 – Resultado de simulação do inversor. Carga não-linear nominal. Corrente e tensão da fase a na operação em malha aberta.

A IEC 61000-2-2 aborda os níveis de conteúdo harmônico de tensão que podem ocorrer em redes públicas de energia elétrica até a 40ª harmônica. Essa classificação também é relativa à tensão de saída de UPS, e deve ser utilizada como parâmetro de avaliação. A Figura 76 apresenta os níveis individuais de distorção harmônica de tensão para sistemas elétricos de baixa tensão de acordo com a norma IEC 61000-2-2 em comparação com os valores obtidos para a tensão de saída da UPS operando com carga não-linear em potência nominal, a qual representa o pior caso. Nota-se que as amplitudes das 40 primeiras harmônicas de tensão atendem aos limites impostos pela IEC.

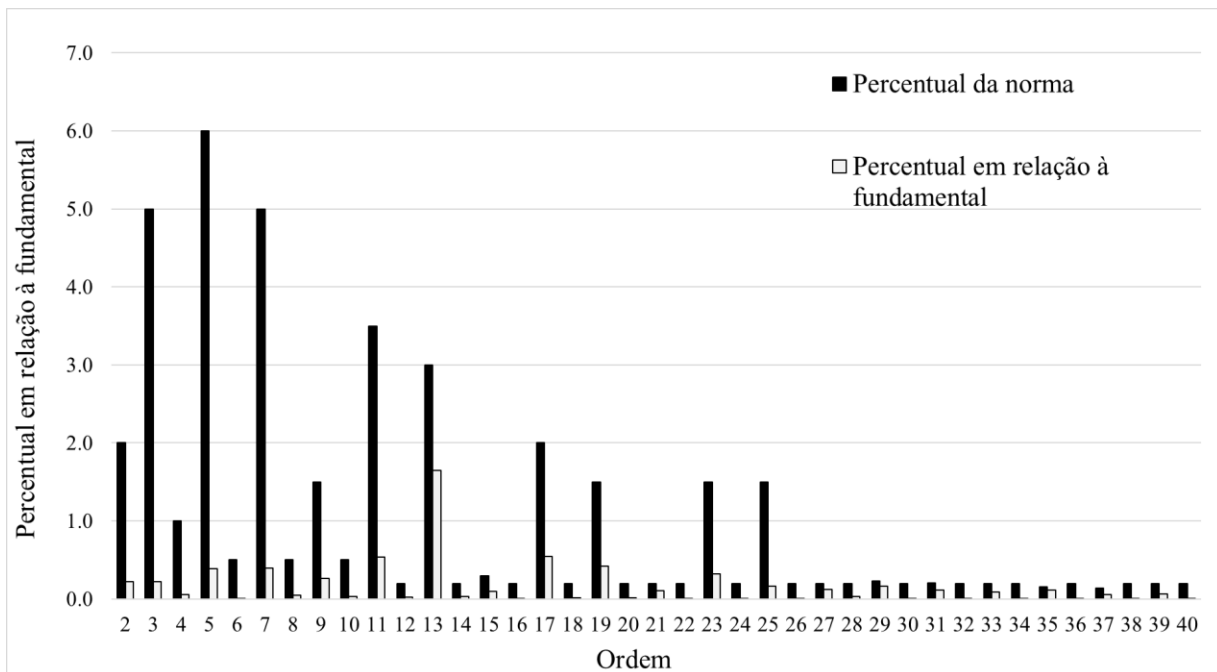


Figura 76 – Espectro harmônico da tensão de saída para carga não-linear em potência nominal em relação às considerações da norma IEC 61000-2-2.

A fim de avaliar a proteção contra sobrecorrente e curto-circuito fornecida pela malha interna de corrente do inversor, simulou-se o circuito operando com carga não-linear em potência nominal e então um curto-circuito ocorre no instante de tempo de 0,3 segundo. A Figura 77 apresenta a corrente no indutor do filtro de saída e a tensão de saída frente a um curto-circuito. Observa-se que após a ocorrência do curto-circuito a corrente no indutor do filtro de saída é limitada em 200 A, valor pré-estabelecido em projeto.

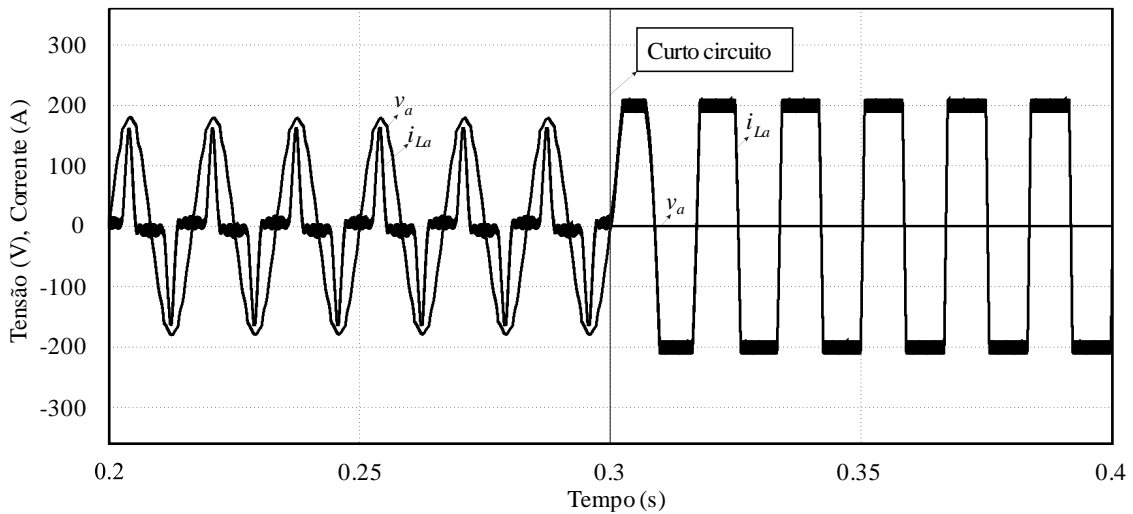


Figura 77 – Resultado de simulação do inversor. De carga não-linear nominal para curto-circuito. Corrente e tensão da fase *a* com limitação de corrente em 200 A.

5.8. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou a modelagem e o controle do estágio de saída da UPS proposta, composto pelo inversor trifásico e pelo filtro LC. A estrutura de controle utiliza retroação de estados e possui duas malhas de controle, uma malha interna de corrente com um compensador proporcional, projetada de acordo com a resposta em frequência por diagrama de Bode, e uma malha externa de controle de tensão, projetada via LQR discreto. Na malha de tensão são utilizados seis controladores ressonantes, alocados na frequência fundamental e nas harmônicas ímpares até a 9º ordem, com a adição de mais um compensador ressonante na 15ª harmônica, de forma a atender a norma IEC 62040-3.

Por fim, são apresentados os resultados de simulação no software PSIM que validam os procedimentos adotados para o projeto dos controladores de tensão e de corrente. As respostas do sistema em malha fechada, operando com cargas lineares e não-lineares, indicam o desempenho satisfatório dos controladores ressonantes adotados para a malha de tensão e do compensador proporcional da malha de corrente, com resultados de acordo com a norma internacional pertinente.

CAPÍTULO 6

PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1. INTRODUÇÃO

Nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de ensaios realizados em um protótipo implementado em laboratório. A montagem experimental é realizada com a finalidade de verificar a funcionalidade e o desempenho da UPS proposta bem como da estratégia de controle utilizada. O sistema de controle foi implementado usando o DSP eZdsp™F28335 da Texas Instruments. O esquemático completo do circuito implementado é mostrado no APÊNDICE C e o firmware utilizado é detalhado no APÊNDICE D deste trabalho.

6.2. PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

A plataforma implementada para a validação experimental deste trabalho é mostrada na Figura 78. Os parâmetros do protótipo são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Especificações de entrada e saída e parâmetros do protótipo implementado.

Parâmetro	Valor
Parâmetros Gerais	
Capacitor equivalente do barramento CC	12 mF
Frequência de chaveamento	15 kHz
Frequência de amostragem	15 kHz
Estágio de Entrada	
Indutor do lado da rede	150 μ H
Indutor do lado do conversor	450 μ H
Capacitor do filtro	10 μ F
Resistor de amortecimento	1 Ω
Resistor de dissipação	2,4 k Ω
Circuito Auxiliar	
Indutor de filtro	333 μ H
Inversor	
Indutor do filtro de saída	333 μ H
Capacitor do filtro de saída	100 μ F

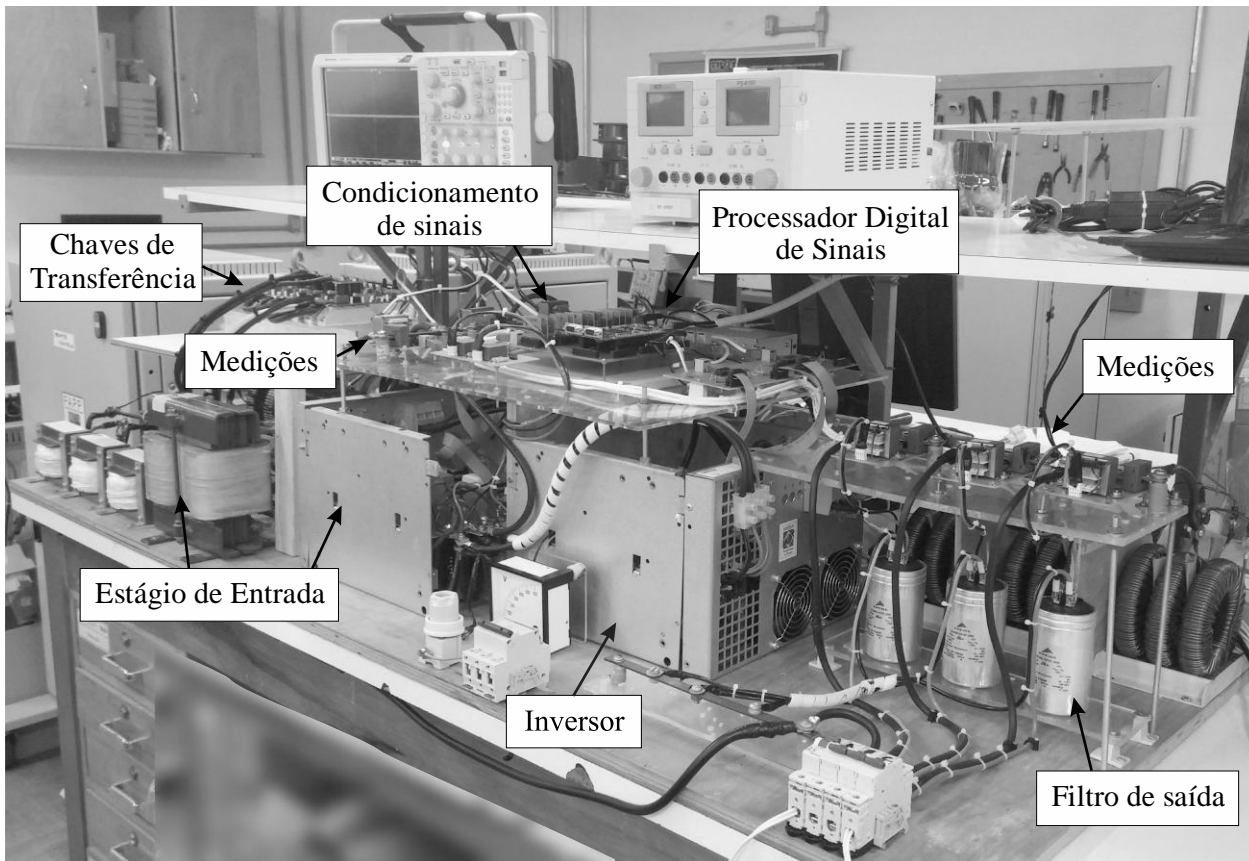


Figura 78 – Protótipo de 20 kVA implementado em laboratório.

6.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são mostrados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo de 20 kVA implementado.

6.3.1. Estágio de entrada e circuito auxiliar em modo normal de operação

Os resultados experimentais do estágio de entrada da UPS proposta foram adquiridos inicialmente com cargas lineares conectadas ao barramento CC, em modo normal de operação. Nesse modo, é observada a THD da corrente de entrada e o fator de potência (FP) para cargas lineares consumindo diferentes potências. O inversor não foi conectado para estes testes, mas sua operação é mostrada nas seções seguintes.

A Figura 79 apresenta as tensões trifásicas de fase de entrada. As tensões são providas de um transformador trifásico variável, o qual permite que o protótipo seja testado preliminarmente com níveis menores de tensão. De acordo com a figura, nota-se que as tensões fornecidas pelo transformador são desbalanceadas, o que pode refletir nas correntes sintetizadas pelo retificador.

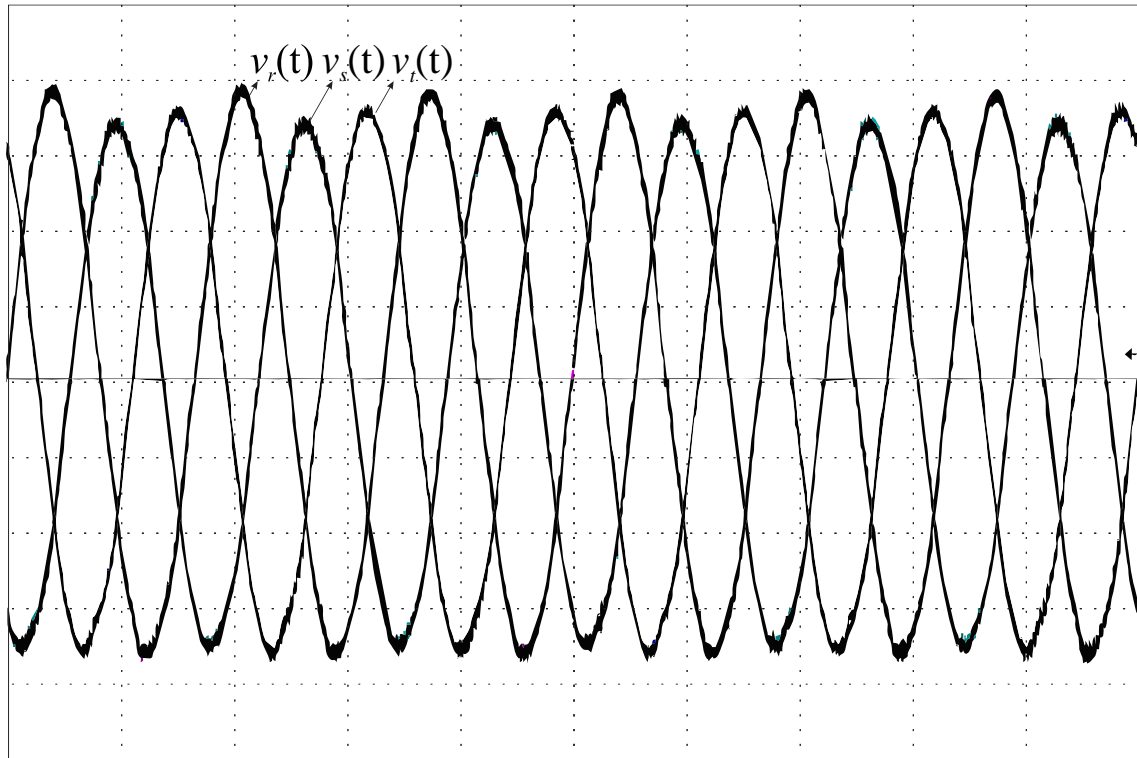


Figura 79 – Resultado experimental. Tensões trifásicas de fase de entrada (50 V/div, 10 ms/div).

De acordo como mencionado nos capítulos anteriores, o circuito auxiliar deve efetuar a carga do banco de baterias em modo normal de operação. Contudo, esta função não foi implementada de forma prática neste trabalho. Desta forma, utilizou-se o circuito auxiliar na função de equilibrador das tensões sobre os capacitores de barramento em ambos os modos de operação. A Figura 80 mostra a operação do circuito auxiliar como balanceador das tensões sobre os capacitores de barramento. Inicia-se com o controle do circuito auxiliar desabilitado, com o circuito operando com razão cíclica fixa de 50%, e após a tensão de barramento entrar em regime, o controle é ativado. Nota-se que as tensões de barramento apresentavam cerca de 50 V de desequilíbrio sem o circuito de balanceamento. Quando o circuito auxiliar entra em operação, as tensões sobre os capacitores do barramento CC assumem seus valores nominais em aproximadamente 80 ms.

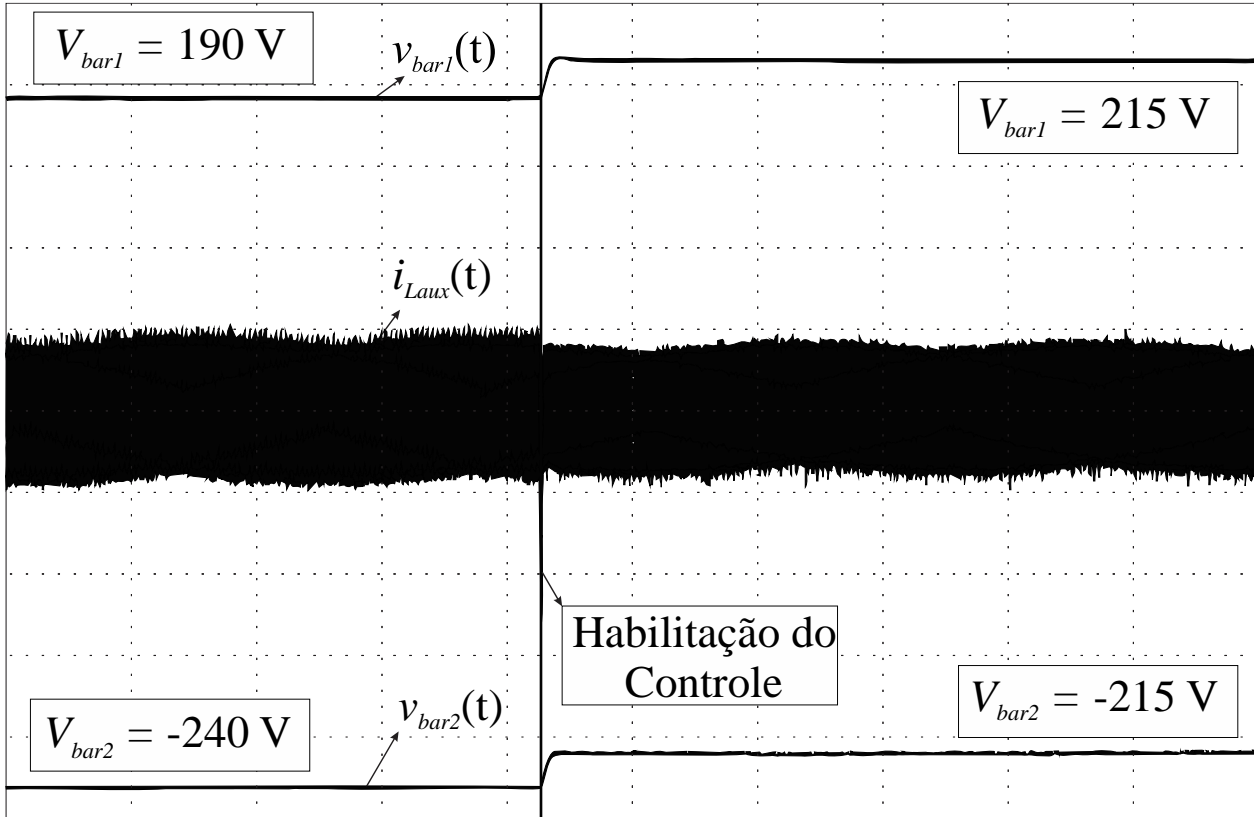


Figura 80 – Resultado experimental. Tensões do barramento CC e corrente no indutor do circuito auxiliar (50 V/div, 5 A/div, 400 ms/div).

A Figura 81 mostra a tensão de entrada da fase r e as correntes trifásicas de entrada para a operação com aproximadamente 7,5 kW. Observa-se que as correntes estão defasadas 120° e apresentam formato aproximadamente senoidal. A diferença de amplitude das correntes é consequência das tensões de entrada desbalanceadas, uma vez que estas servem como referência para as correntes.

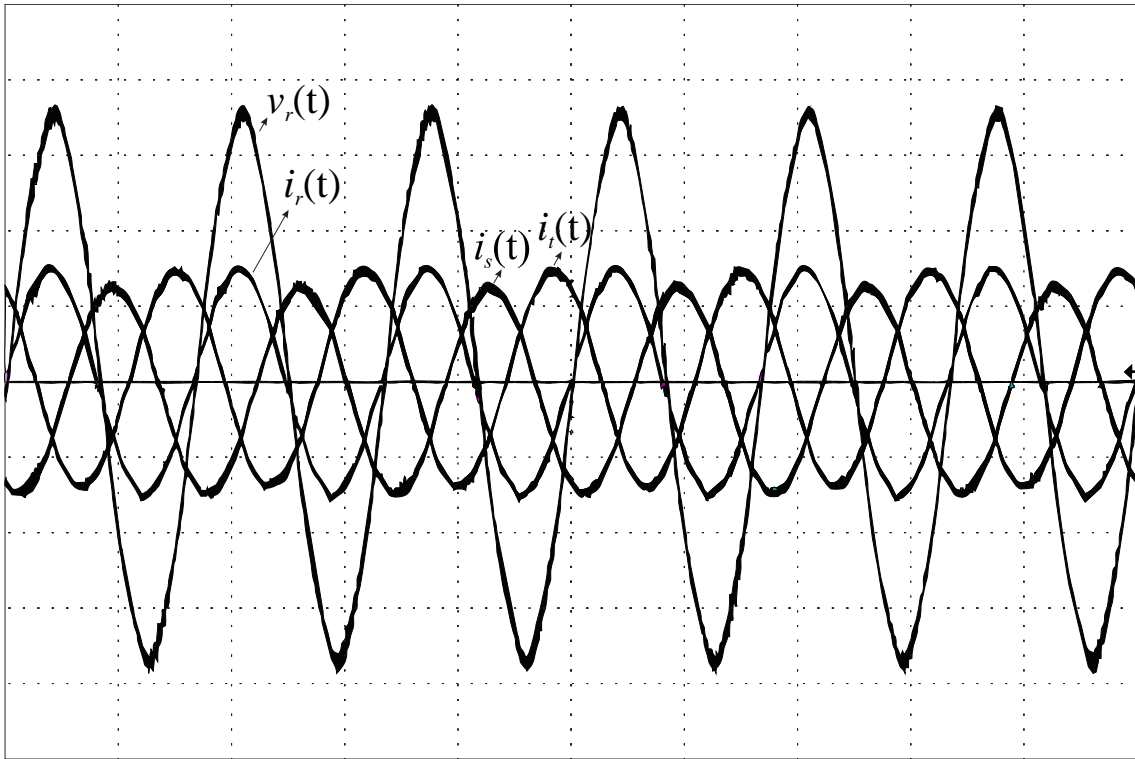


Figura 81 – Resultado experimental. Tensão de entrada da fase r e correntes trifásicas de entrada para a operação com 7,5 kW de carga (50 V/div, 20 A/div, 10 ms/div).

A Figura 82 mostra a tensão e a corrente de entrada da fase r para a operação a vazio. A corrente apresenta defasagem em relação à tensão, devido à característica capacitiva da carga, uma vez que a corrente de entrada supre apenas o barramento capacitivo e as perdas ôhmicas do sistema. Contudo, mesmo para a operação sem carga a envoltória de corrente apresenta formato aproximadamente senoidal.

A Figura 83 apresenta a tensão e a corrente de entrada da fase r para a operação com 10 kW de carga linear conectada diretamente no barramento. Percebe-se que a componente fundamental da corrente está em fase com a tensão e apresenta baixa distorção harmônica. O FP calculado é de 0,999 e a THD de corrente calculada foi inferior à 1%. Salienta-se que esta é a operação à meia carga. Com a UPS suprindo carga nominal a tendência é que a THD de corrente diminua e consequentemente o FP seja elevado.

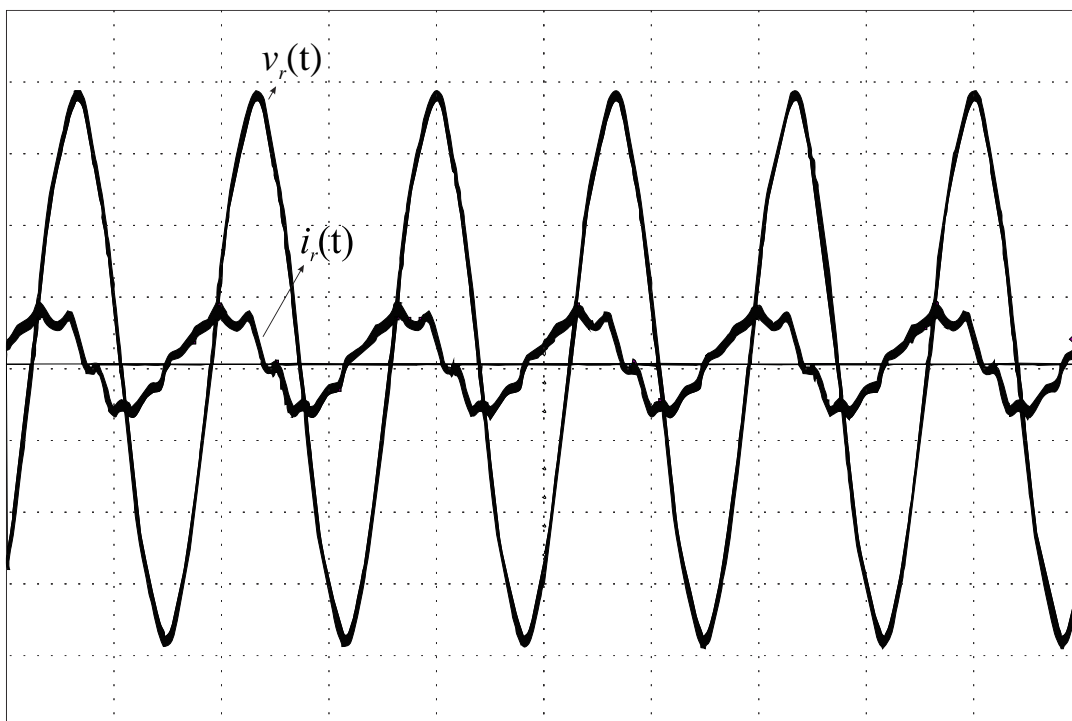


Figura 82 – Resultado experimental. Tensão e corrente de entrada da fase r para a operação a vazio (50 V/div, 10 A/div, 10 ms/div).

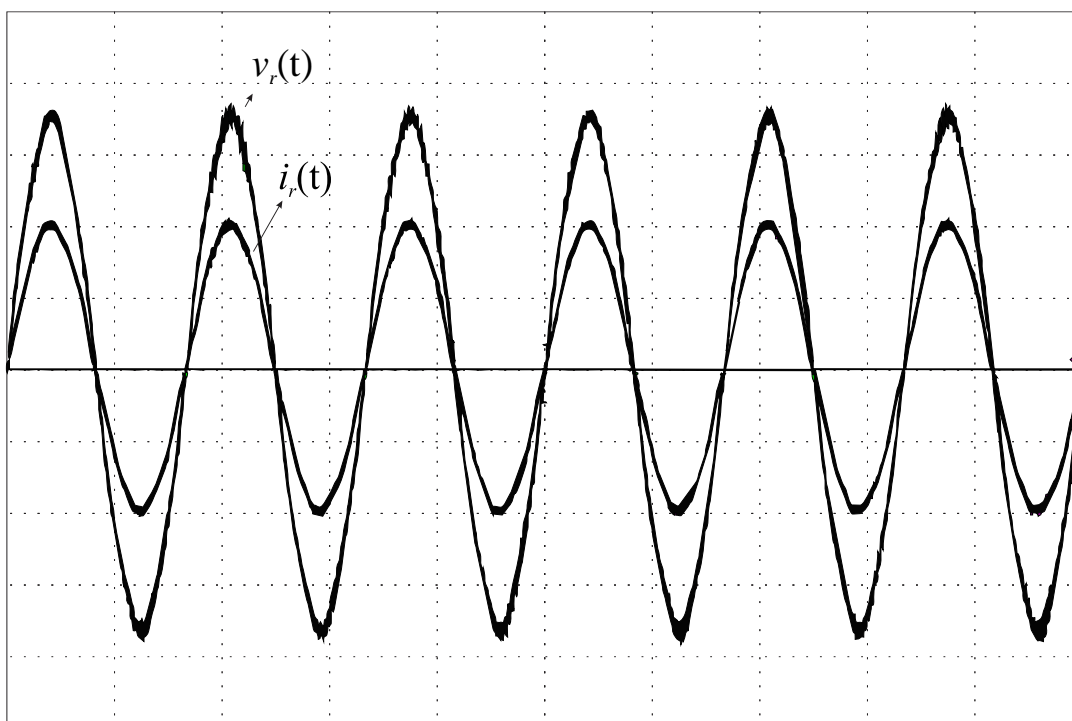


Figura 83 – Resultado experimental. Tensão e corrente de entrada da fase r para a operação com 10 kW de carga (50 V/div, 20 A/div, 10 ms/div).

6.3.2. Inversor operando em modo normal

Os resultados experimentais do inversor em modo normal foram adquiridos com a UPS operando com cargas lineares e não-lineares. O barramento CC é regulado pelo retificador e as cargas são alocadas em apenas uma fase, uma vez que as três fases do inversor apresentam operação e controle independentes. A Figura 84 mostra os degraus de carga linear aplicados na fase *a* do inversor, bem como a corrente de saída e as tensões do barramento CC. São aplicados degraus crescentes de carga de 0% para 33%, de 33% para 66% e de 66% para 100%. Após, retiram-se as cargas na mesma proporção, de 100% para 66%, de 66% para 33% e de 33% para 0%.

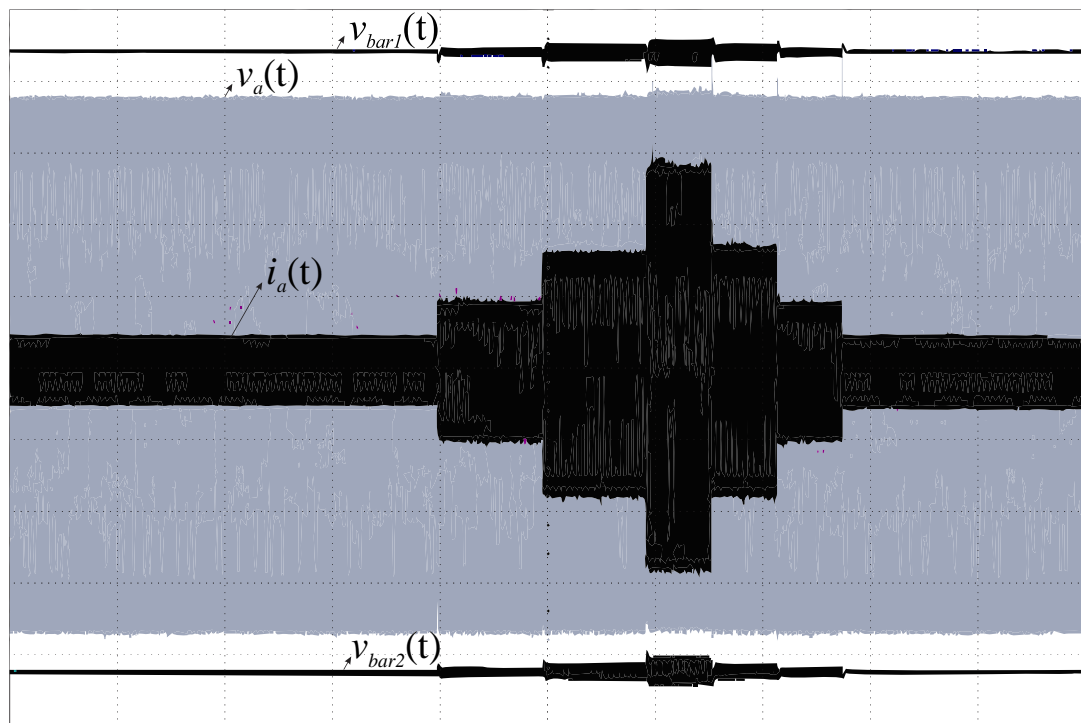


Figura 84 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase *a*, e tensões de barramento. Degraus de carga linear (50 V/div, 25 A/div, 2 s/div).

A Figura 85 apresenta a tensão e corrente na fase *a* e as tensões do barramento CC para degraus de carga linear no inversor, onde a) degrau de 0% para 33%, b) degrau de 33% para 66%, c) degrau de 66% para 100%, d) degrau de 100% para 66%, e) degrau de 66% para 33%, f) degrau de 33% para 0%. Observa-se que para todas as condições de carga linear testadas a tensão sintetizada pelo inversor apresenta formato senoidal. No momento da aplicação dos degraus a amplitude da tensão de saída apresenta uma pequena variação, retornando ao valor nominal aproximadamente um ciclo depois.

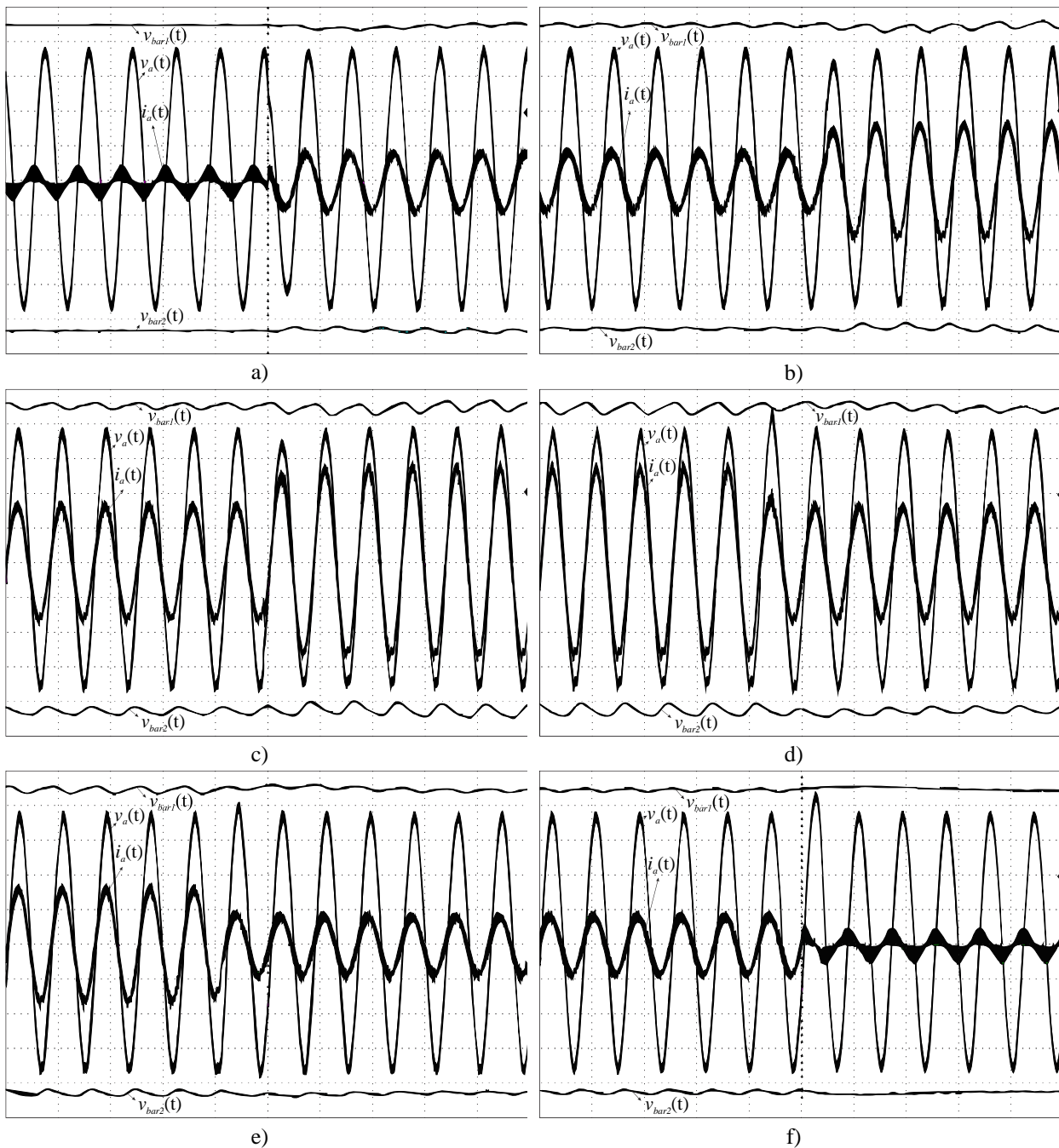


Figura 85 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase a , e tensões do barramento CC. Degraus de carga linear (50 V/div, 25 A/div, 20 ms/div).

Para os testes com carga não-linear foram utilizados parâmetros em escala reduzida inicialmente, por questões de segurança, com tensão de barramento de 200 V. A Figura 86 apresenta a tensão e corrente da fase a e a tensão do barramento CC para o inversor operando com 500 W de carga não linear. A Figura 87 apresenta a tensão e corrente da fase a e a tensão do barramento CC para o inversor operando com 700 W de carga não-linear.

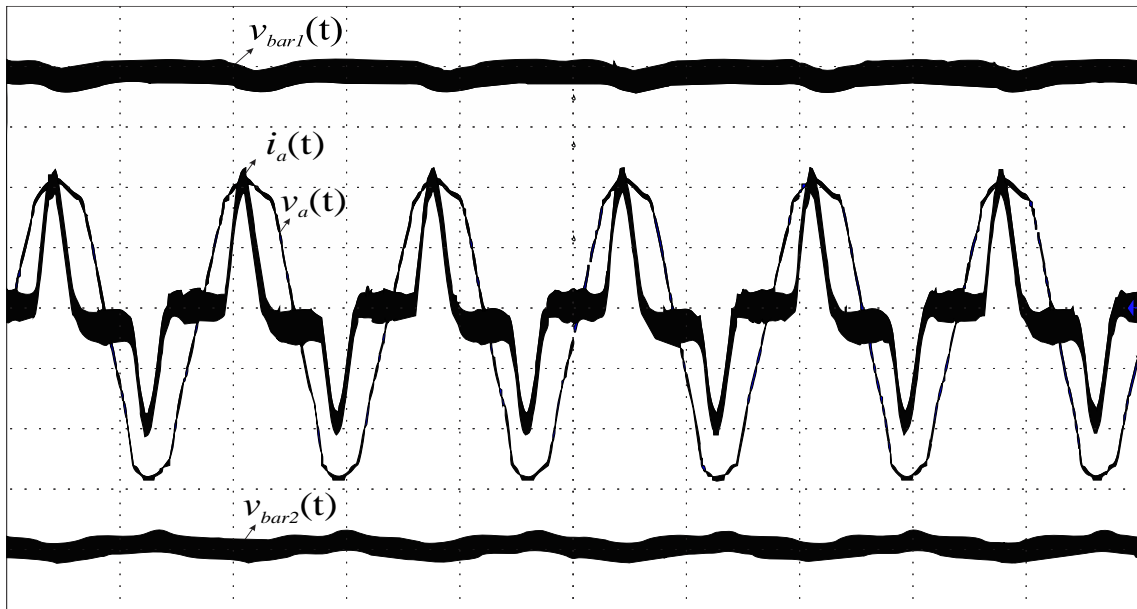


Figura 86 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase a , e tensões do barramento CC. Operação com 500W de carga não-linear (25 V/div, 12,5 A/div, 10 ms/div).

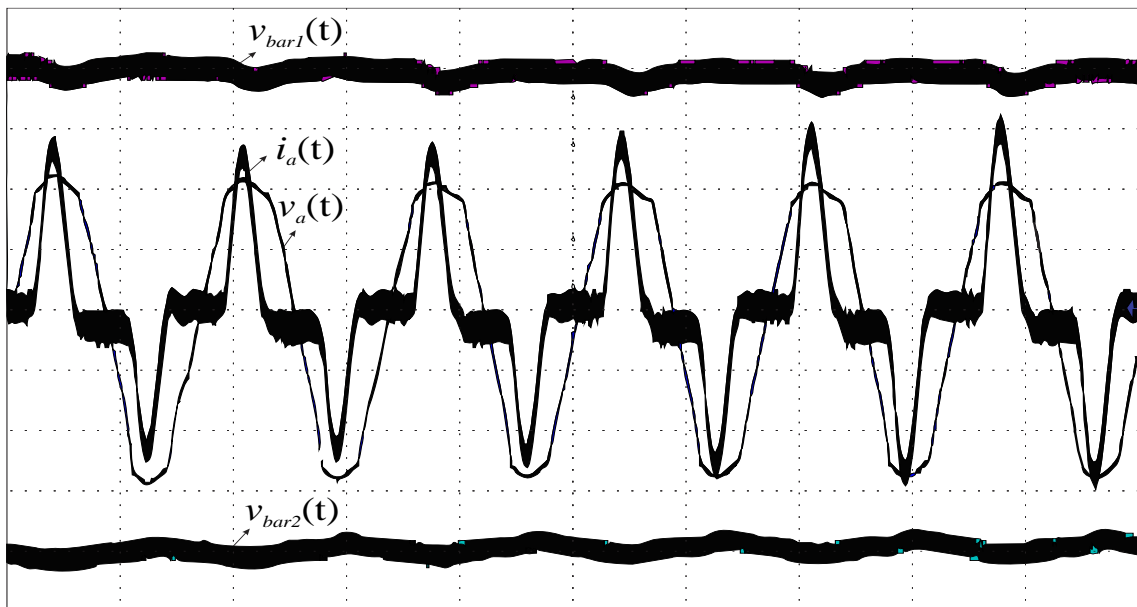


Figura 87 – Resultado experimental. Tensão e corrente de saída da fase a , e tensões do barramento CC. Operação com 700W carga não-linear (25 V/div, 12,5 A/div, 10 ms/div).

A THD medida foi cerca de 8% para a operação com 500 W e 700 W, no limite estipulado pela norma IEC 62040-3. Contudo, salienta-se que a carga não-linear utilizada foi dimensionada para uma tensão de saída de 127 V e 6,7 kVA por fase. Sendo assim, representa uma condição pior do que a recomendada pela norma, ou seja, a THD tende a diminuir com tensão nominal.

6.3.3. UPS operando em modo bateria

Os resultados experimentais da UPS operando em modo bateria foram adquiridos com o inversor alimentando cargas lineares. O banco de baterias foi emulado por uma fonte de tensão CC, a qual possui corrente máxima de operação de 15 A. Dessa forma, os testes foram realizados para a operação a vazio e com 800 W de carga, de acordo com a limitação da fonte CC. O estágio de entrada da UPS regula o barramento CC através do banco de baterias emulado e as cargas são alocadas em apenas uma fase de saída.

A Figura 88 mostra a tensão de saída da fase a , a corrente de entrada e as tensões do barramento CC para a operação a vazio. Como não há carga sendo alimentada, a corrente de entrada, provida pela fonte de alimentação CC, supre apenas a carga dos capacitores de barramento sempre que a tensão de barramento atinge um valor mínimo, de forma a mantê-la no valor nominal de projeto.

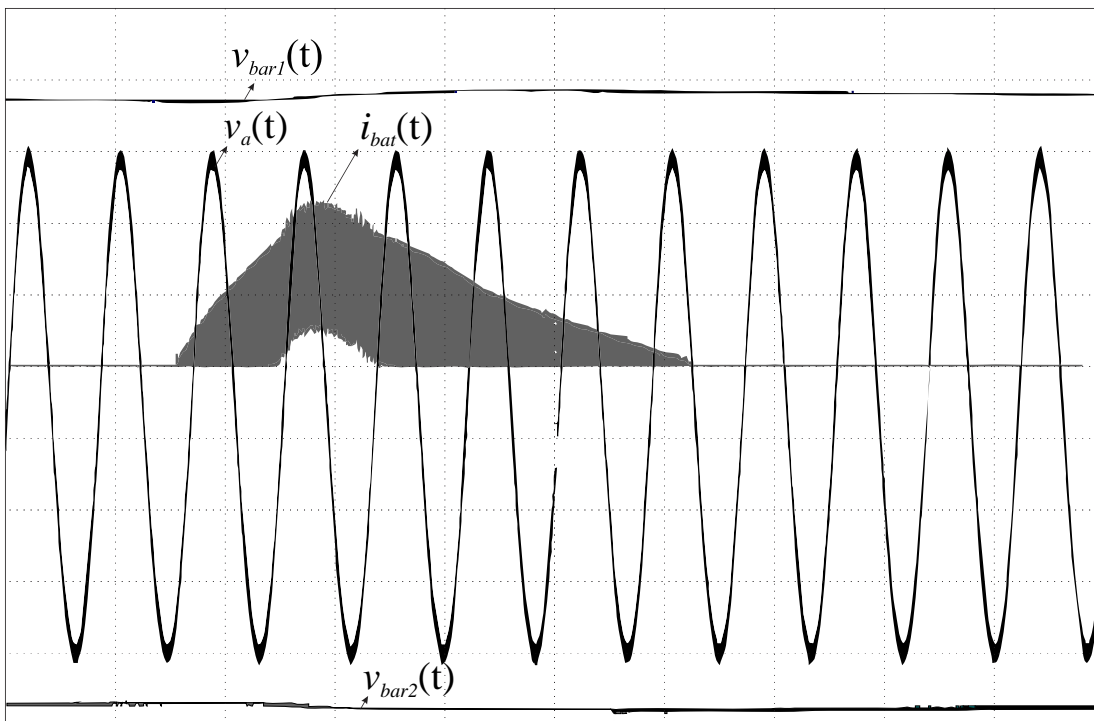


Figura 88 – Resultado experimental. Tensão de saída da fase a , corrente de entrada e tensões do barramento CC. Operação a vazio (50 V/div, 10 A/div, 20 ms/div).

A Figura 89 apresenta a tensão de saída da fase a , a corrente de entrada e as tensões do barramento CC para a operação com 800 W de carga. Com a carga conectada à saída as UPS, a corrente de entrada apresenta uma amplitude suficiente para suprir a carga e manter o barramento regulado em seu valor nominal.

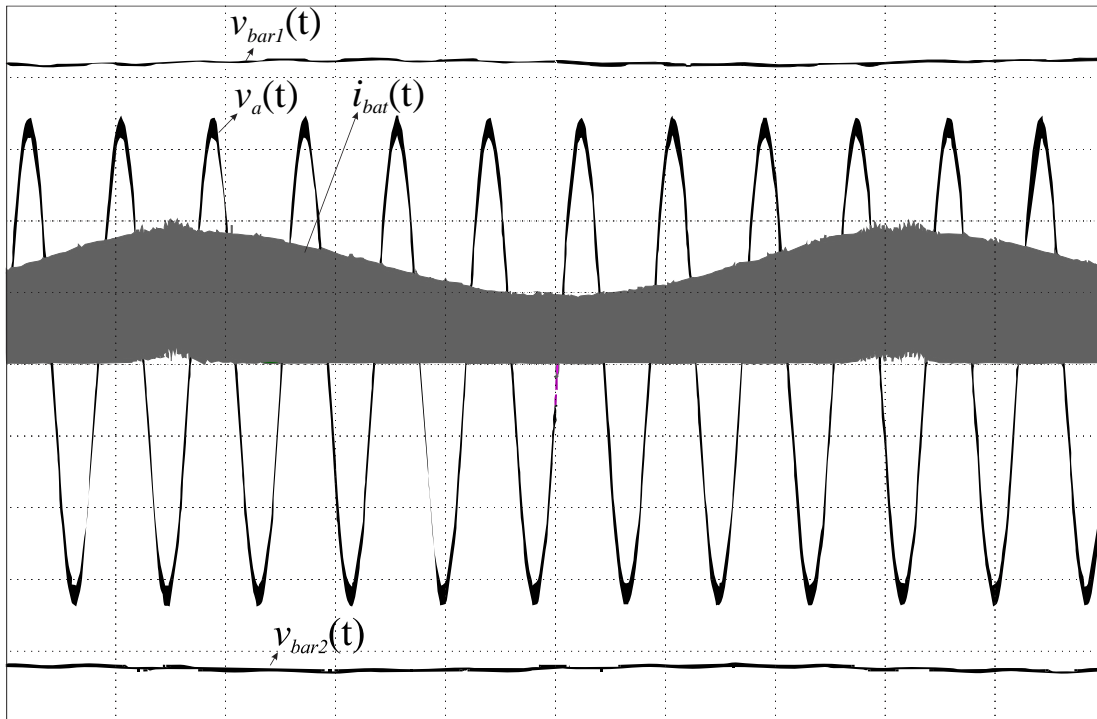


Figura 89 – Resultado experimental. Tensão de saída da fase a , corrente de entrada e tensões do barramento CC. Operação com 800 W carga (50 V/div, 10 A/div, 20 ms/div).

6.3.4. Transição entre os modos de operação (normal para bateria)

Para realizar os testes experimentais da transição entre os modos de operação da UPS, são utilizados parâmetros em escala reduzida, uma vez que uma fonte de tensão CC com corrente limitada é utilizada para emular o banco de baterias. É utilizada uma tensão de barramento de 120 V e uma carga linear de 800 W conectada ao inversor de saída em ambos os modos de operação. A UPS inicia em modo normal de operação, e após a ocorrência de uma falta na rede de alimentação, chaves de transferência desconectam a rede e se inicia o período de transição. Após 60 ms aproximadamente, tempo suficiente para zerar as correntes providas pela rede, e iniciar o modo bateria de forma segura, as chaves de transferência conectam a fonte de tensão CC ao estágio de entrada e o controle dos interruptores do estágio de entrada volta a atuar, regulando o barramento.

A Figura 90 mostra a tensão de entrada, a corrente de entrada e as tensões do barramento CC para a transição entre os modos de operação da UPS. Nota-se que durante o período de transição a tensão de barramento cai consideravelmente devido ao longo tempo utilizado para a transição. Esse tempo foi escolhido de forma a garantir a troca segura entre os modos. Contudo, observa-se que a corrente da rede zera logo após a ocorrência da falta, de forma que o tempo de transição poderia ser reduzido e assim fazer com que a tensão de barramento tenha um afundamento menor.

A Figura 91 mostra a tensão de entrada, a corrente de entrada e as tensões do barramento CC para a transição entre os modos de operação da UPS com uma escala de tempo reduzida.

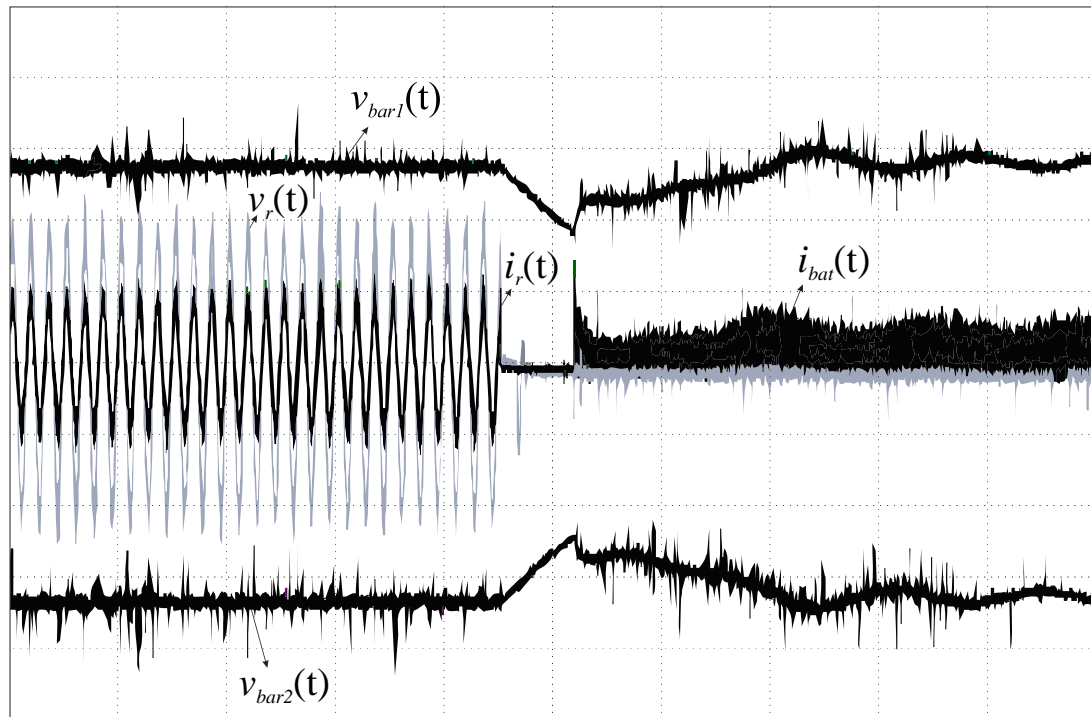


Figura 90 – Resultado experimental. Transição entre o modo normal e o modo bateria de operação. Tensão de entrada, corrente de entrada e tensões do barramento CC (20 V/div, 10 A/div, 100 ms/div).

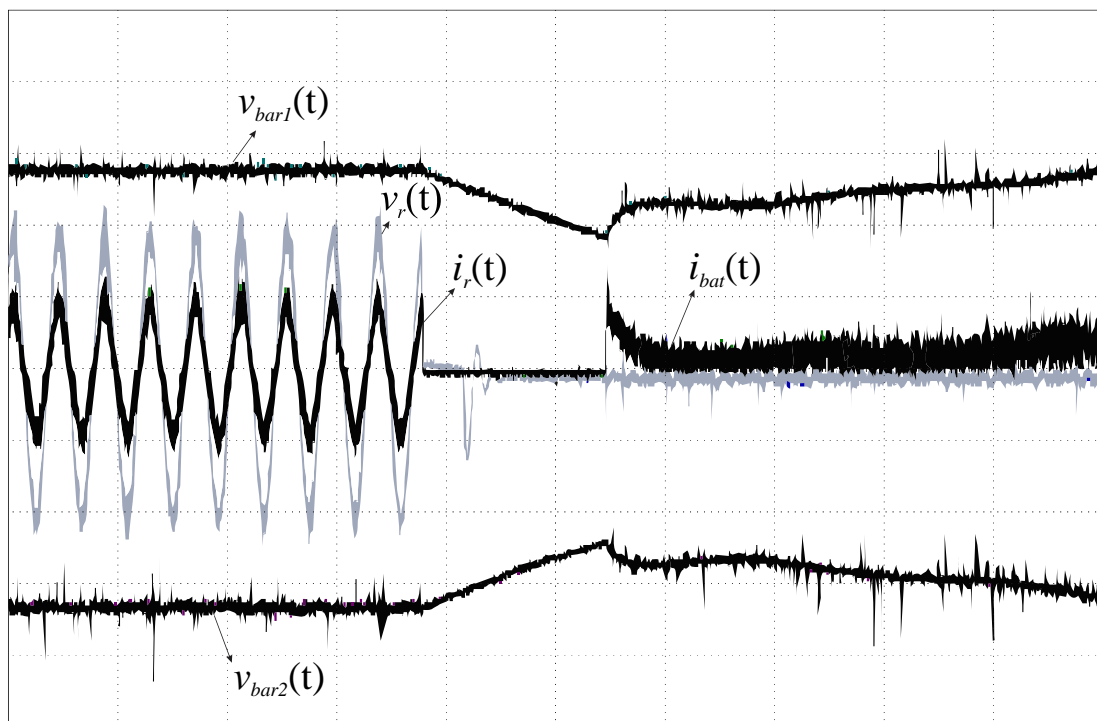


Figura 91 – Resultado experimental. Transição entre o modo normal e o modo bateria de operação. Tensão de entrada, corrente de entrada e tensões do barramento CC (20 V/div, 10 A/div, 40 ms/div)

6.4. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Com a finalidade de validar a funcionalidade da topologia de UPS proposta, foi implementado em laboratório um protótipo de 20 kVA. Resultados experimentais mostram que o estágio de entrada da UPS atua de forma adequada, tanto para o funcionamento como retificador trifásico em modo normal, quanto para a operação como descarregador do banco de baterias em modo bateria de operação. Em ambos os modos, o estágio de entrada regulou de forma satisfatória o barramento CC, mesmo quando degraus de carga foram aplicados na saída. Correntes trifásicas senoidais foram sintetizadas em modo normal de operação, garantindo o alto fator de potência de entrada.

O circuito auxiliar foi utilizado em ambos os modos de operação para equilibrar as tensões dos capacitores de barramento, uma vez que não foi realizado neste trabalho a carga do banco de baterias, pois utilizou-se uma fonte de tensão CC para emular estes elementos.

O inversor trifásico de saída foi testado para diferentes situações, sendo avaliado para a operação com cargas lineares e não-lineares. Quando alimentando cargas lineares, foram sintetizadas tensões senoidais com rápida resposta transitória frente à degraus de carga. Na operação do inversor com cargas não-lineares, utilizou-se parâmetros em escala, porém com a carga projetada para valores nominais, ou seja, 127 V e 6,7 kVA por fase, o que representa um caso mais restritivo do que o estipulado pela norma IEC 62040-3. Nessas condições, a THD de tensão medida foi de cerca de 8%, valor máximo permitido de acordo com a norma pertinente.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL

7.1. SÍNTESE DO TRABALHO

Este trabalho apresentou a análise, modelagem e sistema de controle digital de uma topologia UPS trifásica de dupla conversão sem transformador e de baixo custo. O baixo custo é devido a utilização do próprio estágio de entrada da UPS como descarregador do banco de baterias em modo bateria de operação, aproveitando um circuito existente e dimensionado para a potência nominal da UPS. Para a carga do banco de baterias é empregado um circuito auxiliar durante o modo normal de operação, o qual pode ser dimensionado para apenas uma fração da potência nominal da UPS, dependendo do método de carga utilizado. Em modo bateria, o circuito auxiliar ainda é responsável pelo equilíbrio das tensões sobre os capacitores do barramento CC.

No Capítulo 2 realizou-se uma revisão bibliográfica tratando das UPS de dupla conversão estudadas ao longo dos últimos anos, exemplificando as principais características, vantagens e desvantagens. Dessa forma, foi possível propor uma topologia de UPS trifásica de dupla conversão sem transformador e com custo reduzido, composta por um estágio de entrada, um inversor de saída e um circuito auxiliar.

O Capítulo 3 descreveu o estágio de entrada da UPS proposta, o qual apresenta duas configurações distintas dependendo do modo de operação, normal ou bateria. Em modo normal o estágio de entrada assume a função de retificador trifásico com correção do fator de potência, sintetizando correntes senoidais e em fase com a tensão da rede. Além disso, é responsável por regular a tensão do barramento CC e ainda manter equilibradas as tensões sobre os capacitores de barramento através de uma malha de controle específica. Em modo bateria de operação, o estágio de entrada é desconectado da rede elétrica e conectado ao banco de baterias, sendo utilizado como descarregador, e evitando a adição de um circuito externo dedicado para esta função. Resultados de simulação validam a metodologia de projeto utilizada para o controle do retificador trifásico e para o descarregador do banco de baterias.

No Capítulo 4 foi apresentada a análise, modelagem e controle do circuito auxiliar utilizado na topologia UPS proposta. O circuito auxiliar é composto por um indutor e um braço de interruptores e dependendo do modo de operação da UPS, apresenta funções específicas. Em modo normal é utilizado como carregador do banco de baterias, providenciando uma corrente constante.

Em modo bateria de operação, o circuito auxiliar é desconectado do banco de baterias e conectado ao ponto central do barramento CC. Neste modo, o circuito é responsável por manter as tensões entre os capacitores de barramento equilibradas, uma vez que o estágio de entrada da UPS é impossibilitado de efetuar esta função devido à configuração que assume para a descarga do banco de baterias. São apresentados resultados de simulação que comprovam a funcionalidade do circuito.

O Capítulo 5 demonstrou a modelagem e o controle digital aplicado ao inversor de saída da UPS proposta. A estrutura de controle utiliza retroação de estados e possui uma malha interna de corrente e uma malha externa de controle de tensão, onde são utilizados seis controladores ressonantes, alocados na frequência fundamental e nas harmônicas de 3°, 5°, 7°, 9° e 15° ordem, a fim de garantir erro nulo em regime permanente para a componente fundamental de tensão e rejeitar as principais harmônicas que prejudicam a THD da tensão de saída durante a alimentação de cargas não-lineares. Os ganhos dos controladores de tensão são projetados através de um LQR discreto, o qual garante um sistema com margem de fase maior que 60° e margem de ganho infinita. Resultados de simulação no software PSIM validam os procedimentos adotados para o projeto dos controladores, indicando o desempenho satisfatório e de acordo com a norma internacional pertinente.

Por fim, no Capítulo 6, foram demonstrados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação em laboratório de um protótipo de 20 kVA. Comprovou-se o princípio de funcionamento do estágio de entrada da UPS na utilização como retificador trifásico e como descarregador do banco de baterias, contudo a função descarregador foi implementada com carga reduzida por motivos de limitação da fonte CC utilizada para emular as baterias. A dupla função exercida pelo estágio de entrada evita a necessidade da adição de um circuito específico para a descarga das baterias, o qual deveria ser dimensionado para a potência nominal da UPS, o que reduz o custo total da topologia. O circuito auxiliar foi implementado atuando como equilibrador das tensões sobre os capacitores do barramento CC em ambos os modos de operação, apresentando resultados satisfatórios. A função carregador não foi implementada neste trabalho. O inversor trifásico atendeu aos objetivos deste trabalho, sintetizando tensões senoidais mesmo para a operação com cargas não-lineares de acordo com a norma IEC 62040-3. A transição entre os modos de operação foi realizada adequadamente e de forma segura, contudo utilizou-se carga reduzida devido à limitação de potência da fonte CC utilizada para emular o banco de baterias.

7.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Visando a continuidade e o aperfeiçoamento do trabalho em questão, são sugeridos os seguintes temas para investigações futuras:

1. Implementação das transferências do circuito auxiliar de acordo com os modos de operação da UPS, atuando na carga do banco de baterias e no equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento;
2. Simulação e implementação do circuito auxiliar operando com diferentes métodos de carga do banco de baterias;
3. Análise da eficiência da UPS proposta;
4. Análise quantitativa da redução de custos obtida através da implementação da topologia proposta neste trabalho;

BIBLIOGRAFIA

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 15014**: Conversor a semicondutor – Sistema de alimentação de potência ininterrupta com saída em corrente alternada (nobreak). Rio de Janeiro, RJ: ABNT, dezembro 2003. 5 p.

ABDEL-RAHIM, N. M.; QUAICOE, J. E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage source ups inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 11, no. 4, p. 532–541, 1996.

ARAUJO, R. D. **Projeto e Simulação de Filtros L e LCL para Interconexão de Inversor NPC Trifásico à Rede**. 2012. 116p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica: Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

ASTROM, K. and WITTENMARK, B. Computer controlled systems: theory and design, **Prentice Hall**, 1997

BARBI, I. et al. Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência. **Revista SOBRAEP** vol 7 págs.1- 14, Novembro 2002.

BATISTA, F. A. B. **Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais**. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.

BEKIAROV, S. B; EMADI, A. Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics and control. **APEC 2002**, vol. 1, p. 597-604, março 2002.

BEKIAROV, S. B; et al. A new reduced parts on-line single-phase UPS system. Industrial Electronics Society, 2003. **IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE**, vol.1, 688 - 693, novembro 2003.

BORGONOVO, D. **Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos**. 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

BOTTERON, F. et al. Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. IEEE Industry Applications Conference, Vol. 4, Chicago, USA, pp. 2667 – 2674, 2001.

BOTTERON, F. and PINHEIRO, H. A three-phase UPS that complies with the standard IEC 62040-3, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 2120 – 2136, 2007.

BOUCHAFAA, F. et al. Modeling and control of a grid connected PV generation system. **Control & Automation (MED), 2010 18th Mediterranean Conference**, p. 315 – 320, 2010.

BOYS, J.T. and Green, W. Current-forced single-phase reversible rectifier. **IEE Proceedings**, vol. 136, no. 5, p. 205-211, setembro 1989.

CAMARA, R. A. et al. Multifunctional study of single-phase ups with current fed full-bridge converter. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, p. 1 – 6, dezembro 2015.

CAMARA, R. A. **Análise Comparativa de Desempenho de Conversores CA-CC Monofásicos Utilizando FPGA para Aplicação em No-breaks**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, novembro 2012.

CARDOSO, F. L. **Projeto de um Retificador Bidirecional com Elevado Fator de Potência com Controle por Valores Médios Instantâneos Implementado no DSP TMS320F2812**. 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC, Joinville, SC, maio 2006.

CHEN, B. et al. Novel Current Limitation Technique without Current Feedback for Digital-Controlled Battery Charger in UPS Applications. **Energy Conversion Congress and Exposition**, p. 4351-4355, 2010.

COELHO, K.D. **Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência Gerenciada por um Microcontrolador**. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

DAMASCENO, A. C. H. **Controle Preditivo de Corrente Aplicado a um Controlador de Carga de Baterias baseado em conversor CC-CC Bidirecional**. 2008. Dissertação (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2008.

DANNEHL, J. et al. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 56, no 2, p. 380-388, fevereiro 2009.

DE LA ROSA, F. C. **Harmonics and Power Systems**. New York: Taylor & Francis Group, v. 1, 2006.

DIAMANTIDIS, D. et al. Design and Development of a Low Cost Inverter Drive for Induction Motors. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC 1996**. Pp. 771 - 777 vol.2.

DONG, D. Design of hybrid AC-DC-AC topology for Uninterruptible Power Supply. **Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2015 IEEE 2nd International**, p. 1-4, novembro 2015.

EMADI, A. et al. **Uninterruptible power supply and active filters**, 296 p. Chicago, EUA, CRC Press, 2005.

ESCOBAR, G et al. Repetitive-based controller for a ups inverter to compensate unbalance and harmonic distortion. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 54, no. 1, p. 504–510, 2007.

ESCOBAR, G. et al. An adaptive control for ups to compensate unbalance and harmonic distortion using a combined capacitor/load current sensing, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 54, no. 2, p. 839–847, abril 2007.

ESCOBAR, G. et al. Repetitive-based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 504 – 510, 2007.

PHILIPS, C.L. e HARBOR, R.D. (1997), *Sistemas de Controle e Realimentação*, Makron Books.

FINN, S. D. A high performance inverter technology, architecture and applications. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, p. 556–560, agosto 1993.

FRANCIS, B., WONHAM, W. M. *The Internal Model Principle of Control Theory*. Automatica, pp. 457-465, 1976.

GHOSH, R. and G. Narayanan. A simple analog controller for single-phase halfbridge rectifier. **IEEE Transactions in Power Electronics**. Vol. 22, p. 186-198, janeiro 2007.

GUILLARDI, H. et al. Fontes Ininterruptas de Energia: Uma Revisão sobre Aspectos Construtivos e Técnicas de Controle do Estágio de Saída. **Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica - CBQEE**, Araxá, MG, Brasil, vol.1, junho 2013.

HASANZADEH, A. et al. A proportional-resonant controller-based wireless control strategy with a reduced number of sensors for parallel operated upss, **IEEE Transactions on Power Delivery**, pp. 468-478, 2010.

HASANZADEH, A. et al. Optimal lqr based multi-loop linear control strategy for ups inverter applications using resonant controller, **50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference**, pp. 3080–3085, 2011.

HIRACHI, K. et al. Development of UPS Using New Type of Circuits, **Telecommunications Energy Conference**, pp. 635-642, novembro 1994.

HIRACHI, K.; KAJIYAMA, A.; MII, T.; NAKAOKA, M. Cost-Effective Bidirectional Chopper-Based Battery Link UPS with Common Input-Output Bus Line and its Control Scheme. **IECON'96 - Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings**, vol. 3, p. 1681-1686, 1996.

HIRACHI, K.; KUROKAWA, M.; NAKAOKA, M. Feasible compact UPS incorporating current-mode controlled two-quadrant chopper-fed battery link. **PEDS'97 - International Conference on Power Electronics and Drive Systems Proceedings**, vol. 1, p. 418-424, 1997.

HIRACHI, K. et al. A Feasible High-Performance Single-Phase UPS Incorporating Switch Mode Rectifier with High-Frequency Transformer Link. **PEDS'97 – International Conference on Power Electronics and Drive Systems Proceedings**, vol. 2, p. 792-797, maio 1997.

HIRACHI, K.; NAKAOKA, M. UPS Circuit Configuration Incorporating Buck-boost Chopper Circuit with two Magnetically Coupled Coils. **IEEE Power Electronics Letters**, vol. 39, no. 18, p. 1345–1346, setembro 2003.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 62040-1-1**: Uninterruptible power systems (UPS) Part 1-1: General and safety requirements for UPS used in operator access areas. First Edition, Genebra, Suíça: IEC, agosto 2002. 32 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000-2-2**: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems. Genebra, Suíça: IEC, março 2002. 57 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000-3-2**: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). Genebra, Suíça: IEC, maio 2014. 69 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 62040-3**: Uninterruptible power systems (UPS) Part 3: Method of specifying the performance and test requirements. International Electrotechnical Commission. First Edition, Genebra, Suíça: IEC, março 1999. 214p.

JENSEN, U.B. et al. A new space vector based control method for UPS systems powering nonlinear and unbalanced loads. **IEEE Transactions in Power Electronics**, vol. 37, no. 6, p. 1864-1870, novembro/dezembro 2001.

JIANG, S. et al. Low-thd, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase ups inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, pp. 2994–3005, 2012.

KAMRAN, F.; HABETHER, T.G. A novel on-line UPS with universal filtering capabilities. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 13, no. 3, p. 366–371, maio 1998.

KIM, E.-H. et al. Transformerless three-phase on-line UPS with high performance. **IET Power Electronics**, vol. 2, no. 2, p. 103–112, março 2009.

KOFFLER, R. Transformer or transformerless UPS? **IEE Power Engineer Journal**, vol. 17, no. 3, p. 34-36, junho/julho 2003.

KOMURCUGIL, H. Optimal control for single-phase ups inverters based on linear quadratic regulator approach, **International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006**, pp. 1137-1142, 2006.

KRISHMAN, R. Design and Development of a High Frequency on-line Uninterruptible Power Supply. **IECON'95 - Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings**, Vol. 1, pp. 578-583, 1995.

LEI, H. et al. Modeling and Analysis of Three-Phase Four-Leg PWM Boost-Type Rectifier for Double Conversion Transformerless UPS. **IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, p. 1444 – 1449, novembro 2011.

LISERRE, M., et al. Design and control of an lcl-filter based three phase active rectifier. **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference**. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. vol. 1, p. 299 – 307, 2001.

LISERRE, M. et al. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 41, p. 1281-1291, setembro/outubro 2005

LIU, Z. Modeling, analysis and mitigation of load neutral point voltage for three-phase four-leg inverter. **IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf.**, p. 1581–1586, maio 2009.

LO, Y.-K. Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 49, p. 1175-1177, outubro 2002.

MANO, O. **Projeto de Controladores Ressonantes para Sistemas Ininterruptos de Energia para Seguimento Assintótico de Sinais de Referência Senoidais e Rejeição de Harmônicos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS). Porto Alegre, RS, 2010.

MATOS, F. F. et al. Projeto e construção de filtro LCL para conversores PWM. **XVIII Congresso Brasileiro de Automática**, setembro 2010.

MICHELS, L. et al. Metodologia de Projeto de Filtros de Segunda Ordem para Inversores de Tensão com Modulação PWM Digital. **Sba Controle & Automação**, São José dos Campos, SP, vol. 16, n.2, p. 221-242, abril/junho 2005.

MOHAN, N. et al. **Power Electronics: Converts, Applications and Design**. John Wiley & Sons Inc, 3a edição, Nova Iorque, NY, EUA, 1995.

MONTAGNER, V. F. et al. Design and analysis of a linear quadratic regulator with repetitive controller for AC power supplies, **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE-2003**, vol. 3, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 109-114, 2003.

OLALLA, C. et al. Robust LQR control for PWM converters: An LMI approach, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 2548–2558, 2009

MUSSA, S. A; Mohr, H. B. Three-Phase Digital PLL for Synchronizing on Three Phase/Switch/Level Boost Rectifier by DS. **35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Aachen, Germany, junho 2004.

NARVAEZ, D. and VILLALVA, M. Modeling and control strategy of a single-phase Uninterruptible Power Supply (UPS). **Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM) IEEE PES**, p. 355 – 360, outubro 2015.

NBR 15014/2003, **Conversor a semiconductor – Sistema de alimentação de potência ininterrupta com saída em corrente alternada (nobreak) – Terminologia**. Associação Brasileira de Normas Técnicas – ABNT, 2003.

NISHIOKA, J. K. et al. Retificador PWM Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL e Amortecimento Ativo. 2016.

NODARI, L. M. **Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta Transitória para um Retificador Monofásico Meia-Ponte**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Joinville, SC, 2011.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. Third Edition. Prentice Hall, 1997.

PARK, J. K. et al. High Performance Transformerless Online UPS. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 55, no. 8, p. 2943-2953, fevereiro 2008.

PETTERSSON, S. et al. Applying an LCL-filter to a four-wire active power filter. **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**, junho 2006.

POH, C. L. et al. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. **IEEE transactions on Power Electronics**, vol. 18, no. 5, p. 1176–1185, setembro 2003.

RAMOS, J. L. et al. Analog circuits to implement repetitive controllers for tracking and disturbance rejection of periodic signals. **IEEE Transactions on circuits and Systems**, vol. 52, no. 8, p. 466–470, agosto 2005.

RECH, C. et al. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, pp. 401-410, 2003.

REZNIK, A, et al. LCL filter design and performance analysis for small wind turbine systems. **Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA) IEEE**, p.1-7, 2012.

RIBAS, S. P. et al. Design and implementation of a discrete-time H-infinity controller for uninterruptible power supply systems, **IET – Power Electronics**, pp. 1–9, 2014.

RIBAS, S. P. **Um Controlador Ótimo Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia: Projeto, Validação Experimental e Análise de Desempenho.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Santa Maria, RS, 2011.

RODRIGUEZ, J. R. et al. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 52, no. 1, pp. 5-22, Fevereiro 2005.

RYAN, M. J. and LORENZ, R. D. A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and "back-EMF" decoupling. **Power Electronics Specialists Conference (IEEE)**, vol. 1, p. 507–513, junho 1995.

RYAN, M. J. et al. Control topology options for single-phase ups inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 33, no. 2, p. 493–501, março/abril 1997.

SCHUCH, L. Analysis and design of a new high-efficiency bi-directional ZVT PWM converter for dc bus and battery bank interface. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, setembro 2002.

SEGALA, J. J. C. **Estudo e Modelagem de um Inversor Modulado por Valores Instantâneos de Tensão.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Florianópolis, SC, agosto 1993.

SIEBERT, A. et al. AC to DC Power Conversion Now and in the Future, **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 38, pp. 934-940, Julho/Agosto 2002.

SINGH, B. et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 51, no. 3, p. 641 - 660, junho 2004.

SOLTER, W. A new international UPS classification by IEC 62040-3. **Telecommunications Energy Conference, 2002. INTLEC. 24th Annual International**, p. 541–545, 2002.

SOUSA, G. A low cost flyback-based high power factor battery charger for UPS applications. **IEEE COBEP**, p. 783–790, setembro/outubro 2009.

SU, G. et al. A New Topology For Single Phase UPS Systems. **Power Conversion Conference - Nagaoka 1997**, vol. 2, p. 913-918, Agosto 1997.

SU, G. Design and analysis of a low cost, high performance single phase UPS system. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001.** vol. 2, p. 900-906, Março 2001.

TORRICO-BASCOPE, R. P. et al. PFC Pre-regulator with High Frequency Isolation Using Full-Bridge Chopper for UPS Applications. **INDUSCON'2004 – VI Conferência de Aplicações Industriais**, vol. 1, 2004.

TORRICO-BASCOPE, R. P. et al. A High Frequency Transformer Isolation 110V/220V Input Voltage UPS System, **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, 2006.

TSAI, M. CPLD Realization of a Digital Programmable PFC Control IC for Single-phase Half-Bridge Boost AC-DC Converters. **Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual**, p. 1134-1139, junho 2004.

UEMATSU, T. et al. A Study of the High Performance Single Phase UPS. **Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE**, vol. 2, p. 1872-1878, maio 1998.

UNITRODE. An Off-line Lead Acid Charger Based on the UC3909. Application Note U-166, 1999.

VENKATARAMANN, G. et al. Discrete pulse modulation strategies for high-frequency inverter systems. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, vol. 2, p. 1013–1020, 1989.

VIERA, J.C. et al. Application range of fast-charging in NiCd batteries, **24th Annual International Telecommunications Energy Conference**, p. 259-264, 2002.

WANG, T. C. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. **IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference. PESC '03**, vol. 2, p. 779 – 784, junho 2003.

WANG, D. et al. Single-stage full-bridge PFC converter basic on clamptive technique and its starting-up scheme. **Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International**, p. 1799 – 1803, junho 2012.

WATANABE, E. H. et al. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 8, no. 2, p. 697-703, abril 1993.

WILLMANN, G. et al. Multiple-loop H1 control design for uninterruptible power supplies, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 1591–1602, 2007.

YAMANAKA, M.; SAKANE, M.; HIRACHI, K. Practical Development of a High Performance UPS with a Novel Buck-Boost Chopper Circuit. **INTELEC'2000 - International Telecommunications Energy Conference Proceedings**, vol.1, p. 632–637, 2000.

YU, Q. et al. A Low Cost Resonant Snubber Inverter for Uninterruptible Power Supply Application. **Energy Conversion Engineering Conference, 2002**. pp. 696 – 697.

ZHANG, C. Control Architecture for Parallel-Connected Inverters in Uninterruptible Power Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, p. 5176 – 5188, janeiro 2016.

APÊNDICE A NORMATIZAÇÃO

As UPS são conhecidas pela qualidade da energia que fornecem para cargas consideradas críticas. Contudo, tanto a energia fornecida quanto o impacto provocado pela própria UPS na rede pública, devido basicamente à injeção de harmônicas, distúrbios de tensão e corrente, entre outros, possuem valores e limites estabelecidos por normas. Dentre as diversas normas técnicas existentes que tratam de UPS, destacam-se as internacionais IEC (International Electrotechnical Commission) 61000-3-2, 61000-2-2 e 62040-3, com abrangência essencialmente europeia, e a brasileira NBR 15014: 2003.

A.1 IEC 61000-3-2

Devido à necessidade de manter a qualidade da energia da rede elétrica de alimentação, a norma internacional IEC 61000-3-2 é utilizada para limitar a injeção de harmônicas de corrente de equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada eficaz de até 16 A por fase, conectado a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V. Para tensões inferiores, os limites não foram estabelecidos, pois essa norma tem aplicação principalmente na Comunidade Europeia, onde as tensões fase-neutro encontram-se na faixa especificada.

A.2 IEC 61000-2-2

A IEC 61000-2-2 limita os níveis de conteúdo harmônico de tensão que podem ocorrer em redes públicas de energia elétrica de baixa tensão, onde a alimentação é feita entre 240V e 450V, tanto para sistemas monofásicos quanto trifásicos. A limitação ocorre até a 40ª harmônica. A Tabela 10 apresenta os níveis individuais de distorção harmônica para sistemas elétricos de baixa tensão.

Tabela 10 – Níveis de distorção harmônica individual para sistemas elétricos de baixa tensão (Adaptado de: (IEC 61000-2-2)).

Harmônicas Ímpares não múltiplas de 3		Harmônicas Ímpares múltiplas de 3		Harmônicas Pares	
Ordem da harmônica	Tensão da componente	Ordem da harmônica	Tensão da componente	Ordem da harmônica	Tensão da componente
n	%	n	%	n	%
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	27	0,2	10	0,5
19	1,5	33	0,2	12	0,2
23	1,5	39	0,2	14	0,2
25	1,5			16	0,2
>25	$0,5 \cdot \frac{25}{n} + 0,2$			>16	0,2

A.3 NBR 15014: 2003

A norma NBR 15014 é uma norma brasileira que regulamenta os termos e definições para sistemas de alimentação ininterrupta de dupla conversão, interativo e *stand-by*, que utilizam bateria como fonte de energia armazenada, comercializados em território nacional. Não há especificações quanto ao desempenho. Os principais termos utilizados na área de fontes ininterruptas de energia, que são definidos pela norma brasileira, são mostrados abaixo.

- **Banco de baterias:** O banco de baterias é utilizado para sustentar o barramento CC durante períodos onde a tensão da rede está fora dos limites adequados. Deve ser capaz de fornecer energia para a carga nominal durante um período mínimo de tempo, dependendo da aplicação em questão.
- **Modo Rede/ Normal:** Modo de operação onde o nobreak utiliza a energia da rede CA de entrada para manter o fornecimento de energia na sua saída.
- **Modo Bateria/ Backup:** Modo de operação onde o nobreak utiliza a energia armazenada das baterias para manter o fornecimento de energia na sua saída.
- **Bypass:** Caminho alternativo ao caminho normal de operação do nobreak.

- **Retificador:** Sistema de potência responsável pela conversão de energia CA para CC.
- **Inversor:** Sistema de potência responsável pela conversão de energia CC para CA.
- **Carregador de baterias:** Dispositivo responsável pelo suprimento de energia para as baterias.
- **Chave de transferência:** Consiste em uma ou mais chaves utilizadas para transferir a potência de uma fonte de energia a uma outra fonte.
- **Tempo de autonomia:** Tempo mínimo durante o qual o nobreak, partindo com as baterias carregadas, assegura continuidade de alimentação à carga, quando a fonte de alimentação em CA falha.
- **Tempo de transferência:** Intervalo de tempo entre a comutação do modo normal para o modo bateria e vice-versa.

A.4 IEC 62040-3

A IEC 62040-3 (*Methods specifying performance test requirements of UPS*) classifica as UPS de acordo com a susceptibilidade destes equipamentos frente a fenômenos de qualidade de energia elétrica. Cargas sensíveis necessitam que a forma de onda da tensão permaneça o mais próximo possível de uma onda senoidal, mesmo que em condições de distúrbios na rede ou na carga. Os principais tipos de distúrbios provenientes da rede elétrica são mostrados na Tabela 11.

Tabela 11 – Dez principais distúrbios da rede elétrica.

Nº	Distúrbio	Escala de tempo
1	Falta de rede (interrupção)	> 10 ms
2	Afundamento de tensão	< 16 ms
3	Elevação de tensão	< 16 ms
4	Subtensão	contínuo
5	Sobretensão	contínuo
6	Cintilação	esporádico
7	Transitório de tensão	< 4 ms
8	Variação de frequência	esporádico
9	Distorção de alta frequência	periódico
10	Harmônicas de tensão	contínuo

De forma a servir como base de comparação de desempenho entre fabricantes e fornecedores, a norma IEC 62040-3 traz algumas considerações em relação ao desempenho mínimo desejado da UPS, de forma a manter a tensão de saída dentro de limites aceitáveis. Isso possibilita que consumidores de equipamentos UPS de potências semelhantes possam comparar os produtos entre diferentes fabricantes sob as mesmas condições de testes.

Os três passos para a classificação quanto ao desempenho das UPS, segunda a norma IEC 62040-3, são:

- **Passo 1:** Dependência da tensão de saída da UPS em relação à tensão da rede;
- **Passo 2:** Forma de onda da tensão de saída da UPS;
- **Passo 3:** Curvas de tolerância dinâmicas de saída da UPS.

Passo 1: Dependência da tensão de saída da UPS em relação à tensão da rede

Os primeiros três caracteres classificam a dependência da tensão de saída da UPS em relação à tensão proveniente da rede elétrica em modo normal de operação, o qual é esperado corresponder a cerca de 90% do tempo total de operação. Dependendo da aplicação, é requisitada uma maior ou menor tolerância às perturbações provenientes da rede elétrica, tanto em relação a amplitude quanto a frequência da forma de onda da tensão da rede. Com isso, de acordo com a dependência destas variáveis, pode-se classificar as UPS em VFI, VFD ou VI.

- *VFI (Voltage and Frequency Independent)*: Quando a tensão de saída da UPS é independente tanto da amplitude quanto da frequência da tensão da rede elétrica, mantendo-se dentro dos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-2-4.
- *VFD (Voltage and Frequency Dependent)*: Quando a tensão de saída da UPS é dependente tanto da amplitude quanto da frequência da tensão da rede elétrica. Esta situação ocorre quando o sistema não apresenta meios corretivos para a tensão de saída.
- *VI (Voltage Independent)*: A tensão de saída da UPS é dependente da frequência da rede, mas as variações de tensão são reguladas.

Passo 2: Forma de onda da tensão de saída da UPS

Os próximos dois caracteres classificam a forma de onda da tensão de saída, tanto em modo normal de operação, quanto em modo bateria. Aplicações com cargas não-lineares podem resultar

em distorções na forma de onda da tensão quando comparadas a sistemas que alimentam cargas puramente resistivas ou indutivas, por exemplo. A

Tabela 12 mostra a classificação para a forma de onda da tensão de saída, de acordo com a IEC 62040-3.

Tabela 12 – Classificação quanto à forma de onda da tensão de saída.

Código	Classificação	Descrição
S S	Senoidal	THD < 8%
X X	Não senoidal	THD > 8%
Y Y	Não senoidal	Harmônicas excedendo os limites da norma IEC 61000-2-2

Onde o primeiro caractere (esquerda) refere-se ao modo normal de operação e o segundo (direita) ao modo bateria.

Quando o sistema enfrenta limitações para sintetizar formas de onda senoidais frente a cargas não-lineares, a classificação “X” é dada. A classificação “Y” é dada usualmente para as UPS que intencionalmente geram uma forma de onda não senoidal, como por exemplo uma onda quase-quadrada ou trapezoidal. Esta forma de onda é adequada para muitas cargas em um regime temporário ou mesmo permanente (IEC 62040-3).

Passo 3: Curvas de tolerância dinâmicas de saída da UPS

Os três últimos caracteres de classificação de UPS referem-se aos limites para transitórios da tensão de saída nas condições de mudança no modo de operação (caractere 1), da aplicação de degrau de carga linear (caractere 2), e também da aplicação de degraus crescentes/decrescentes de cargas não-lineares (caractere 3). O APÊNDICE B apresenta o projeto da carga não-linear padrão utilizada para a definição da classificação do caractere 3, de acordo com a norma IEC 62040-3.

A partir do desvio da forma de onda da tensão aplicada à carga, é possível representar a performance da UPS frente um evento. A Figura 92 representa a codificação de três caracteres utilizada para classificar as UPS de acordo com o desempenho para cada condição citada anteriormente.

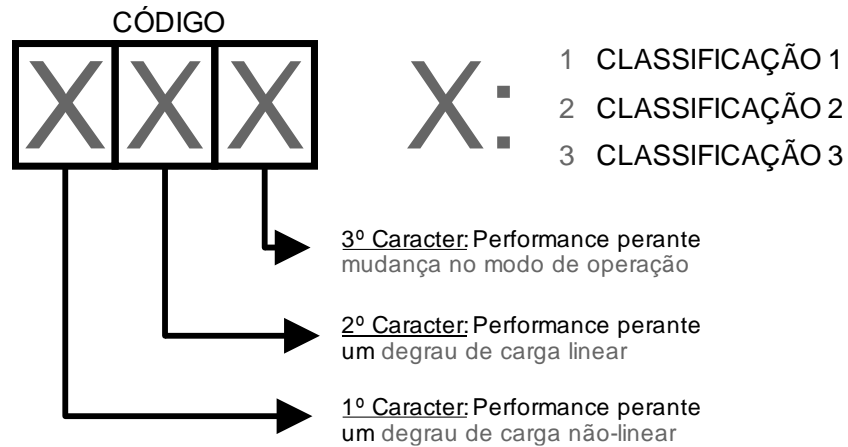


Figura 92 – Codificação para classificação de UPS (Adaptado de: (IEC 62040-3)).

A classificação de cada caractere é associada a uma dada curva específica de tolerância, que representa o comportamento da tensão de saída da UPS perante um evento transitório. Assim, de acordo com a IEC 62040-3, as características dinâmicas da tensão aplicada à carga não devem exceder os limites das Figura 93, 6 ou 7. A Tabela 13 resume a classificação quanto ao transitório de tensão apresentada nas figuras mencionadas.

Tabela 13 – Classificação quanto ao transitório de tensão.

Classificação	Critério	Condição
1	\leq envoltória da Figura 93	Tensão de saída não chega a zero
2	\leq envoltória da Figura 94	Tensão de saída permanece em zero por até 1ms
3	\leq envoltória da Figura 95	Tensão de saída permanece em zero por até 10ms
4	Referência dada pelo fabricante	Condição especificada pelo fabricante

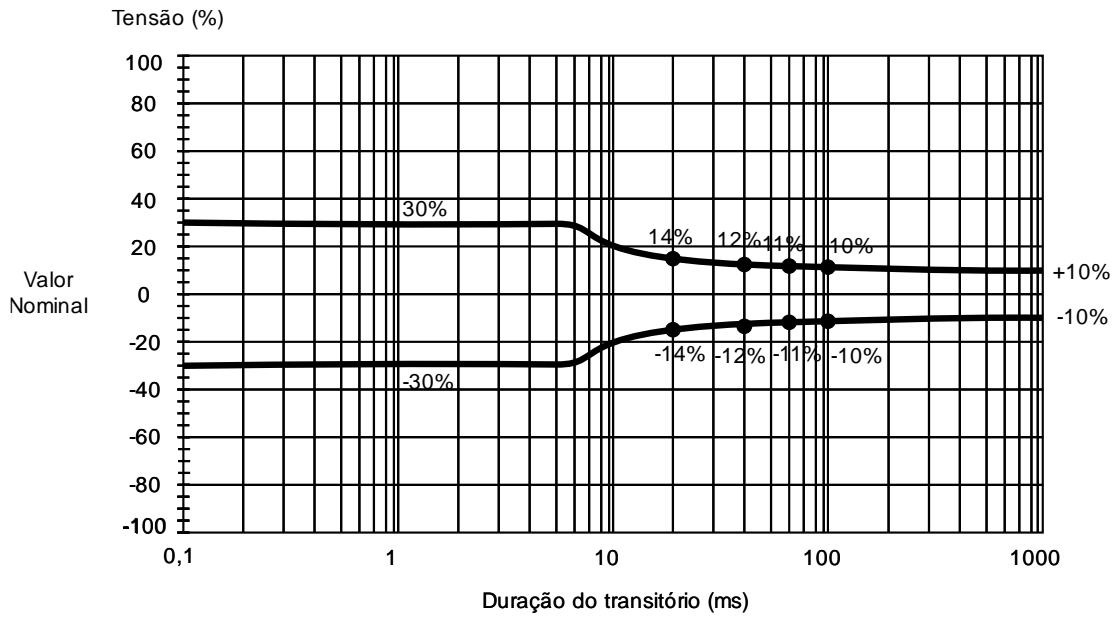


Figura 93 – Performance dinâmica de saída: classificação 1 (Adaptado de: (IEC 62040-3)).

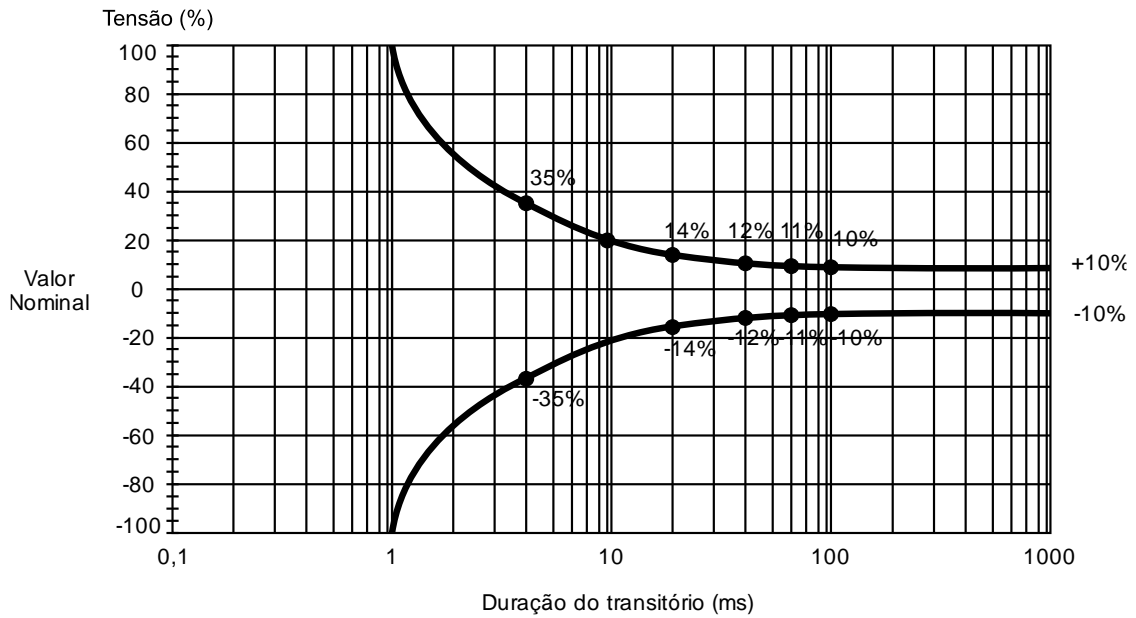


Figura 94 – Performance dinâmica de saída: classificação 2 (Adaptado de: (IEC 62040-3)).

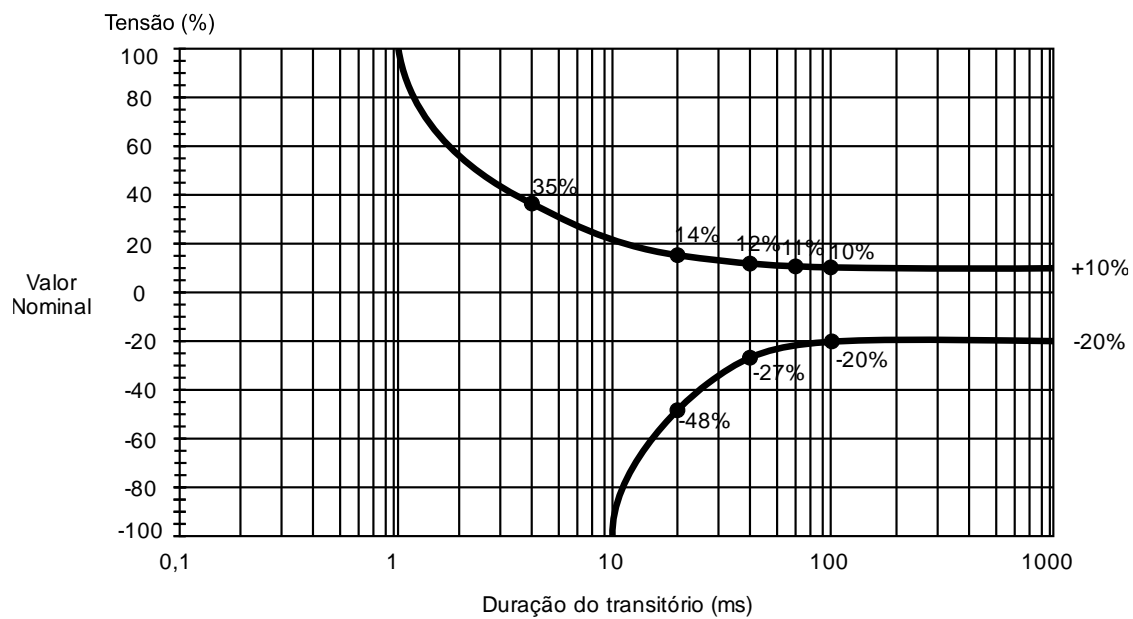


Figura 95 – Performance dinâmica de saída: classificação 3 (Adaptado de: (IEC 62040-3)).

APÊNDICE B CARGA NÃO-LINEAR PADRÃO

De acordo com a norma IEC 62040-3, os degraus de carga não-linear utilizados para classificar o desempenho dinâmico e em regime permanente da UPS são compostos por uma ponte retificadora de diodos, um resistor série de entrada (R_s), alocado para dissipar uma potência ativa de 4% da potência total aparente da fase, uma resistência de carga (R_{nl}), projetada para dissipar uma potência ativa igual a 66% da potência total aparente da fase e um capacitor de filtro (C_{nl}). Cada degrau é projetado para dissipar 33% da potência nominal da UPS, sendo associados em série para corresponder à potência total. A carga não-linear padrão é mostrada na Figura 96.

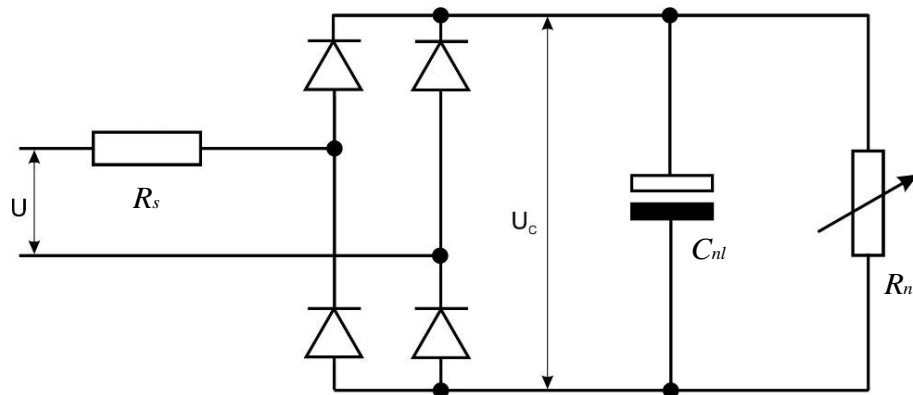


Figura 96 – Carga não-linear padrão de acordo com a norma IEC 62040-3.

Onde U é o valor eficaz da tensão nominal de saída da UPS e U_c é a tensão retificada.

B.1 PROJETO DOS PARÂMETROS DA CARGA NÃO-LINEAR

O capacitor de saída é calculado para uma ondulação de tensão de 5%, correspondente a uma constante de tempo dada por (B.1).

$$R_{nl} C_{nl} = 7,5 / f_u \quad (\text{B.1})$$

Onde f_u é a frequência de saída da UPS.

Considerando a tensão de pico, a distorção da tensão da rede, a queda de tensão nos cabos da linha e a ondulação da tensão retificada, a média da tensão retificada U_c é dada empiricamente por (B.2):

$$U_c = \sqrt{2} \times 0,92 \times 0,96 \times 0,975 \times U = 1,22 \times U \quad (\text{B.2})$$

Assim, os valores dos resistores R_s e R_{nl} são calculados por (B.3) e (B.4), respectivamente.

$$R_s = \frac{0,04 \times U^2}{\frac{S_o}{3}} \quad (\text{B.3})$$

$$R_{nl} = \frac{U_c^2}{\left(0,66 \times \frac{S_o}{3}\right)} \quad (\text{B.4})$$

O valor do capacitor, em farads, é dado por (B.5).

$$C_{nl} = \frac{7,5}{R_{nl} f_u} \quad (\text{B.5})$$

Observações:

- Para a operação com dupla frequência, 50 Hz e 60 Hz, 50 Hz deve ser utilizada no cálculo;
- O valor de capacitância utilizado não deve ser menor do que o valor calculado.
- A queda de tensão na ponte de diodo é negligenciada;
- A tolerâncias nos valores dos componentes calculados deve ser de:
 - R_s : $\pm 10\%$;
 - R_{nl} : deve ser ajustada durante o teste para se obter a potência aparente nominal de saída;
 - C_{nl} : 0 a + 25%.

B.2 CONEXÃO DE CARGAS NÃO-LINEARES DE REFERÊNCIA

- a) Para UPS monofásicas, a carga não-linear de referência é utilizada com potência aparente igual à potência aparente nominal da UPS, até 33 kVA.
- b) Para UPS monofásicas acima de 33 kVA, a carga não-linear de referência é utilizada com potência aparente de 33 kVA, adicionando-se carga linear até a potência aparente e ativa nominal da UPS.
- c) Para UPS trifásicas classificadas até 100 kVA, projetadas para cargas monofásicas, três cargas não-lineares monofásicas de referência iguais devem ser conectadas entre linha-neutro ou linha-linha, dependendo do projeto da UPS.
- d) Para UPS trifásicas classificadas acima de 1000 kVA, as cargas devem ser utilizadas até 100 kVA, adicionando-se carga linear até a potência aparente e ativa nominal da UPS.

APÊNDICE C ESQUEMÁTICO DA UPS IMPLEMENTADA

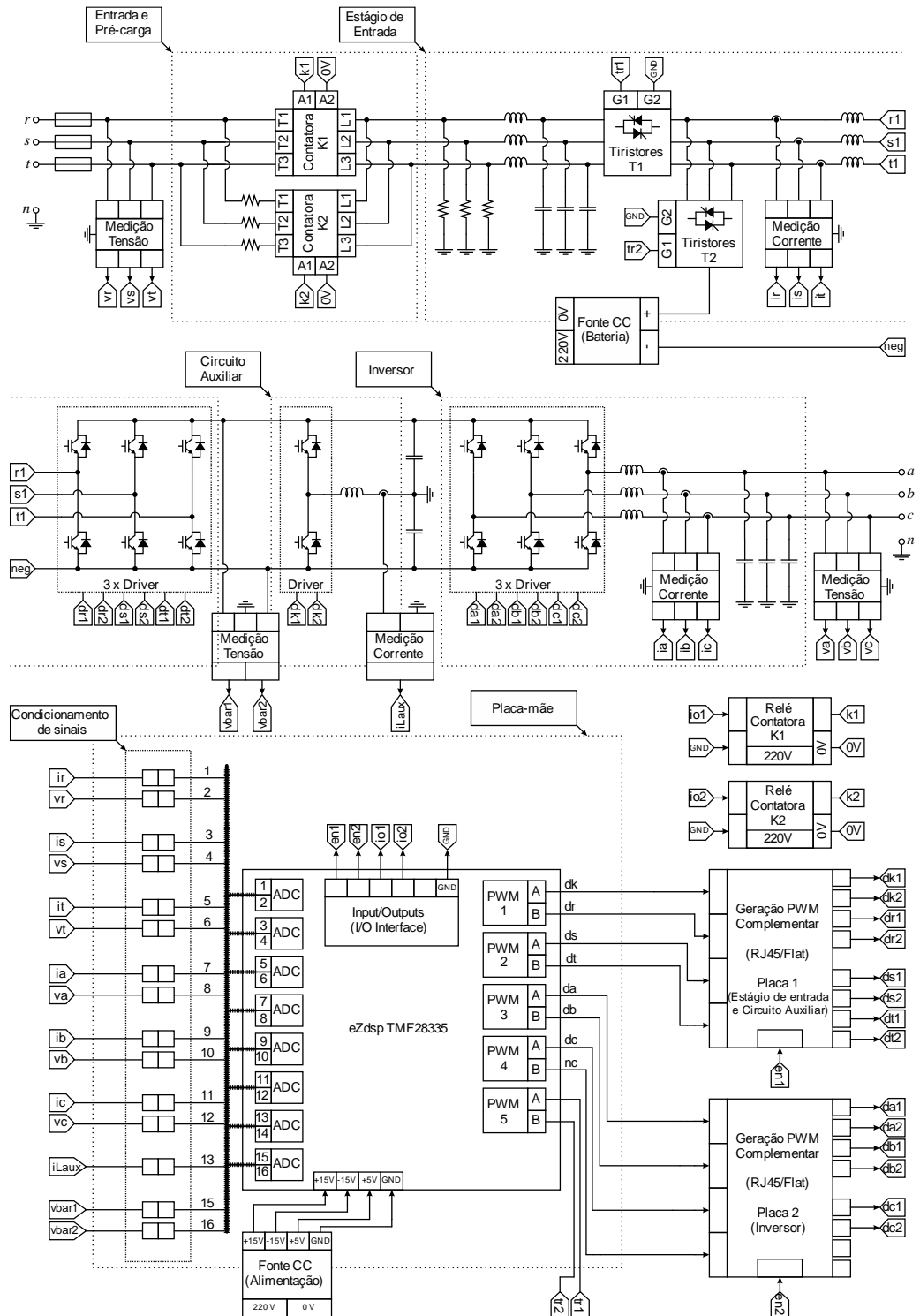


Figura 97 – Esquemático da UPS proposta implementada.


```

//-----
// CONSTANTES DOS CONTROLADORES DO INVERSOR (VETORES)
//-----
float c[14]={ 0, -0.999997486729035 , 1.999365866103565 , -0.999924604618688 ,
1.994242619348406 , -0.999874344189209 , 1.984104737672511 , -0.999824086286031 ,
1.968955470769259 , -0.999773830909027 , 1.948833337933216 , -0.999623079933792 ,
1.859202522020998 , };

float kc[14]={ 0, 0.035214113754546 , -0.035505186888678 , 0.035485823032642 ,
-0.036309556665412 , 0.020979493926822 , -0.021836425929238 , 0.015619763933938 ,
-0.016041895422267 , 0.012370092300903 , -0.012466170530246 , 0.004387353510156 ,
-0.001838769621449 , };

float kp[5]={ 0, 0.408686835844326 , 0.422956059515714 , 0.100410990173118 , };
float kw = 0.2;

//-----
// DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS
//-----
Uint16 i_nch = 0; // Contador para leitura das medidas.
float AD1 = 0, AD2 = 0, AD3 = 0, AD4 = 0, AD5 = 0, AD6 = 0, AD7 = 0, AD8 = 0;
float AD9 = 0, AD10 = 0, AD11 = 0, AD12 = 0, AD13 = 0, AD14 = 0, AD15 = 0, AD16 = 0;
float buf01[buffer_size], buf02[buffer_size];
float irmax = 0, ismax = 0, itmax = 0;
float vbar = 0, vbar1 = 0, vbar2 = 0, vbarmax = 0, vbar1max = 0, vbar2max = 0;
float vr = 0, ir = 0, vs = 0, is = 0, vt = 0, it = 0;
float ebar = 0, ee = 0, ee_lst1 = 0, ee_lst2 = 0;
float iLaux = 0, vd = 0, uaux = 0, eaux = 0, eaux_lst1 = 0, uvd = 0, evd = 0, evd_lst1 = 0, dk = 0;
float eir_lst1 = 0, eis_lst1 = 0, eit_lst1 = 0;
float oia = 110.9, oib = 111.4, oic = 111, ova = 274.6, ovb = 275, ovc = 274.8;
float vdc1 = 0, vdc2 = 0;
float norma_v_min = 0, norma_v_max = 0;
float norma_v = 0, norma_vf = 0, norma_inormal = 0, norma_ifnormal = 0;
float norma_i = 0, norma_if = 0, norma_ibat = 0, norma_ifbat = 0;
float t1 = 0, vamax = 0, vbmax = 0, vcmax = 0, iamax = 0;
float eref_i = 0, eref_f = 0, x = 1, eref = 0, eir=0, eis=0, eit=0, uir=0, uis=0, uit=0;
float irref = 0, isref = 0, itref = 0, offset = 0, GM = 0, ue2 = 0, ue = -15, ue_lst1=0;
long int cont = 0, cont2 = 0, cont3 = 0;
int dtir_rede = -10, dtir_bat = -10, circuito_auxiliar = 0;
int trans = 0, tmin = 0, i = 0, pc = 0, kk = 0;
int ENABLE_INV = 0, DISABLE_RET = 1, normal = 1, bateria = 0;
int dr = 0, ds = 0, dt = 0, controle = 0, chave = 0;
int ffr = 0, ffs = 0, fft = 0;

// Variáveis do inversor.
int da = 0, db = 0, dc = 0;
float vb = 0, vc = 0, ib = 0, ic = 0;
float uva = 0, uvb = 0, uvc = 0, resa1 = 0, resa2 = 0, resb1 = 0, resb2 = 0, resc1 = 0, resc2 = 0;

```

```

float va = 0, varef = 0, eva = 0;
float va1 = 0, va2 = 0, va3 = 0, va4 = 0, va5 = 0, va6 = 0;
float va7 = 0, va8 = 0, va9 = 0, va10 = 0, va11 = 0, va12 = 0;
float va13 = 0, va14 = 0, va15 = 0, va16 = 0;
float va1_lst1 = 0, va2_lst1 = 0, va3_lst1 = 0, va4_lst1 = 0, va5_lst1 = 0, va6_lst1 = 0;
float va7_lst1 = 0, va8_lst1 = 0, va9_lst1 = 0, va10_lst1 = 0, va11_lst1 = 0, va12_lst1 = 0;
float va13_lst1 = 0, va14_lst1 = 0, va15_lst1 = 0, va16_lst1 = 0;
float ia = 0, eia = 0, uia = 0;
float iaref = 0, iaref2 = 0, iarefx = 0;

float vbref = 0, evb = 0;
float vb1 = 0, vb2 = 0, vb3 = 0, vb4 = 0, vb5 = 0, vb6 = 0;
float vb7 = 0, vb8 = 0, vb9 = 0, vb10 = 0, vb11 = 0, vb12 = 0;
float vb13 = 0, vb14 = 0, vb15 = 0, vb16 = 0;
float vb1_lst1 = 0, vb2_lst1 = 0, vb3_lst1 = 0, vb4_lst1 = 0, vb5_lst1 = 0, vb6_lst1 = 0;
float vb7_lst1 = 0, vb8_lst1 = 0, vb9_lst1 = 0, vb10_lst1 = 0, vb11_lst1 = 0, vb12_lst1 = 0;
float vb13_lst1 = 0, vb14_lst1 = 0, vb15_lst1 = 0, vb16_lst1 = 0;
float eib = 0, uib = 0;
float ibref = 0, ibref2 = 0, ibrefx = 0;

float vcref = 0, evc = 0;
float vc1 = 0, vc2 = 0, vc3 = 0, vc4 = 0, vc5 = 0, vc6 = 0;
float vc7 = 0, vc8 = 0, vc9 = 0, vc10 = 0, vc11 = 0, vc12 = 0;
float vc13 = 0, vc14 = 0, vc15 = 0, vc16 = 0;
float vc1_lst1 = 0, vc2_lst1 = 0, vc3_lst1 = 0, vc4_lst1 = 0, vc5_lst1 = 0, vc6_lst1 = 0;
float vc7_lst1 = 0, vc8_lst1 = 0, vc9_lst1 = 0, vc10_lst1 = 0, vc11_lst1 = 0, vc12_lst1 = 0;
float vc13_lst1 = 0, vc14_lst1 = 0, vc15_lst1 = 0, vc16_lst1 = 0;
float eic = 0, uic = 0;
float icref = 0, icref2 = 0, icrefx = 0;

// Inicializa as medidas do AD
float canal[NCH_ADC] = {0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.,0.};

//-----
// ROTINA DE INTERRUPTÃO (NA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO)
//-----
interrupt void epwm1_timer_isr(void)
EPWM1_INT (EPWM1)
{

// Conversão dos canais A/D
EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;           // 1 = clears the ETFLG[INT] flag
AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;     // Início da conversão A/D via software (S/W)
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;

// Espera o ADC para finalizar conversões (testa o 'INT1 flag'):
while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1 == 0); // Aguarda interrupção

```

```

// Reinicializa para a próxima sequência ADC
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;           // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;        // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

// Transmissão sequencial
canal[0] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4); // ADCINA0 -> pino 2, conector P9
canal[13] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4); // ADCINA1 -> pino 1, conector P5
canal[1] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT2 >> 4); // ADCINA2 -> pino 4, conector P9
canal[12] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT3 >> 4); // ADCINA3 -> pino 2, conector P5
canal[2] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT4 >> 4); // ADCINA4 -> pino 6, conector P9
canal[14] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT5 >> 4); // ADCINA5 -> pino 3, conector P5
canal[3] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT6 >> 4); // ADCINA6 -> pino 8, conector P9
canal[15] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT7 >> 4); // ADCINA7 -> pino 4, conector P5
canal[4] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT8 >> 4); // ADCINB0 -> pino 10, conector P9
canal[11] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT9 >> 4); // ADCINB1 -> pino 5, conector P5
canal[5] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT10 >> 4); // ADCINB2 -> pino 12, conector P9
canal[10] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT11 >> 4); // ADCINB3 -> pino 6, conector P5
canal[6] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT12 >> 4); // ADCINB4 -> pino 14, conector P9
canal[9] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT13 >> 4); // ADCINB5 -> pino 7, conector P5
canal[7] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT14 >> 4); // ADCINB6 -> pino 16, conector P9
canal[8] = (float)(AdcRegs.ADCRESULT15 >> 4); // ADCINB7 -> pino 8, conector P5

//-----
// CONVERTE O VALOR EM BITS DOS ADs PARA VALORES EM TENSÃO (AD DE 12 BITS = 4096)
//-----
AD1 = (canal[0] * 0.000732421875); // Corrente da fase r
AD2 = (canal[1] * 0.000732421875); // Tensão da fase r
AD3 = (canal[2] * 0.000732421875); // Corrente da fase s
AD4 = (canal[3] * 0.000732421875); // Tensão da fase s
AD5 = (canal[4] * 0.000732421875); // Corrente da fase t
AD6 = (canal[5] * 0.000732421875); // Tensão da fase t
AD7 = (canal[6] * 0.000732421875); // Corrente da fase a
AD8 = (canal[7] * 0.000732421875); // Tensão da fase a
AD9 = (canal[8] * 0.000732421875); // Corrente fase b
AD10 = (canal[9] * 0.000732421875); // Tensão fase b
AD11 = (canal[10] * 0.000732421875); // Corrente fase c
AD12 = (canal[11] * 0.000732421875); // Tensão fase c
AD13 = (canal[14] * 0.000732421875); // Corrente no indutor do circuito auxiliar
AD14 = (canal[12] * 0.000732421875); // Tensão de barramento 1 (vbar1)
AD15 = (canal[13] * 0.000732421875); // Tensão de barramento 2 (vbar2)
AD16 = (canal[15] * 0.000732421875); // Não utilizado

```

```

//-----
// LEITURA DE VARIÁVEIS DE ENTRADA E CONVERSÃO PARA VALORES REAIS
// Lê a variável, subtrai o offset (se houver), multiplica pelo ganho e ajusta offsets de medição.
//-----
    vr = (AD2 - 1.51) * 195.454545;          // Tensões de entrada
    vs = (AD4 - 1.51) * 195.454545;
    vt = (AD6 - 1.51) * 195.454545;

    ir = (AD1 - 1.487) * 73;                // Correntes de entrada
    is = (AD3 - 1.508) * 73;
    it = (AD5 - 1.51) * 73;

    va = (AD8) * 181 - ova;                 // Tensões de saída
    vb = (AD10) * 181 - ovb;
    vc = (AD12) * 181 - ovc;

    ia = -(AD7) * 73 + oia;                // Correntes de saída
    ib = -(AD9) * 73 + oib;
    ic = -(AD11) * 73 + oic;

    iLaux = -(AD16 * 34 - 53);             // Corrente no indutor do circuito auxiliar

    vbar1 = AD14 * (83.5+vdc1);
    vbar2 = AD15 * (92.5+vdc2);

    vbar = vbar1 + vbar2;                  // Tensão de barramento
    vd = vbar1 - vbar2;                   // Tensão diferencial dos capacitores de barramento

//-----
// PROTEÇÃO CONTRA SOBRETENSÃO NO BARRAMENTO
//-----
    // Proteção individual em cada capacitor
    if (vbar1 > vprot || vbar2 > vprot) {
        GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO82 = 1;
        chave = 0;
        controle = 0;
    }

    // Proteção tensão total de barramento
    if (vbar > (2*vprot)){
        GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO82 = 1;
        chave = 0;
        controle = 0;
    }

```

```

//-----
// ARMAZENA OS VALORES MÁXIMOS DAS TENSÕES DE BARRAMENTO, TOTAL E INDIVIDUAL
//-----
    if (vbar1max < vbar1) vbar1max = vbar1;
    if (vbar2max < vbar2) vbar2max = vbar2;
    if (vbarmax < vbar) vbarmax = vbar;

//-----
// PROTEÇÃO CONTRA SOBRECORRENTE DE ENTRADA
// Desabilita o conversor e o controle.
//-----
    if ((ir > iprot || ir < -iprot) && (cont > 90500)) {
        GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1; controle = 0;}
    if ((is > iprot || is < -iprot) && (cont > 90500)) {
        GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1; controle = 0;}
    if ((it > iprot || it < -iprot) && (cont > 90500)) {
        GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1; controle = 0;}
    if ((iLaux > iprot || iLaux < -iprot) && (cont > 90500)) {
        GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1; controle = 0;}

//-----
// PROTEÇÃO CONTRA SOBRECORRENTE DE SAIDA
// Desabilita o inversor e o controle.
//-----
    if ((ia > iprot_inv || ia < -iprot_inv) && (cont > 90500)) ENABLE_INV = 0;
    if ((ib > iprot_inv || ib < -iprot_inv) && (cont > 90500)) ENABLE_INV = 0;
    if ((ic > iprot_inv || ic < -iprot_inv) && (cont > 90500)) ENABLE_INV = 0;

//-----
// ARMAZENA OS VALORES MÁXIMOS DAS CORRENTES DE ENTRADA
// Apenas depois da pré carga, quando o controle já estiver atuando.
//-----
    if (cont > 0){
        if (irmax < abs(ir)) irmax = abs (ir);
        if (ismax < abs(is)) ismax = abs (is);
        if (itmax < abs(it)) itmax = abs (it);
    }

//-----
// GERAÇÃO DAS SENÓIDES INTERNAS DE REFERÊNCIA
//-----
    varef = vp * sin(w*t1);
    vbref = vp * sin(w*t1 + 2.0943951023931954923084289221863);
    vceref = vp * sin(w*t1 - 2.0943951023931954923084289221863);

    if (t1 >= Tr) t1 = t1-Tr;
    else t1 = t1 + Ts;

```



```

//-----
// VARIÁVEIS EXECUTADAS APENAS UMA VEZ
//-----
if (x == 1){
    eref_f = (vbar_meio*2)*(vbar_meio*2)*cbar*0.5;    // Energia de referência
    eref_i = 1.1*(2*vp)*(2*vp)*cbar*0.5;            // Energia inicial de referência
    eref = eref_i;
    norma_v_min = 0.2*1.2247*vp;                    // Norma mínima de tensão
    norma_v_max = 1.8*1.2247*vp;                    // Norma máxima de tensão
    norma_vf = 1.2247*vp;
    tmin = 2*hold;
    x = 0;
}

//-----
// CÁLCULO DAS NORMAS DE TENSÃO E CORRENTE
//-----

    // Calcula norma de tensão
    norma_v = sqrt(vr*vr + vs*vs + vt*vt);
    norma_vf = norma_vf*a1 + norma_v*(1 - a1);

    // Calcula norma de corrente
    norma_i = sqrt(ir*ir + is*is + it*it);

    //Calcula normas de corrente
    if (normal == 1){
        norma_inormal = sqrt(ir*ir + is*is + it*it);
        norma_ifnormal = norma_ifnormal*a1 + norma_inormal*(1 - a1);
    }

    if (bateria == 1){
        norma_ibat = sqrt(ir*ir + is*is + it*it);
        norma_ifbat = norma_ifbat*a1 + norma_ibat*(1 - a1);
    }

//-----
// CHAVE VIRTUAL QUE INICIALIZA PRÉ CARGA E CONTROLE
// Em cada período de amostragem (cont) uma I/O é setada.
//-----
if (chave == 1) {
    cont2 = 0;
    // Desabilita todos os PWMs (com hardware externo) para efetuar a pré carga do barramento
    if (cont == 0) GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1;    // PINO 15 DISABLE

    // Abre a contadora da rede
    if (cont == 1) GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO82 = 1; // PINO 11 REDE

    // Fecha a contadora de pré carga

```

```

if (cont == 2) GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO46 = 1;    // PINO 7 PRE CARGA

// Abre chaves do inversor
if (cont == 3) GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO42 = 1;    // DISABLE INVERSOR

// Após 6 segundos fecha a contatora da rede
if (cont == 90000) GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO82 = 1; // P2 - PINO 11 REDE

// 2 segundos após fechar a contatora de rede, habilita-se todos os PWMs. //Habilita-se também
o controle. Seto pré-carga (pc) em 1.
if (cont == 120000) {
    GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO86 = 1; controle = 1; pc = 1;
}

// Abre a contatora de pré-carga após 2 segundos.
if (cont == 150000) GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO46 = 1;

//-----
// VERIFICAÇÃO DOS MODOS DE OPERAÇÃO
//-----

// Identifica a transferência para o modo transição.
if ((norma_v < norma_v_min || norma_v > norma_v_max) && normal == 1) trans = 1;

if ((norma_v > norma_v_min && norma_v < norma_v_max) && tmin >= hold && bateria == 1)
trans = 1;

//Identifica a transferência do modo transição para o modo bateria.
if ((norma_v < norma_v_min || norma_v > norma_v_max) && (normal == 0 && trans == 0) &&
(vbar > vbat) && (norma_i < 2) ){
    dtir_rede = -10;
    dtir_bat = 1250;
    bateria = 1;
    normal = 0;
    controle = 1;
}

//Identifica a transferência do modo transição para o modo normal.
if ((norma_v > norma_v_min && norma_v < norma_v_max) && tmin >= hold && trans == 0){
    dtir_bat = -10;
    dtir_rede = 1250;
    bateria = 0;
    normal = 1;
    tmin = 0;
    controle = 1;
}

```

```

//-----
// CONFIGURAÇÃO DE VARIÁVEIS PARA O MODO TRANSIÇÃO
//-----
    if (trans == 1){
        if (i == 0) GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO82 = 1;
        if (i == 1) GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO46 = 1;
        DISABLE_RET = 1; // P2 - PINO 15 DISABLE RETIFICADOR
        controle = 0;
        dtir_rede = -10;
        dtir_bat = -10;
        normal = 0;
        bateria = 0;
        i++;
        tmin++;
        if (tmin >= hold + 10) tmin = hold + 10;
        if (i >= ttrans){
            trans = 0;
            i = 0;
            ee = 0;
            ee_lst1 = 0;
        }
    }

//-----
// ALGORITMO DE CONTROLE PARA O ESTÁGIO DE ENTRADA
//-----
    if (controle == 1 && pc == 1){
        DISABLE_RET = 0;

        // Malha de controle da tensão de barramento
        if (eref < eref_f) eref = eref + 0.000003*eref; // Rampa (energia de referência)
        ebar = vbar*vbar*cbar*0.5;
        ee_lst1 = ee;
        ee = eref - ebar;
        ue = ue + ke1*ee + ke2*ee_lst1;

        // Limitação da referência de corrente
        if (ue > uesat) ue = uesat;
        if (ue < -uesat) ue = -uesat;
        // Variáveis setadas para o modo normal de operação.
        if(normal == 1){
            ue2 = ue;
            irref = vr*ue2/vp;
            isref = vs*ue2/vp;
            itref = vt*ue2/vp;
            ffr = vr/vbar_meio;
            ffs = vs/vbar_meio;
            fft = vt/vbar_meio;
        }
    }

```

```

        dtir_rede = 1250;
        dtir_bat = -10;
        offset = 2500;
        GM = 2500;
    }

// Variáveis setadas para o modo bateria de operação.
if (bateria == 1){
    ue2 = ue*vp/(2*vbat);
    irref = ue2;
    isref = ue2;
    itref = ue2;
    ffr = 0;
    ffs = 0;
    fft = 0;
    offset = 0;
    dtir_rede = -10;
    dtir_bat = 1250;
    GM = 5000;
}

// Malha de controle da tensão diferencial do barramento
if (circuito_auxiliar == 1){

    // Malha de tensão diferencial
    evd_lst1 = evd;                // Atualiza variável
    evd = 0 - vd;                  // Calcula erro
    uvd = uvd + kvd1*evd + kvd2*evd_lst1; // Calcula ação de controle

    // Malha de corrente
    eaux = uvd - iLaux;
    uaux = kiLaux*eaux;
}

else uaux = 0;

// Atualização dos erros de corrente para as três fases.
eir = irref - ir;                // Calcula erro de corrente da fase r
eis = isref - is;                // Calcula erro de corrente da fase s
eit = itref - it;                // Calcula erro de corrente da fase t

// Malha interna de corrente (calcula a razão cíclica de entrada para cada fase)
uir = ki1*eir;
uis = ki1*eis;
uit = ki1*eit;
}

```

```

// Limitação das ações de controle
if (uir > 2) uir = 2;
if (uir < -2) uir = -2;

if (uis > 2) uis = 2;
if (uis < -2) uis = -2;

if (uit > 2) uit = 2;
if (uit < -2) uit = -2;

// Incrementa contador na frequência de amostragem.
cont++;
if (cont > 200000) cont = 200000; // Limita contador

if (DISABLE_RET == 1) GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1;
if (DISABLE_RET == 0) GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO86 = 1;
}

//-----
// SE CHAVE DIFERENTE DE 1, ABRE AS CONTADORAS DE ENTRADA E DESABILITA PWMS
//-----
else {
    if (cont2 == 0) GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO82 = 1; // P2 - PINO 11 REDE
    if (cont2 == 1) GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO46 = 1; // Pré carga
    if (cont2 == 2) GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = 1; // P2 - PINO 15 DISABLE
    if (cont2 == 3) GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO42 = 1; // ABRE INVERSOR
    controle = 0;
    cont = 0;
    cont2++;
    if(cont2 > 10) cont2 = 10;
}

//-----
// GERAÇÃO DAS RAZÕES CÍCLICAS PARA O ESTÁGIO DE ENTRADA E CIRCUITO AUXILIAR
// dr = (ação de controle da malha de corrente) + offset + (ação feedforward)
// 2500 = offset de 0,5, levando em consideração portadora de amplitude de 0 a 1, fs = 15 kHz.
//-----
dr = uir*GM + offset + ffr*2500; // Razão ciclica da fase r
ds = uis*GM + offset + ffs*2500; // Razão ciclica da fase s
dt = uit*GM + offset + fft*2500; // Razão ciclica da fase t
dk = uaux*2500 + 2500; // Razão ciclica do circuito auxiliar

```

```
//-----  
// CONTROLE DO INVERSOR DE SAÍDA  
//-----  
if (ENABLE_INV == 1) {  
    GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO42 = 1;  
  
    // Malhas de tensão  
  
    va1_lst1 = va1;  
    va2_lst1 = va2;  
    va3_lst1 = va3;  
    va4_lst1 = va4;  
    va5_lst1 = va5;  
    va6_lst1 = va6;  
    va7_lst1 = va7;  
    va8_lst1 = va8;  
    va9_lst1 = va9;  
    va10_lst1 = va10;  
    va11_lst1 = va11;  
    va12_lst1 = va12;  
  
    vb1_lst1 = vb1;  
    vb2_lst1 = vb2;  
    vb3_lst1 = vb3;  
    vb4_lst1 = vb4;  
    vb5_lst1 = vb5;  
    vb6_lst1 = vb6;  
    vb7_lst1 = vb7;  
    vb8_lst1 = vb8;  
    vb9_lst1 = vb9;  
    vb10_lst1 = vb10;  
    vb11_lst1 = vb11;  
    vb12_lst1 = vb12;  
  
    vc1_lst1 = vc1;  
    vc2_lst1 = vc2;  
    vc3_lst1 = vc3;  
    vc4_lst1 = vc4;  
    vc5_lst1 = vc5;  
    vc6_lst1 = vc6;  
    vc7_lst1 = vc7;  
    vc8_lst1 = vc8;  
    vc9_lst1 = vc9;  
    vc10_lst1 = vc10;  
    vc11_lst1 = vc11;  
    vc12_lst1 = vc12;
```

```

// Cálculo dos erros de tensão
eva = veref - va - iarefx*kw;
evb = vbref - vb - ibrefx*kw;
evc = vcref - vc - icrefx*kw;

// Ação de controle dos compensadores ressonantes da fase a
va1 = va2_lst1;
va2 = c[1]*va1_lst1 + c[2]*va2_lst1 + eva;
va3 = va4_lst1;
va4 = c[3]*va3_lst1 + c[4]*va4_lst1 + eva;
va5 = va6_lst1;
va6 = c[5]*va5_lst1 + c[6]*va6_lst1 + eva;
va7 = va8_lst1;
va8 = c[7]*va7_lst1 + c[8]*va8_lst1 + eva;
va9 = va10_lst1;
va10 = c[9]*va9_lst1 + c[10]*va10_lst1 + eva;
va11 = va12_lst1;
va12 = c[11]*va11_lst1 + c[12]*va12_lst1 + eva;

// Ação de controle dos compensadores ressonantes da fase b
vb1 = vb2_lst1;
vb2 = c[1]*vb1_lst1 + c[2]*vb2_lst1 + evb;
vb3 = vb4_lst1;
vb4 = c[3]*vb3_lst1 + c[4]*vb4_lst1 + evb;
vb5 = vb6_lst1;
vb6 = c[5]*vb5_lst1 + c[6]*vb6_lst1 + evb;
vb7 = vb8_lst1;
vb8 = c[7]*vb7_lst1 + c[8]*vb8_lst1 + evb;
vb9 = vb10_lst1;
vb10 = c[9]*vb9_lst1 + c[10]*vb10_lst1 + evb;
vb11 = vb12_lst1;
vb12 = c[11]*vb11_lst1 + c[12]*vb12_lst1 + evb;

// Ação de controle dos compensadores ressonantes da fase c
vc1 = vc2_lst1;
vc2 = c[1]*vc1_lst1 + c[2]*vc2_lst1 + evc;
vc3 = vc4_lst1;
vc4 = c[3]*vc3_lst1 + c[4]*vc4_lst1 + evc;
vc5 = vc6_lst1;
vc6 = c[5]*vc5_lst1 + c[6]*vc6_lst1 + evc;
vc7 = vc8_lst1;
vc8 = c[7]*vc7_lst1 + c[8]*vc8_lst1 + evc;
vc9 = vc10_lst1;
vc10 = c[9]*vc9_lst1 + c[10]*vc10_lst1 + evc;
vc11 = vc12_lst1;
vc12 = c[11]*vc11_lst1 + c[12]*vc12_lst1 + evc;

```

```

// Cálculo das referências das malhas de corrente, incluindo os ganhos de retroação
resa1 = kc[1] * va1 + kc[2]*va2 + kc[3]*va3 + kc[4]*va4 + kc[5]*va5 + kc[6]*va6;
resa2 = kc[7] * va7 + kc[8]*va8 + kc[9]*va9 + kc[10]*va10 + kc[11]*va11 + kc[12]*va12;

resb1 = kc[1] * vb1 + kc[2]*vb2 + kc[3]*vb3 + kc[4]*vb4 + kc[5]*vb5 + kc[6]*vb6;
resb2 = kc[7] * vb7 + kc[8]*vb8 + kc[9]*vb9 + kc[10]*vb10 + kc[11]*vb11 + kc[12]*vb12;

resc1 = kc[1] * vc1 + kc[2]*vc2 + kc[3]*vc3 + kc[4]*vc4 + kc[5]*vc5 + kc[6]*vc6;
resc2 = kc[7] * vc7 + kc[8]*vc8 + kc[9]*vc9 + kc[10]*vc10 + kc[11]*vc11 + kc[12]*vc12;

iaref = - kp[1]*ia - kp[2]*va - kp[3]*uia - resa1 - resa2;
ibref = - kp[1]*ib - kp[2]*vb - kp[3]*uib - resb1 - resb2;
icref = - kp[1]*ic - kp[2]*vc - kp[3]*uic - resc1 - resc2;

// Limitação da referência de corrente e anti-windup
iaref2 = iaref;
if (iaref2 > isat) iaref2 = isat;
if (iaref2 < -isat) iaref2 = -isat;
iarefx = iaref - iaref2;

ibref2 = ibref;
if (ibref2 > isat) ibref2 = isat;
if (ibref2 < -isat) ibref2 = -isat;
ibrefx = ibref - ibref2;

icref2 = icref;
if (icref2 > isat) icref2 = isat;
if (icref2 < -isat) icref2 = -isat;
icrefx = icref - icref2;

// Cálculo dos erros das malhas de corrente
eia = iaref2 - ia;
eib = ibref2 - ib;
eic = icref2 - ic;

// Cálculo das ações de controle
uia = ki*eia;
uib = ki*eib;
uic = ki*eic;

```



```

//-----
// GERAÇÃO DAS RAZÕES CÍCLICAS DOS INTERRUPTORES DO INVERSOR
// da = (ação de controle da malha de corrente) + offset
// 2500 = offset de 0,5, levando em consideração portadora de amplitude de 0 a 1, fs = 15 kHz.
//-----
da = uia*2500 + 2500;
db = uib*2500 + 2500;
dc = uic*2500 + 2500;

//-----
// BUFFERS PARA VISUALIZAÇÃO DE VARIÁVEIS (SE NECESSÁRIO)
//-----
    buf01[kk] = ia;
    buf02[kk] = ib;
        if(kk == buffer_size - 1) {kk = 0;}
        else {kk++;}

}

else if (ENABLE_INV == 0) GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO42 = 1;

//-----
// LIMITAÇÃO DE RAZÃO CÍCLICA
//-----
if (dr > 4950) dr = 4950;
if (dr < 50) dr = 50;

if (ds > 4950) ds = 4950;
if (ds < 50) ds = 50;

if (dt > 4950) dt = 4950;
if (dt < 50) dt = 50;

if (da > 4950) da = 4950;
if (da < 50) da = 50;

if (db > 4950) db = 4950;
if (db < 50) db = 50;

if (dc > 4950) dc = 4950;
if (dc < 50) dc = 50;

if (dk > 4500) dk = 4500;
if (dk < 500) dk = 500;

```

```
//-----  
// ATUALIZAÇÃO DAS SAÍDAS PWM  
//-----  
  
// Módulo PWM 1  
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = dk;           // PWM 1A  
EPwm1Regs.CMPB = dr;                     // PWM 1B  
  
// Módulo PWM 2  
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = ds;           // PWM 2A  
EPwm2Regs.CMPB = dt;                     // PWM 2B  
  
// Módulo PWM 3  
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = dc;           // PWM 3A  
EPwm3Regs.CMPB = db;                     // PWM 3B  
  
// Módulo PWM 4  
EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = da;           // PWM 4A  
EPwm4Regs.CMPB = 0;                       // PWM 4B  
  
// Módulo PWM 5  
EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = dtir_rede;    // PWM 5A  
EPwm5Regs.CMPB = dtir_bat;               // PWM 5B  
  
}  
  
//-----  
// FIM DO PROGRAMA  
//-----
```