

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**

**Centro de Tecnologia**

**Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**



**SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA  
CONVERSÃO ISOLADO DE 6kVA**

**HALISSON ALVES DE OLIVEIRA**

**Fortaleza  
Agosto 2007**

**HALISSON ALVES DE OLIVEIRA**

**SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA  
CONVERSÃO ISOLADO DE 6kVA**

Dissertação submetida à Universidade  
Federal do Ceará como parte dos  
requisitos para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz. Dr

Fortaleza  
Agosto 2007

**HALISSON ALVES DE OLIVEIRA**

**SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA  
CONVERSÃO ISOLADO DE 6kVA**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência e Conservação de Energia e aprovado em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

---

Halisson Alves de Oliveira

Banca Examinadora:

---

Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.  
Presidente

---

Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD

---

Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr

---

Prof. Evandro A Soares da Silva, Dr

Fortaleza, Agosto de 2007

*À Deus,  
Por ter me concedido a vida, minha Família,  
meus Amigos, meu caráter, minha determinação  
e uma oportunidade desta magnitude.*

*Aos meus pais Francisco Zildemar e Adelina Alves,  
Ao meus irmãos Charles e Aryna,  
Aos meus Avós Valdemiro(†), Corina, Francisco(†) e Zuleide(†),  
A minha tia e madrinha Maria Aurinete,  
A todos da minha família que não os citei,  
Aos meus Grandes Amigos Tobias Rafael, Paulo Praça e Lucas Maciel.  
À todos que me incentivaram,  
Eu dedico esse trabalho.*

“O importante na vida não é descobrir quem você é, mas construir o que você quer ser. - GEORGE BERNARD SHAW...”

## AGRADECIMENTOS

À FUNCAP (Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico) que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

A Microsol Tecnologia pelo apoio material a qual contribuiu para que o projeto fosse realizado.

Ao professor Cícero Marcos pela sua valiosa orientação e amizade disponibilizada durante estes anos de Mestrado. Agradeço a confiança em mim depositada e a oportunidade de trabalhar em um projeto deste porte.

Ao professor Ricardo Thé por ter me recebido tão bem neste programa e dispor de sua confiança e amizade.

Ao professor René Pastor por dispor de sua experiência e conhecimento sempre que precisei durante o Mestrado, além de sua amizade e atenção.

Aos professores Fernando Antunes, José Carlos, Otacílio, Luiz Henrique e Demercil e a todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, responsáveis diretamente pela minha formação no programa de Mestrado.

Aos meus Grandes amigos de mestrado Tobias Rafael, Paulo Praça, Eber Diniz, Lucas Maciel, e por todos aqueles que me ajudaram direta ou indiretamente em todas as etapas que foram vencidas e pelo companheirismo.

Aos meus amigos de mestrado Mônica Reis, Carlos Belchior, Raphael Amaral, Rômulo Leite, Rômulo Nunes, Rousseau Lima, Isaac Machado e a todos os amigos que por motivo de esquecimento não foram citados.

Aos amigos e futuros engenheiros Levi Gurgel, Ciro Lima, Renan Furtado e Marcos Victor e Joelli Souza, agradeço a ajuda e a paciência.

Aos meus amigos Anis Chehab, Armando Cavero e Flavio Ramalho pela sua dedicação, amizade e apoio moral e a todos os meus amigos da Microsol.

A amiga e colega de trabalho na Universidade de Fortaleza Maria Daniela.

Agradeço a todos acima citados pela paciência ajuda moral, intelectual e pelos momentos de descontração os quais ajudou a aliviar a tensão durante todo o processo de mestrado.

À todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.



## RESUMO

Resumo da dissertação apresentada à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

### **SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA CONVERSÃO ISOLADO DE 6kVA**

HALISSON ALVES DE OLIVEIRA

Neste trabalho foram abordados o projeto, implementação e obtenção de resultados de uma UPS de 6kVA de dupla conversão com isolamento na saída. O sistema é constituído de um inversor em ponte completa com modulação unipolar, carregador de baterias com topologia *Buck*, baterias, sistema supervisor e o circuito de *bypass*. Para aperfeiçoamento do sistema foram utilizadas: técnica de redução de nível de tensão DC no transformador, estudo da utilização da indutância de dispersão do transformador como filtro, redução de indutâncias parasitas no *layout* do estágio de potência e a utilização de IGBT's discretos em paralelo para obtenção da potência requerida. A metodologia de projeto e os resultados experimentais de um protótipo com caráter industrial são apresentados para validar a análise teórica e comprovar o desempenho do sistema.

Número de páginas: 137

Palavras-Chave: Inversor, UPS, Dupla Conversão, Isolado.

## **ABSTRACT**

Abstract of dissertation presented at Universidade Federal do Ceará as partial of fulfillment of the requirements for the Master degree in Electrical Engineering

### **6kVA DUAL CONVERSION UNINTERRUPT POWER SUPPLY WITH OUTPUT ISOLATION**

HALISSON ALVES DE OLIVEIRA

This work presents the design, implementation and experimental results of a 6kVA dual conversion uninterrupt power supply (UPS) with isolated output. The system is composed by a full-bridge inverter using unipolar modulation switching strategy, a battery charger, a bypass circuit and a supervisory system. Improvement techniques were used, such as: DC level reduction in the transformer, transformer leakage inductance as filter component, leakage inductance reduction in the power PCI and paralleled IGBTs to achieve the required power. The design methodology and experimental results of an industrial prototype were presented to validate the theoretical analysis and confirm the system performance.

Number of pages: 137

Keywords: Inverter, UPS, Double Conversion, Isolated

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>XII</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>XVII</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	<b>XVIII</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1</b>	
<b>SISTEMAS UPS MONOFÁSICOS</b>	
1.1 Introdução.....	3
1.2 Tipos de Sistemas de UPS.....	3
1.2.1 Sistemas UPS do Tipo On-Line.....	3
1.2.2 UPS Off-Line.....	4
1.2.3 UPS Line-Interactive.....	5
1.3 Topologias de UPS Monofásicas do Tipo <i>On-Line</i> .....	6
1.3.1 Conversor CA-CC e Conversor CC-CA meia ponte.....	7
1.3.2 Conversor bidirecional com interface no banco de baterias.....	7
1.3.3 Um novo conversor bidirecional com interface no banco de baterias e o barramento CC.....	8
1.3.4 Utilizando dois conversores separados como interface entre banco de baterias e o barramento CC.....	9
1.3.5 Conversor CC-CA Ponte Completa.....	10
1.4 Escolha da Topologia.....	10
1.5 Conclusão.....	12
<b>CAPÍTULO 2</b>	
<b>ANÁLISE DO INVERSOR PONTE COMPLETA</b>	
2.1 Introdução.....	14
2.2 O Análise da Modulação.....	14
2.3 Etapas de operação.....	16
2.3.1 Semiciclo positivo da tensão de saída.....	17
2.3.2 Semiciclo negativo da tensão de saída.....	19

2.4 Projeto do estágio de potência.....	21
2.4.1 Especificações de projeto.....	21
2.4.2 Determinação dos Esforços no Inversor.....	22
2.4.3 Especificação dos Componentes.....	25
2.4.4 Cálculo das perdas dos Semicondutores.....	26
2.4.4.1 Perdas na Ponte Retificadora.....	26
2.4.4.2 Perdas nos diodos de bateria.....	27
2.4.4.3 Perdas no Inversor.....	27
2.4.5 Cálculo térmico.....	30
2.4.6 Dimensionamento do Filtro LC.....	32
2.4.6.1 Cálculo da Indutância de Saída.....	33
2.4.7 Cálculo do Capacitor de Saída.....	33
2.4.8 Dimensionamento do Transformador.....	34
2.5 Estratégia de controle.....	36
2.5.1 Função de Transferência do Inversor.....	42
2.5.2 Compensador e Critérios de Projeto.....	44
2.5.3 Projeto do Compensador de Tensão.....	45
2.5.4 Malha de Corrente.....	46
2.6 Conclusão.....	50

### **CAPÍTULO 3**

#### **ESTUDO DO TRANSFORMADOR**

3.1 INTRODUÇÃO.....	51
3.2 Ensaio do Transformador com Tensão Senoidal.....	51
3.2.1 Tensão Senoidal Sem Carga - Procedimento 1.....	51
3.2.2 Tensão Senoidal Sem Carga - Procedimento 2.....	55
3.2.3 Tensão Senoidal Sem Carga - Procedimento 3.....	56
3.2.4 Tensão Senoidal com Carga - Procedimento 3.....	58
3.3 Ensaio do Transformador com Tensão por comutação PWM unipolar.....	60
3.3.1 Ensaio do Transformador Aplicando Tensão PWM a Vazio.....	60
3.3.2 Ensaio do Transformador Aplicando Tensão PWM com Carga.....	63

3.4 Conclusão.....	65
<b>CAPÍTULO 4</b>	
<b>CIRCUITOS AUXILIARES E ESTUDO DO LAYOUT DA PCI DO INVERSOR</b>	
4.1.Introdução.....	66
4.2. Circuitos Auxiliares.....	66
4.2.1 Carregador de Baterias.....	66
4.2.1.1 Especificações.....	67
4.2.1.2 Projeto do Carregador de Baterias.....	67
4.2.1.3 Cálculo do Indutor do Carregador.....	68
4.2.1.4 Cálculo do capacitor $C_2$ .....	70
4.2.1.5 Cálculo do interruptor $S_1$ .....	70
4.2.1.6 Cálculo do diodo Buck $D_5$ .....	71
4.2.1.7 Cálculo dos diodos $D_{1-4}$ .....	71
4.2.1.8 Cálculo do capacitor $C_1$ .....	72
4.2.1.9 Projeto do controle.....	72
4.2.1.10 O Protótipo do Carregador de Baterias.....	77
4.2.2 Circuito do Bypass.....	78
4.2.3 Supervisão.....	82
4.2.4 Display.....	84
4.3 Estudo do Layout de PCIs e do Gabinete.....	85
4.3.1 Layout do Inversor.....	85
4.3.2 Layout da Chave estática.....	90
4.3.3 Gabinete da UPS.....	91
4.4 Conclusão.....	92
<b>CAPÍTULO 5</b>	
<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</b>	
5.1 Introdução.....	93
5.2 Protótipo.....	95
5.3 Resultados de Simulação.....	97
5.3.1 Simulação em Modo Rede.....	97

5.3.2 Simulação em Modo Bateria.....	102
5.4 Resultados Experimentais.....	104
5.4.1 Resultados do Modo Rede.....	104
5.4.2 Resultados do Modo Bateria.....	108
5.5 Conclusão.....	110
<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>111</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>113</b>
<b>APÊNDICE A.....</b>	<b>117</b>
<b>APÊNDICE B.....</b>	<b>119</b>
<b>APÊNDICE C.....</b>	<b>121</b>
<b>APÊNDICE D.....</b>	<b>123</b>
<b>APÊNDICE E.....</b>	<b>125</b>
<b>APÊNDICE F.....</b>	<b>127</b>
<b>APÊNDICE G.....</b>	<b>130</b>
<b>APÊNDICE H.....</b>	<b>133</b>
<b>APÊNDICE I.....</b>	<b>136</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Diagrama de Blocos de um Sistema UPS padrão.....	4
Figura 1.2 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS <i>off-line</i> .....	5
Figura 1.3 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS <i>Line-interactive</i> .....	6
Figura 1.4 - Sistema UPS com conversor CA-CC e Conversor CC-CA.....	7
Figura 1.5 - Conversor bidirecional com interface no banco de baterias.....	8
Figura 1.6 - Novo conversor bidirecional com interface no banco de baterias e o barramento CC.....	9
Figura 1.7 - Topologia de dois conversores separados como interface entre banco de baterias e o barramento CC.....	10
Figura 1.8 - Sistema proposto de um sistema UPS com topologia Ponte Completa com isolamento na entrada.....	11
Figura 1.9 - Topologia adotada.....	12
Figura 2.1 - SPWM bipolar.....	15
Figura 2.2 – Inversor ponte completa.....	15
Figura 2.3 - SPWM Unipolar.....	15
Figura 2.4 - Principais formas de onda da modulação utilizada.....	16
Figura 2.5 – Primeira etapa do semiciclo positivo.....	17
Figura 2.6 - Segunda etapa do semiciclo positivo.....	18
Figura 2.7 - <i>Terceira etapa do semiciclo positivo</i> .....	18
Figura 2.8 - Quarta etapa do semiciclo positivo.....	19
Figura 2.9 - Primeira etapa do semiciclo negativo.....	19
Figura 2.10 - Segunda etapa do semiciclo negativo.....	20
Figura 2.11 - Terceira etapa do semiciclo negativo.....	21
Figura 2.12 - Quarta etapa do semiciclo negativo.....	21
Figura 2.13 – Características térmicas do dissipador do inversor.....	31
Figura 2.14 - Dimensões do dissipador utilizado no inversor (20 x 86x 160 mm).....	31
Figura 2.15 - <i>Características térmicas do dissipador do retificador e para dos diodos de bateria</i> .....	32
Figura 2.16 - Dimensões do dissipador utilizado no retificador e para os diodos de bateria (35 x 42x 80 mm).....	32
Figura 2.17 - Circuito equivalente do filtro LC de saída.....	33
Figura 2.18 - Estratégia de controle para o inversor.....	36

Figura 2.19 – Circuito de sincronismo com a rede.....	37
Figura 2.20 - Circuito do microcontrolador.....	37
Figura 2.21 – Circuito conversor digital analógico. ....	38
Figura 2.22– Circuito de partida progressiva. ....	38
Figura 2.23 – Circuito de ajuste da senoide de referência.....	39
Figura 2.24 – Circuito de Amostragem e filtro passa baixa. ....	39
Figura 2.25 – Circuito de offset.....	40
Figura 2.26 – <i>Circuito integrador</i> . ....	40
Figura 2.27 - Circuito somador.....	40
Figura 2.28 – Circuito compensador. ....	41
Figura 2.29 – Circuito gerador de triangular. ....	41
Figura 2.30 - Circuito gerador de PWM.....	42
Figura 2.31– <i>Modelo para obtenção da função de transferência do inversor</i> . ....	43
Figura 2.32 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor.....	43
Figura 2.33– Diagrama de Bode do inversor (a) ganho (b) fase. ....	44
Figura 2.34 – Compensador PID. ....	44
Figura 2.35 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor.....	45
Figura 2.36– <i>Diagrama de Bode da FTLA com controle (a) Ganho (b) Fase</i> .....	46
Figura 2.37 – Circuito equivalente do transformador.....	47
Figura 2.38 – Diagrama de blocos do da malha de corrente ....	49
Figura 2.39 – Circuito de controle completo do inversor.....	50
Figura 3.1 - Método de Medida do Transformador com Secundário em Aberto. ....	52
Figura 3.2 - Método de Medida do Transformador com Secundário em Curto .....	52
Figura 3.3 - Circuito equivalente do Transformador.....	52
Figura 3.4 - Valores Obtidos com Osciloscópio em Função de Analisador de Potência (1) 100V/div; (2) 1A/div; (M) 100VA/div; 10ms/div .....	55
Figura 3.5 - Valores de Tensão e Corrente analisadas com software matemático .....	56
Figura 3.6 - Valor Eficaz de tensão e corrente no primário do transformador.....	57
Figura 3.7 – Potência Média no Primário do Transformador.....	58
Figura 3.8 - Valores de tensão e Corrente no Primário do transformador ao se aplicar 3.4KW de Carga no secundário.....	59
Figura 3.9 - Valor de tensão e corrente eficaz no primário do transformador ao se aplicar 3.4KW de Carga no secundário.....	59



Figura 3.10 - Potência média no primário do transformador ao se aplicar 3,4KW de carga no secundário .....	60
Figura 3.11 - Valores de tensão no secundário (Ch1), corrente no primário (Ch3) e tensão no primário (Ch4) com transformador alimentado com tensão por comutação PWM unipolar .....	61
Figura 3.12 - PWM aplicado ao primário do transformador e corrente requerida .....	61
Figura 3.13 - Valor eficaz do PWM e da corrente.....	62
Figura 3.14 - Potência média no Primário ao aplicar o PWM.....	63
Figura 3.15 - Tensão corrente instantânea ao aplicar carga no secundário do transformador.....	63
Figura 3.16 - Tensão e corrente eficaz .....	64
Figura 3.17 - Potência média requerida ao se aplicar carga .....	64
Figura 4.1 – Diagrama de blocos completo do sistema UPS desenvolvido .....	66
Figura 4.2 - Topologia do conversor <i>Buck</i> .....	67
Figura 4.3 –Topologia do carregador de baterias. ....	72
Figura 4.4 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão do carregador (a) Ganho (b) Fase. ....	73
Figura 4.5 – Controlador PID utilizado para controle da tensão. ....	73
Figura 4.6 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão do carregador com controlador (a) Ganho (b) Fase.....	75
Figura 4.7– Controlador PI com filtro. ....	76
Figura 4.8– Diagrama de Bode da FTLA da malha com o controlador (a) Ganho (b) Fase.....	77
Figura 4.9 – Foto do carregador de baterias montado. ....	78
Figura 4.10 – Modos da chave comutadora para bypass manual .....	79
Figura 4.11 - Chave comutadora em modo inversor .....	79
Figura 4.12 - Chave comutadora em modo <i>bypass</i> .....	80
Figura 4. 13 Tensão de saída da UPS sem utilizar chave estática 100V/div; 25ms/div. ....	81
Figura 4.14 - Tensão de saída da UPS com a chave estática 100V/div; 25ms/div.....	82
Figura 4. 15 – Foto da supervisão .....	83
Figura 4. 16 Tela no <i>display</i> da UPS para ativação do inversor.....	84
Figura 4.17 - Tela no <i>display</i> da UPS para desativação do inversor .....	84
Figura 4.18 -Tela de ativação do modo bypass .....	84
Figura 4.19 - Tela indicativa de <i>status</i> da UPS .....	85

Figura 4.20 – Tela com UPS em modo bateria.....	85
Figura 4.21 – Esquemático do inversor ponte completa considerando indutâncias de trilhas do <i>layout</i> .....	86
Figura 4.22 – <i>Layout</i> da primeira PCI.....	87
Figura 4. 23 – Disposição dos principais componentes na primeira PCI confeccionada do inversor.....	87
Figura 4.24 - <i>Layout</i> com as duas faces <i>Bottom</i> e <i>Top</i> da PCI do inversor.....	88
Figura 4.25 - Disposição dos principais componentes na segunda PCI confeccionada do inversor .....	89
Figura 4.26 - Tensão coletor emissor dos IGBT's S1, S2 e S3 100V/div, 4 $\mu$ s/div.....	90
Figura 4.27 - Primeiro <i>layout</i> da PCI de acionamento da chave estática .....	90
Figura 4.28 – <i>layout</i> da nova PCI da chave estática.....	91
Figura 4.29 – Vistas do gabinete .....	92
Figura 5.1 Esquema completo da UPS .....	93
Figura 5.2 - Foto do protótipo em bancada com primeiro <i>layout</i> desenvolvido .....	96
Figura 5.3 - Foto do protótipo em bancada com segundo <i>layout</i> desenvolvido.....	96
Figura 5.4 - Foto do primeiro gabinete em fase de montagem.....	97
Figura 5.5 - Foto do gabinete definitivo montado .....	97
Figura 5.6 - Tensão e corrente na saída do inversor .....	98
Figura 5.7 - Tensão e corrente na entrada na UPS com carga Linear .....	98
Figura 5.8 - Tensão e corrente no indutor L <sub>1</sub> .....	99
Figura 5.9- Ondulação de corrente na saída do inversor .....	99
Figura 5.10 - Ondulação de tensão na saída do inversor .....	100
Figura 5.11 – Ondulação da tensão no barramento CC.....	100
Figura 5.12 - Tensão e corrente no primário do transformador com carga não Linear	101
Figura 5.13 - Tensão e corrente na entrada UPS com carga não Linear .....	101
Figura 5.14 - Tensão e corrente no indutor L <sub>1</sub> com carga não Linear.....	102
Figura 5.15 - Ondulação de corrente na saída do inversor após o filtro LC com carga não Linear.....	102
Figura 5.16 - Ondulação de tensão na saída do inversor após o filtro LC com carga não Linear.....	102
Figura 5.17 - Tensão no barramento CC com carga não Linear.....	103
Figura 5.18 - Tensão e corrente no primário do transformador.....	103

Figura 5.19 - Tensão e corrente na conexão do banco de baterias com o barramento CC .....	104
Figura 5.20 - Tensão e corrente no Indutor .....	104
Figura 5.21 - Ondulação de corrente na saída do inversor após o filtro LC.....	105
Figura 5.22 - Ondulação de tensão na saída do inversor após o filtro LC .....	105
Figura 5.23 - Esquema da carga não Linear. ....	106
Figura 5.24 – Tensões nos interruptores.....	106
Figura 5.25 – Tensão na saída do inversor sem carga (a) e com carga (b) com a atuação do <i>soft start</i> : a) 50V/div; b)50V/div; 250ms/div. ....	107
Figura 5.26 - Tensão no barramento na transição de modo rede para modo bateria (a) e de modo bateria para modo rede (b): a) 100V/div; b) 100V/div; 250ms/div.....	107
Figura 5.27 - Tensão na saída da UPS na transição do modo inversor para modo <i>bypass</i> (a) e do modo <i>bypass</i> para modo inversor (b): a) 100V/div; b) 100V/div; 25ms/div. ....	108
Figura 5.28 - Tensão no barramento em modo rede ( $V_b$ ), tensão na saída do inversor ( $V_{inv}$ ), e corrente na saída do inversor ( $I_{inv}$ ): ( $V_b$ ) 100V/div; ( $V_{inv}$ ) 50V/div; ( $I_{inv}$ ) 200mV/div; 5ms/div.....	108
Figura 5.29 – Tensão e corrente na saída do inversor aplicando carga não linear: ( $V_{inv}$ ) 100V/div; ( $I_{inv}$ ) 25A/div ; 10ms/div. ....	109
Figura 5.30 – Tensão de saída na transição do modo rede para o modo bateria: 50V/div; 250ms/div. ....	109
Figura 5.31 - Tensão e corrente na saída da UPS e tensão no barramento na falta de rede sem a utilização de chave estática: ( $V_{bar}$ ) 100V/div; ( $V_0$ ) 100V/div; ( $I_0$ ) 100mV/div; 25ms/div. ....	110
Figura 5.32 - Tensão de saída em modo bateria com a atuação do <i>soft start</i> sem carga (a) e aplicando carga (b): (a) 50V/div; (b) 50V/div; 250ms/div.....	110
Figura 5.33 - Tensão na saída do inversor em modo bateria: 50V/div; 5ms/div.....	111
Figura 5.34 - Tensão e corrente na saída do inversor , com carga não linear e tensão de barramento: ( $V_{bar}$ ) 100V/div; ( $V_0$ ) 50V/div; ( $I_0$ ) 500mV/div; 5ms/div.....	111

**LISTA DE TABELAS**

Tabela 2.1 – <i>Característica dos Componentes do Conversor CC</i> .....	26
Tabela 2.2– <i>Característica da Ponte Retificadora</i> .....	26
Tabela 2.3– <i>Característica do Diodo de Bateria</i> .....	27
Tabela 2.4– <i>Característica do IGBT IRGP50B60PD1</i> .....	28
Tabela 3.1 – <i>Dados Coletados no Ensaio</i> .....	52
Tabela 5.1– <i>Especificação do Inversor</i> .....	94
Tabela 2.2– <i>Transformador do Inversor</i> .....	94
Tabela 5.3– <i>Transformador do Bypass</i> .....	95
Tabela 5.4 – <i>Carregador de Baterias</i> .....	95

## SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
$A/D$	Conversor Analógico Digital	
$A_m$	Amplitude da Moduladora	
$A_p$	Amplitude da Portadora	
$A_e$	Área Efetiva da Perna Central do Núcleo	$cm^2$
$A_w$	Área da Janela do Núcleo	$cm^2$
$a_1$	Amplitude da Componente Fundamental de Tensão	V
$\beta$	Ganho de Amostragem	
$B$	Densidade de Fluxo	T
$D$	Razão Cíclica	
$f_p$	Frequência da Portadora	Hz
$f_m$	Frequência da Moduladora	Hz
$F_{PWM}$	Frequência do Sinal PWM	Hz
$FP$	Fator de Potência	
FC	Fator de Crista	
$F_m$	Ganho do Modulador	
$f_R$	Frequência de Operação da Rede	Hz
$f_{ch}$	Frequência de Comutação ou Chaveamento	Hz
$f_0$	Frequência de Corte do Filtro de Saída	Hz
$Gp(S)$	Função de Transferência da Planta	A
$Gc(S)$	Função de Transferência do Controlador	
$g$	Tamanho do Entreferro	cm
$I_{mds}$	Corrente média no interruptor	A
$I_{0\_RMS}$	Corrente Eficaz de Saída do Inversor	A
$I_{0\_PICO}$	Corrente de Pico do Inversor	A
$I_{CN}$	Corrente Nominal de Coletor do IGBT	A
$I_{FN}$	Corrente de Condução do Diodo do IGBT	A
$I_{rr}$	Corrente de Recuperação Reversa do Diodo do IGBT	A
$J$	Densidade de Corrente	$A/cm^2$
$K$	Fator de Ocupação	
$L_{bateria}$	Indutor Série do Conversor Elevador	
$L_s$	Indutor do Filtro de Saída	H
$M$	Índice de Modulação	
$Mf$	Razão entre Frequências	
$N$	Número de Espiras do Indutor	
$N_{pontes}$	Número de pontes retificadoras	
$N_{diodos}^o$	Número de Diodos das Pontes Retificadoras	
$N_{CP}$	Quantidade de Fios em Paralelo	
$P_{onIGBT}$	Perda na Entrada em Condução do IGBT	W

$P_{offIGBT}$	Perdas por Bloqueio no IGBT	W
$P_{totIGBT}$	Perda de Potência Média Total no IGBT	W
$P_{conD}$	Perda por Condução em Cada Diodo do IGBT	W
$P_{comD}$	Perda por Comutação em Cada Diodo do IGBT	W
$P_{conIGBT}$	Perda na Condução em Cada IGBT	W
$P_d$	Perda em Condução dos Diodos de Bateria	W
$P_0$	Potência Ativa de Saída	W
$P_{totD}$	Perda de Potência Média Total no Diodo do IGBT	W
PI	Controlador Proporcional Integral	
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo	
$Q_{ee}$	Carga de Recuperação Reversa do Diodo do IGBT	C
$R_{cd}$	Resistência Térmica Entre Cápsula e Dissipador	$^{\circ}C/W$
$R_{diss}$	Resistência Térmica do dissipador	$^{\circ}C/W$
$R_J$	Resistência Térmica Entre Junção e Cápsula	$^{\circ}C/W$
$R_0$	Resistência de Carga do Inversor	$\Omega$
$S_n$	Interruptores ou Chaves	
$S_{CU}$	Seção do Fio de Cobre	$cm^2$
$S_0$	Potência Aparente de Saída	VA
THD	Distorção Harmônica Total	
$T_a$	Temperatura Ambiente	$^{\circ}C$
$T_{CH}$	Período de Chaveamento	s
$T_j$	Temperatura de Junção	$^{\circ}C$
$T_S$	Período de Chaveamento do Inversor	S
$t_r$	Tempo de Subida Nominal do IGBT	s
$t_f$	Tempo de Descida Nominal do IGBT	s
$t_{rr}$	Tempo de Recuperação Reversa do Diodo do IGBT	s
$V_0$	Tensão de Saída do Inversor	V
$V_{CC}$	Tensão Contínua da Fonte de Entrada	V
$V_{entrada}$	Tensão de Pico da Saída do Inversor	V
$V_{P2}$	Tensão do Potenciômetro de Ajuste do Circuito de Realimentação	V
$V_{MD}$	Tensão Média da Tensão de Saída do Inversor antes do Filtro de Saída	V
$V_{CEO}$	Tensão de Limiar do IGBT	V
$V_{FO}$	Tensão de Limiar do Diodo do IGBT	V
$V_{FN}$	Queda de Tensão no Diodo do IGBT	V
$V_{TRI}$	Tensão Máxima de Referência da Triangular	V
$V \max_{SEN}$	Amplitude Máxima da Senóide de Referência	V
$V_{OUT}$	Tensão de Saída do Inversor	V

$V_{IN}$	Tensão de Entrada do Barramento CC	V
$V_L$	Tensão no Indutor	V
$w_0$	Frequência dos Pólos da Planta em Rad/seg	Rad/s
$Z$	Impedância Equivalente entre o Capacitor e a Carga	
$\Delta I$	Varição de Corrente	A
$\Delta t$	Varição de Tempo	s
$\Delta d$	Varição da Razão Cíclica	

Simbologia adotada nos diagramas de circuito:

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
S	Interruptor Controlado
R	Resistor
V	Fonte de Tensão
U	Circuitos Integrados

Símbolos de unidades de grandezas físicas:

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
$\Omega$	Ohm
A	Ampére
cm	Centímetro
dB	Decibel
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
rad	Radiano
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt

## INTRODUÇÃO

Atualmente é grande a demanda por fontes ininterruptas de energia no mundo, tanto em sistemas industriais, de telecomunicações e de informática, quanto em sistemas de emergência hospitalar incluindo equipamentos sensíveis de suporte à vida entre outros. Estas fontes são conhecidas internacionalmente pelo termo *UPS (Uninterruptible Power Supply)*, popularmente conhecidas no Brasil como *No-Break ou sistema ininterrupto de energia* [1]. Sistemas *UPS* provêm energia elétrica com qualidade, ideal para cargas críticas e vitais, protegendo cargas sensíveis contra grande parte dos distúrbios que ocorrem na tensão de fornecimento da concessionária de energia, dentre os quais se destacam: os surtos de tensão que envolvem as situações de subtensão e sobretensão, interrupções de qualquer magnitude na rede elétrica e oscilações transitórias na frequência.

As concessionárias de energia nem sempre são capazes de garantir a entrega de energia elétrica sem interrupções ou sem distúrbios. Diante dessa situação a eletrônica de potência propõe algumas soluções para essa problemática. A fonte ininterrupta de energia é capaz de prover energia elétrica de forma adequada e com qualidade para uma determinada carga mesmo com os distúrbios e interrupções da tensão de fornecimento da concessionária de energia elétrica.

O presente trabalho consiste no projeto e construção de uma UPS de 6kVA no qual tem como justificativa para seu desenvolvimento a redução de custos, com a utilização de materiais e componentes mais baratos sem comprometer a confiabilidade do sistema, maior simplicidade de manutenção ao dispor suas placas de circuito impresso (PCI) de uma forma que facilite sua manutenção e robustez, sendo utilizado diversos componentes de uma UPS já existente de um fabricante deste tipo de sistema.

A contribuição deste trabalho tem como pontos principais o estudo do layout da PCI do inversor ao se utilizar alta frequência e alta potência utilizando IGBT's discreto e em paralelo, uma técnica de obter as perdas de um transformador de baixa frequência ao alimentá-lo com uma tensão por modulação PWM senoidal e compará-las as perdas quando o mesmo opera com uma tensão senoidal em 60Hz, bem como todo o projeto do sistema UPS.

A estratégia de controle para a tensão, abordada neste trabalho, é baseada no controlador PID (Proporcional Integral Derivativo), a técnica de modulação utilizada é a unipolar a três níveis e a topologia adotada para o inversor é a ponte completa. Um



monitoramento de corrente é utilizando com um sensor *Hall* de corrente para reduzir qualquer nível CC de tensão na saída do inversor evitando a saturação do transformador.

Ao final deste trabalho, será apresentado o protótipo contemplando toda a análise teórica realizada no decorrer dos capítulos. Uma breve síntese dos capítulos é apresentada a seguir.

- No capítulo 1 tem-se uma revisão de alguns sistemas UPS existentes com uma breve explicação de suas características, vantagens e desvantagens.
- O capítulo 2, apresenta a topologia do inversor escolhida, bem como seu projeto, etapas de operação, tipo de modulação utilizada, projeto dos magnéticos e explicação dos blocos do controle adotado.
- O capítulo 3 aborda um estudo com o transformador anteriormente projetado no capítulo 2, no qual é realizada experimentalmente a utilização da dispersão do transformador como elemento de filtro ao se remover o indutor do filtro LC. Este estudo tem como finalidade a redução de custo ao retirar um dos magnéticos sem comprometer a confiabilidade do sistema.
- O capítulo 4 apresenta os critérios de projeto utilizados no carregador de baterias, métodos de melhorias adotados com relação ao *Layout* da PCI do estágio de potência utilizando IGBTs discretos em paralelo, e soluções adotadas nos circuitos auxiliares para garantir maior confiabilidade da UPS desenvolvida.
- O capítulo 5 mostra os resultados experimentais e de simulação do protótipo montado, contemplando todo o estudo teórico realizado e especificações dos capítulos anteriores.
- Ao fim do trabalho descreve-se a conclusão geral acerca de todo o estudo desenvolvido, juntamente com sugestões para melhorias futuras em trabalhos utilizando esse tipo de projeto.

# CAPÍTULO 1

## SISTEMAS UPS MONOFÁSICOS

### 1.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado as principais características de sistemas UPS (*Uninterruptible Power Supply*) do tipo *on-line* destacando as vantagens e desvantagens do sistema com relação à topologia do inversor empregado. Os tipos de UPS podem ser classificados em basicamente três, sendo: UPS *on-line* ou de dupla conversão, UPS *off-line* ou *standby* e UPS *Line-interactive* [1] [2].

No decorrer do capítulo também serão tratados os tipos de inversores mais utilizados em sistemas UPS.

### 1.2 Tipos de Sistemas UPS

#### 1.2.1 Sistemas UPS do Tipo On-Line

As UPS do tipo *on-line* fornecem continuamente energia às cargas as quais estão conectadas mesmo durante a ausência de rede ou devido a qualquer distúrbio ocorrido no fornecimento de energia elétrica. Para operação sem a necessidade da rede elétrica, a UPS conta com um banco de baterias que podem suprir por tempo limitado (dependendo da capacidade das baterias) a energia necessária para que as cargas conectadas a ela possam continuar funcionando até que a rede elétrica seja normalizada, ou durante o tempo em que um gerador elétrico (que geralmente é conectado em paralelo a rede elétrica) entre em funcionamento.

O sistema UPS do tipo *on-line* padrão é composto de um retificador, um inversor, um banco de baterias, um carregador de baterias e um circuito de *bypass* e, dependendo da UPS, isolamento galvânico entre entrada e saída através de um transformador. A Figura 1.1 mostra o diagrama de blocos do sistema UPS descrito acima.

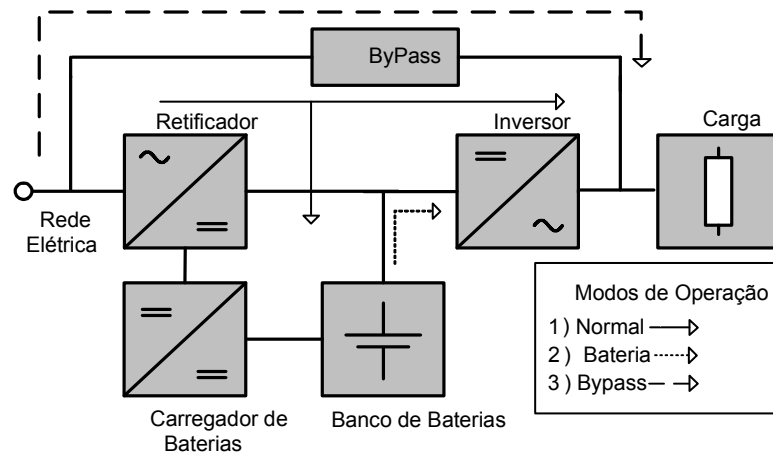


Figura 1.1 - Diagrama de Blocos de um Sistema UPS padrão.

No caso do sistema descrito pelo diagrama de blocos acima, o retificador alimenta continuamente o inversor, o qual converte uma corrente contínua em alternada, ajustando continuamente a amplitude e frequência para que, na sua saída, o sistema forneça sempre uma tensão estável para a carga. O inversor é dimensionado para operar tanto em modo rede como em modo bateria, proporcionando um tempo de transferência praticamente zero na transição entre os dois modos. Uma outra característica neste tipo de sistema é o modo *bypass*, o qual pode entrar em funcionamento automaticamente dependendo da decisão tomada pela supervisão do sistema, ou manualmente.

As UPS do tipo *on-line* operam em três modos, sendo eles o modo rede, o modo bateria e o modo *bypass* [2].

- **Modo rede:** O sistema provê energia da rede elétrica processando esta energia nos estágios do retificador e do inversor, antes de entregá-la à carga. Neste modo, o banco de baterias é continuamente carregado.
- **Modo bateria:** Ao ser detectado níveis de tensão fora dos valores especificados na tensão de rede, a tensão de entrada do retificador é desconectada e, com transferência de tempo zero, o banco de baterias passa a suprir o barramento CC e este, o inversor.
- **Modo *bypass*:** Entra em funcionamento no momento de falha no inversor. Neste modo de operação, a carga é conectada diretamente à rede elétrica, ficando a mesma sujeita a variação e distúrbios da rede.

### 1.2.2 UPS Off-line

A UPS do tipo *off-line*, também conhecida como UPS *standby*, consiste de um

conversor para carga das baterias, banco de baterias, inversor e uma chave estática [32] [33] [52].

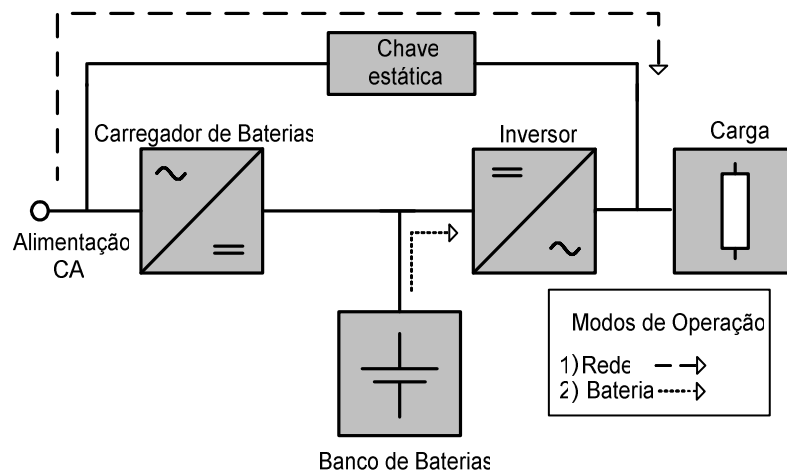


Figura 1.2 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS *off-line*.

Durante a operação em modo rede, a chave estática permanece fechada. Dessa forma, a carga é alimentada diretamente da rede, sem nenhum processamento de energia. O conversor funciona apenas para o carregamento das baterias, pois não processa a potência demandada pela carga. O inversor é projetado para atender a potência máxima da carga, ficando conectado em paralelo com a rede de alimentação, permanecendo desligado enquanto o modo rede estiver em funcionamento. Na operação em modo bateria, a carga é alimentada pela energia acumulada nas baterias através do inversor, até que o período de autonomia seja atingido [3].

Essa topologia apresenta como vantagens, em relação às outras configurações: custo reduzido; tamanho pequeno; e como desvantagens: impossibilidade da regulação da tensão de saída no modo rede, devido à chave estática conectar a carga diretamente à entrada; tempo de transição crítico entre os modos de operação para determinadas cargas a baixo desempenho para cargas não lineares [3].

### 1.2.3 UPS Line-interactive

A topologia do sistema UPS *line-interactive* é apresentado na Figura 1.3 e consiste em uma chave estática na entrada, seguido de um indutor em série, um conversor bidirecional, que cumpre papel tanto de conversor CA-CC, quanto CC-CA, e um banco de baterias. A configuração *line-interactive* tem a possibilidade de operar como uma UPS *on-line* ou como uma UPS *off-line*, não sendo exigido para isso o indutor série.

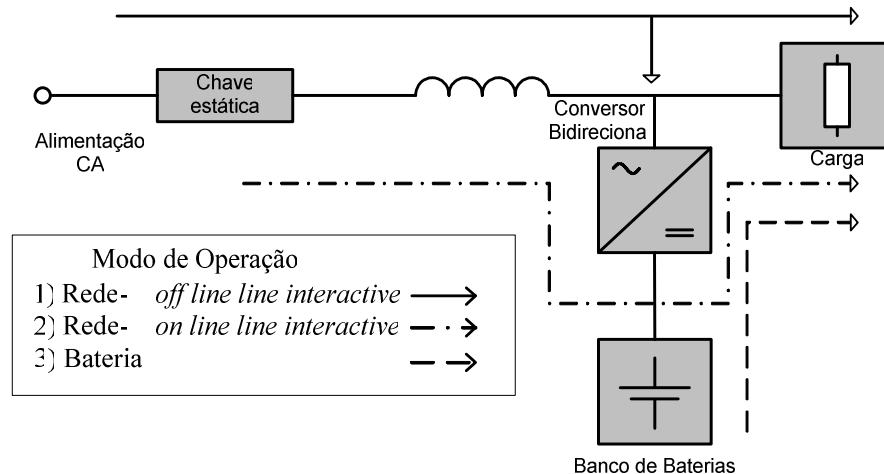


Figura 1.3 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS *Line-interactive*.

Quando a alimentação CA está dentro das tolerâncias aceitas, a carga é alimentada diretamente pela rede. O conversor bidirecional, conectado em paralelo, funciona como um carregador de baterias. Nesse instante, também é possível que o conversor bidirecional supra os reativos, com correção do fator de potência e regulação da tensão de saída [5]. Quando existir corte da rede de alimentação ou alguma perturbação na entrada, a carga é alimentada no modo bateria. Nesse modo, a chave estática é aberta e a energia acumulada nas baterias é entregue à carga através do conversor bidirecional, que funciona como um inversor.

Esta topologia apresenta uma série de vantagens como, dimensionamento mais simples e menor custo e melhor rendimento se comparado à topologia *on-line*, possibilidade de correção do fator de potência. Contudo algumas desvantagens podem ser observadas como é o caso da isolação a qual só é possível na entrada ou na saída do sistema, significando um transformador isolador projetado para frequência de linha, não há regulação da tensão de saída no modo rede de operação, quando a carga está conectada diretamente à entrada CA.

### 1.3 Topologias de UPS Monofásicas do Tipo *On-Line*

No presente tópico será descrito algumas topologias de sistemas UPS do tipo *on-line*, dentre as quais serão mostradas vantagens e desvantagens, bem como a justificativa da escolha da topologia a ser adotada no projeto.

Nas topologias abordadas a seguir, o foco será o inversor, conforme estudos realizados por [1], não sendo descrito o funcionamento nem as etapas de operação. As topologias aqui descritas serão avaliadas como não isoladas.

### 1.3.1 Conversor CA-CC e Conversor CC-CA meia ponte

O primeiro sistema UPS proposto é um conversor CA-CC e CC-CA, conforme pode ser visto na Figura 1.4.

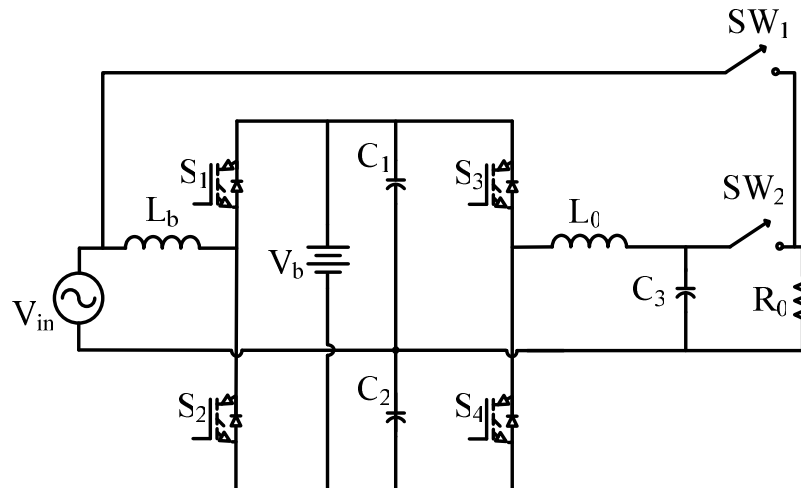


Figura 1.4 - Sistema UPS com conversor CA-CC e Conversor CC-CA [1].

A principal vantagem nesta topologia se deve ao fato deste sistema operar com fator de potência unitário através do indutor  $L_b$  e pela modulação empregada no estágio CA-CC e menor número de semicondutores. Entretanto, devido à característica de dobradora de tensão no estágio CA-CC, o barramento CC deverá operar no mínimo com o dobro da tensão de pico de entrada, sendo necessário que os capacitores do barramento CC possuam no mínimo o dobro da tensão de entrada.

Esta topologia possui algumas desvantagens que não são atrativas para o projeto como, por exemplo, não possuir controle da tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  quando operando em modo bateria, um grande número de baterias e por ser necessários capacitores do barramento CC com tensão de no mínimo a tensão de pico de entrada, aumentando consideravelmente o custo do projeto, pois os capacitores do barramento CC e as baterias são os componentes de maior custo em um inversor, principalmente para a potência necessária de 6KVA.

### 1.3.2 Conversor bidirecional com interface no banco de baterias

A Figura 1.5 apresenta uma solução na topologia anterior, na qual um conversor bidirecional é adicionado funcionando como carregador de baterias no modo rede e um conversor elevador no modo bateria reduzindo o número de baterias, no entanto durante a

operação do inversor em modo bateria o desbalanço da tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  ainda apresenta problemas.

Como mencionado anteriormente, a questão do custo desta topologia com relação aos capacitores do barramento CC, e a adição de mais um conversor para redução do número de baterias, não se mostrou a mais adequada. Foi avaliado que a topologia também possui elevadas perdas no estágio elevador, quando operado em modo bateria. Por estas razões a topologia não se mostrou a mais adequada.

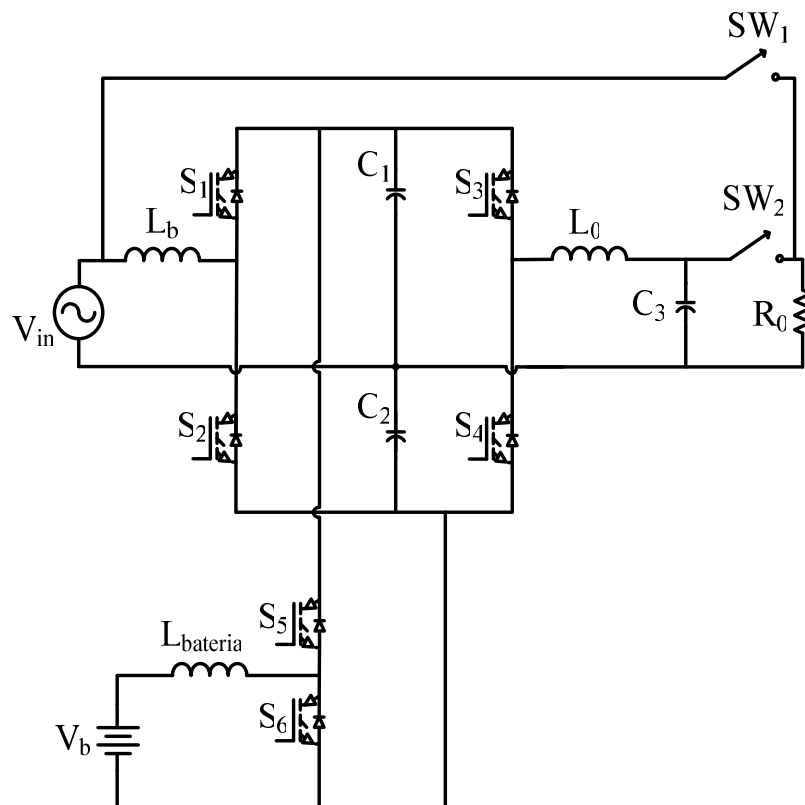


Figura 1.5 - Conversor bidirecional com interface no banco de baterias [1].

### 1.3.3 Um novo conversor bidirecional com interface no banco de baterias e o barramento CC.

A Figura 1.6 apresenta a topologia de um novo conversor bidirecional com interface no banco de baterias e o barramento CC.

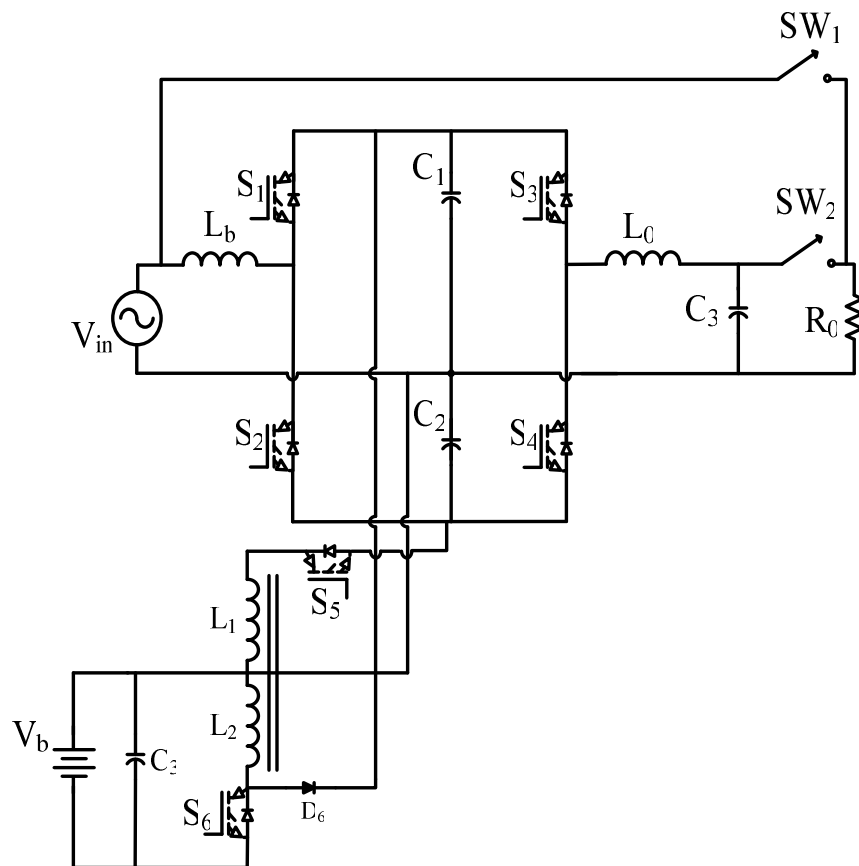


Figura 1.6 - Novo conversor bidirecional com interface no banco de baterias e o barramento CC [1].

Uma nova tentativa de solucionar as desvantagens do conversor bidirecional com interface no banco de baterias foi apresentada em [1]. A topologia apresenta um conversor bidirecional com interface entre o banco de baterias e o barramento CC, resolvendo o problema do desbalanceamento de tensão nos capacitores do barramento CC mas, apesar de obter uma melhoria significativa com relação à topologia anterior, esta nova topologia apresentada inclui um número maior de componentes e proporciona uma maior complexidade, estando mais sujeita a falhas, devido à maior quantidade de interruptores a serem controlados.

#### 1.3.4 Utilizando dois conversores separados como interface entre banco de baterias e o barramento CC.

A Figura 1.7 apresenta a topologia de dois conversores separados como interface entre banco de baterias e o barramento CC.



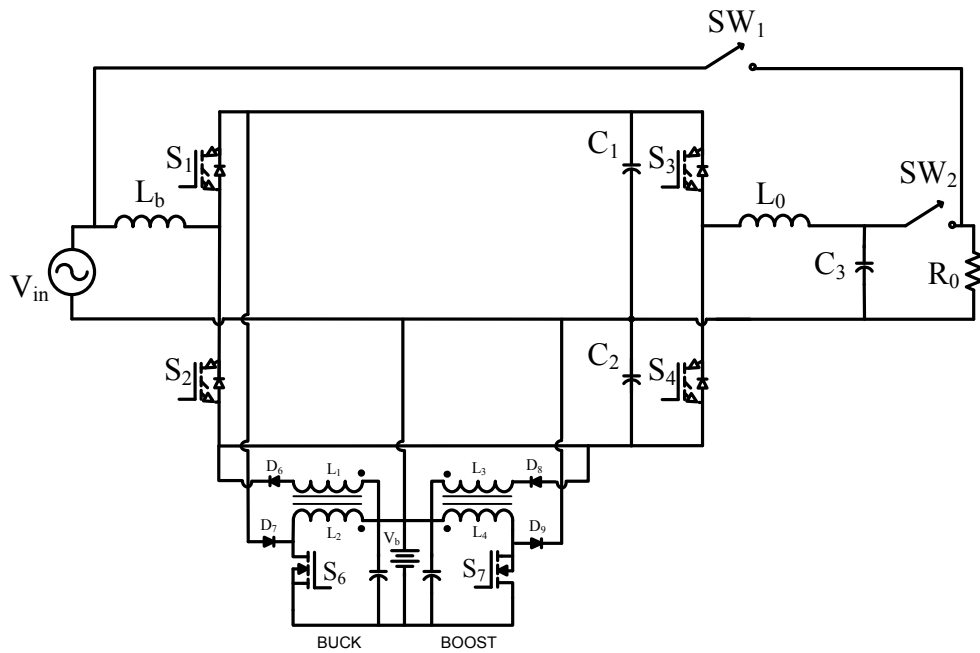


Figura 1.7 - Topologia de dois conversores separados como interface entre banco de baterias e o barramento CC [1].

Esta topologia proposta possui características estruturais semelhantes à apresentada na Figura 1.6, mas da mesma forma que as estruturas anteriormente apresentadas, seu custo é elevado apesar das vantagens levantadas.

Como observado anteriormente, as topologias utilizando conversores CC-CA na configuração meia ponte não atendem à especificação de baixo custo, em número reduzido de componentes, e simplicidade, no que diz respeito ao controle. Foi verificado que existe a possibilidade de mau funcionamento se o conversor operando em modo bateria for conectado a um retificador de meia onda [1]. Para solucionar este problema, é necessária a utilização de outros conversores elevando o custo e a complexidade ao sistema. Desta forma, as topologias abordadas em [1] não atenderam aos requisitos propostos do projeto.

### 1.3.5 Conversor CC-CA Ponte Completa

Foi apresentada em [1] que a topologia da Figura 1.8 tem a característica de possuir um transformador de baixa frequência na entrada necessário para isolamento e seleção da tensão de alimentação, aliado a um conversor *boost* para elevar a tensão do barramento e, um autotransformador na saída para a seleção da tensão. Esta topologia tem como principais características a robustez, confiabilidade e ser bem difundida no setor industrial.

A principal desvantagem que podem ser destacada é o elevado peso devido a utilização de um transformador necessário para seleção da tensão de entrada e de um autotransformador para seleção da tensão de saída.

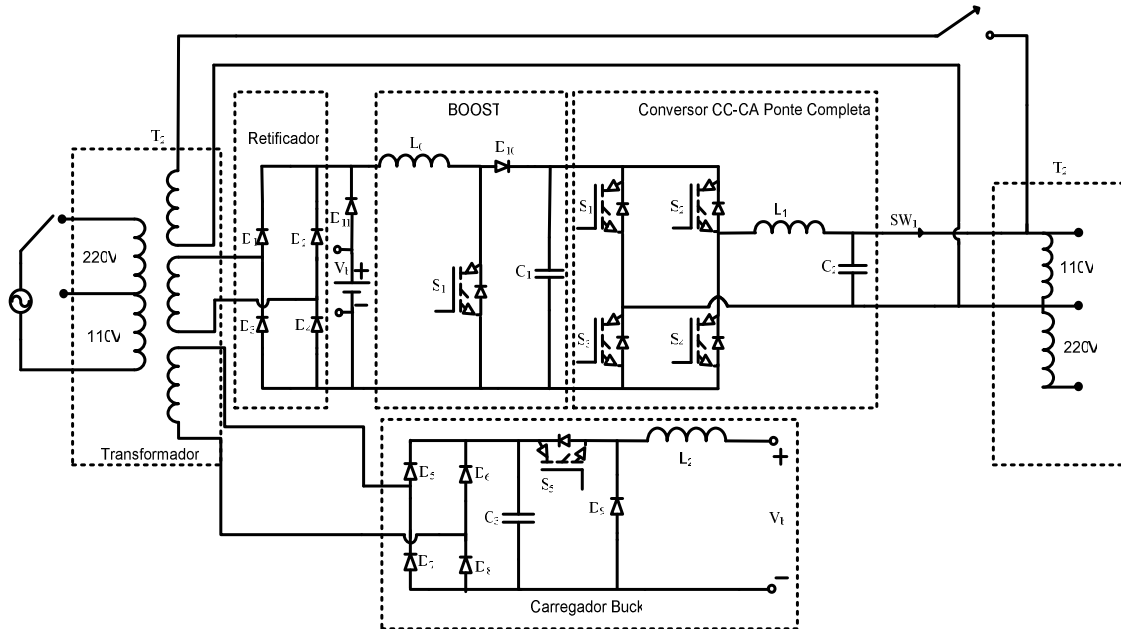


Figura 1.8 - Sistema proposto de um sistema UPS com topologia Ponte Completa com isolamento na entrada [1].

## 1.4 Escolha da Topologia

A topologia da Figura 1.8 é uma das mais conceituadas e utilizadas em UPS comerciais, sendo adotada para este trabalho, mas com uma ressalva onde a mesma será modificada no que diz respeito a alguns blocos, como é o caso do conversor *boost* e do transformador isolador na entrada.

Verificou-se que, devido à configuração do inversor em ponte completa ser bem difundida e a maior simplicidade de seu controle, optou-se em adotá-la, sendo necessário a divisão dos transformadores de entrada e saída em três transformadores independentes.

Optou-se em utilizar um pequeno transformador isolador para o carregador de baterias para isolar a entrada de rede para aumentar a segurança do usuário do sistema e um transformador isolador para o circuito de *bypass*. Por se retirar o estágio de elevação da tensão do barramento, será necessário adicionar um transformador isolador elevador na saída do inversor para simplificar o projeto.

O projeto busca uma configuração robusta, e principalmente barata, e por estas razões, optou-se em utilizar a configuração do inversor em ponte completa, sem a utilização de um

estágio de elevação da tensão de entrada com correção de fator de potência com um outro conversor acoplado como é o caso do conversor *boost*.

A Figura 1.9 apresenta a configuração resultante adotada.

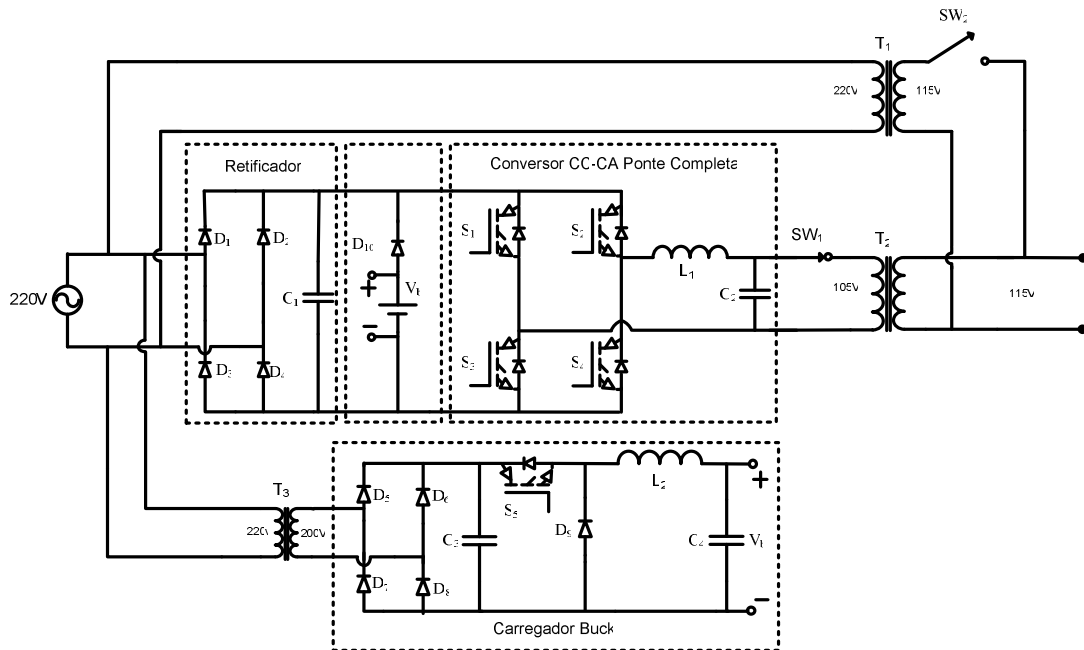


Figura 1.9 - Topologia adotada.

Devido à semelhança das topologias da **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e da Figura 1.9, será necessário um estudo com o transformador de baixa frequência para verificar qual das duas topologias será a mais robusta. Uma proposta de redução de custos das topologias é a retirada do indutor de filtro do inversor, utilizando para isso, somente a dispersão do transformador isolador/elevador de saída, entretanto esta mudança só poderá ser realizada, após o estudo que será realizado em capítulo 3.

## 1.5 Conclusão

O presente capítulo apresentou algumas topologias que foram propostas na literatura e utilizadas em sistemas UPS's do tipo *on-line*. Entretanto, baseou-se principalmente nas topologias abordadas em [1] para a escolha da topologia mais adequada.

Após uma discussão das topologias propostas, foi escolhida a topologia em ponte completa. Como a tensão de saída do inversor não atende a especificação de uma saída em 115V ou 220V com isolamento galvânico, optou-se em utilizar o transformador isolador/elevador na saída, mesmo adicionando peso e volume ao sistema. Um outro

transformador foi adicionado para o circuito de *bypass*, para atender a exigência de isolamento total entre entrada da saída da UPS.

## CAPÍTULO 2

### ANÁLISE DO INVERSOR PONTE COMPLETA

#### 2.1 Introdução

Os inversores têm a função de converter a tensão CC em uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. Devido a isso, também são conhecidos como conversores CC-CA. O inversor em ponte completa, de acordo com [6] [7] [8] [9], aliada à técnica de modulação, é capaz de produzir uma tensão de saída senoidal e, em comparação à configuração do inversor meia-ponte, é capaz de processar maiores potências e maior tensão de saída, para a mesma tensão de entrada [7].

Neste capítulo serão apresentadas as características do inversor ponte completa, assim como suas etapas de operação para uma modulação PWM senoidal três níveis, com as principais formas de onda, o dimensionamento do estágio de potência e controle caracterizado o comando. Na análise das etapas de funcionamento do inversor, foi considerado que todos os elementos ativos e passivos do circuito são ideais e o sistema operando em regime permanente.

#### 2.2 Análise da Modulação

O modo de operação do inversor de tensão está ligado à estratégia de modulação. Nas estratégias de modulação propostas, podem ser citadas as modulações por largura de pulsos múltiplos e iguais entre si, largura de pulsos otimizada (PWM otimizada) e modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) [10].

A modulação por largura de pulso varia a razão cíclica aplicada aos interruptores em alta frequência, com o intuito de suprir uma determinada tensão ou corrente na saída em baixa frequência, ou seja, tem-se como objetivo criar uma seqüência de pulsos que devem ter o mesmo valor fundamental de uma referência desejada. Todavia, nesta seqüência de pulsos existem componentes harmônicos indesejados que devem ser minimizados. [10]

Na SPWM bipolar ou SPWM de dois níveis, o sinal de referência “Vref” é comparado com um sinal triangular “Vtri”, que se encontra na frequência de chaveamento, de modo a se obter os pulsos de comando. A Figura 2.1 mostra a comparação dos sinais Vtri e Vref e a tensão na saída do inversor ( $V_{AB}$ ), sem a utilização do filtro LC.

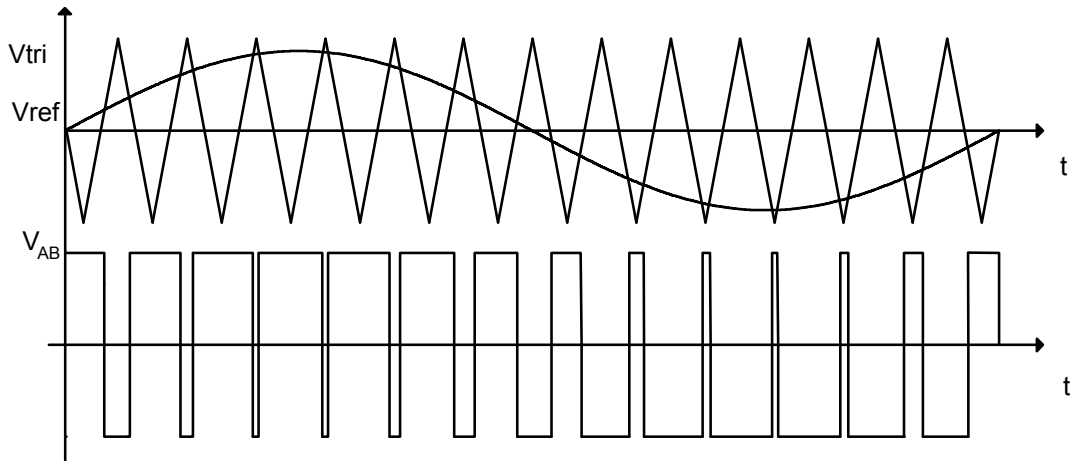


Figura 2.1 - SPWM bipolar.

Esta modulação apresenta a característica de possuir um único comando para cada dois interruptores, como por exemplo,  $S_1$  e  $S_4$ , enquanto que, para comandar os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , utiliza-se um comando complementar.

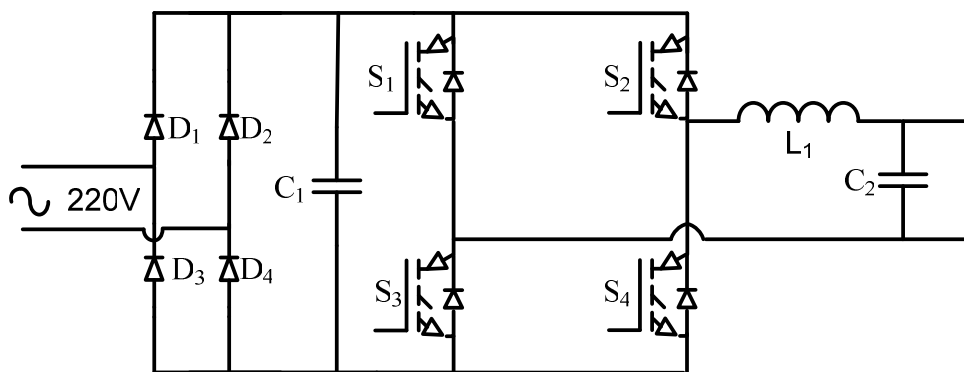


Figura 2.2 – Inversor ponte completa.

Na modulação unipolar, o sinal de referência  $V_{ref}$  é comparado com um sinal de duas triangulares “ $V_{tri1}$ ” e “ $V_{tri2}$ ”, esta última complementar à  $V_{tri1}$  na frequência de comutação. A modulação por largura de pulso senoidal unipolar pode ser visualizada na Figura 2.3.

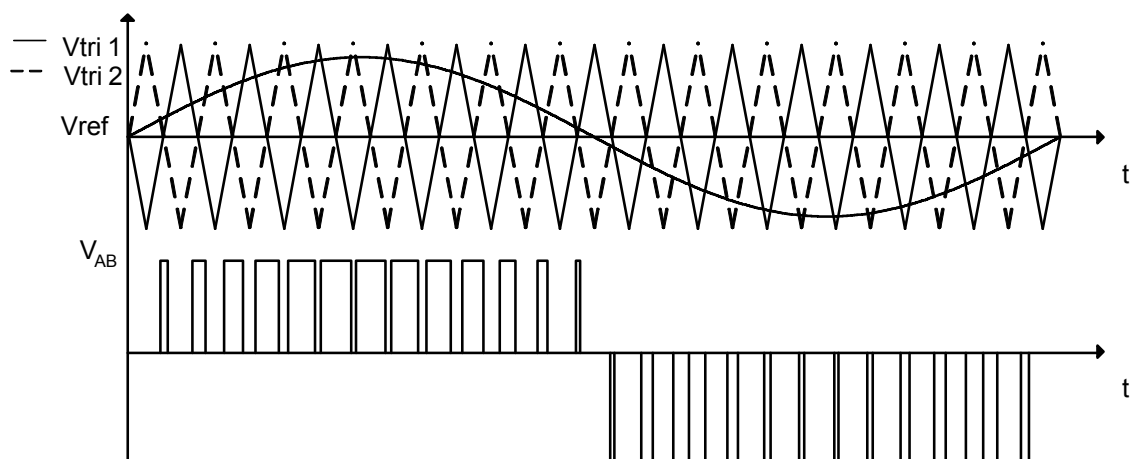


Figura 2.3 - SPWM Unipolar.

Nota-se nas Figura 2.1 e Figura 2.3 que o número de pulsos na tensão  $V_{AB}$  é duas vezes maior na modulação três níveis do que o encontrado na modulação dois níveis, para a mesma frequência de comutação [11] [12].

A modulação SPWM unipolar apresenta muitas vantagens perante a bipolar. Primeiramente, a ondulação de corrente e tensão nos componentes do filtro de saída é significativamente menor, o que reduz os componentes passivos usados na filtragem do sinal de saída. Apresenta também menores perdas nos interruptores e emissões eletromagnéticas reduzidas, haja vista que as derivadas de corrente e tensão são menores, pois a tensão  $V_{AB}$  varia somente uma vez a tensão do barramento ( $V_i$ ) em cada transição, enquanto na SPWM bipolar a variação é de duas vezes a tensão do barramento [11] [12].

### 2.3 Etapas de Operação

A Figura 2.4 apresenta o comportamento em  $V_{AB}$  na saída do inversor e o chaveamento de cada interruptor utilizando a modulação unipolar escolhida por possuir menor ondulação de corrente e tensão no filtro LC, como também.

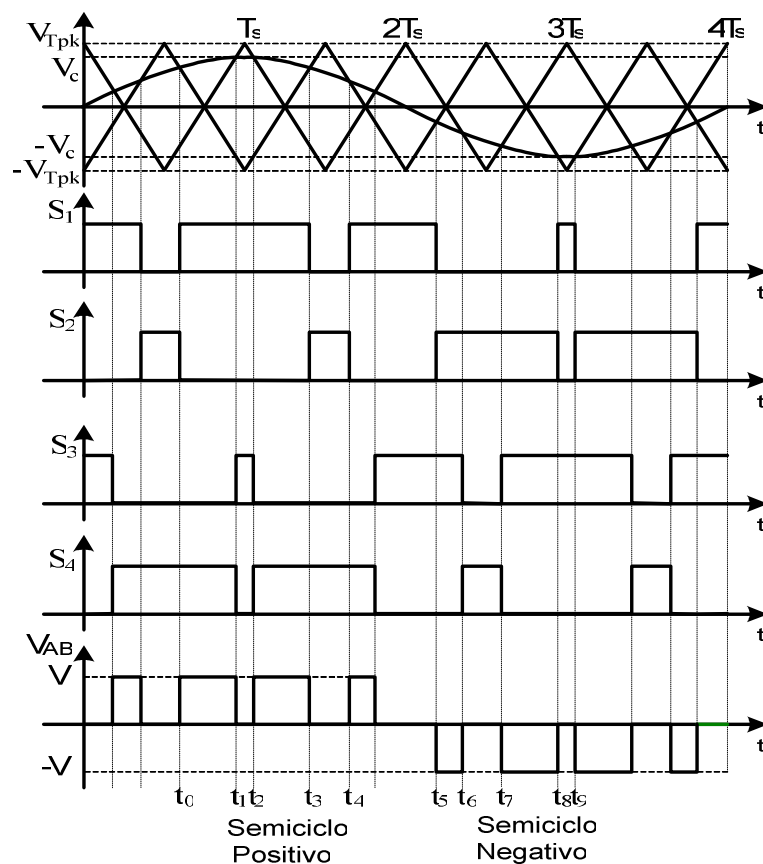


Figura 2.4 - Principais formas de onda da modulação utilizada.

As etapas de operação do inversor utilizando a modulação unipolar serão descritas a seguir, sendo divididas em dois semiciclos [12].

### 2.3.1 Semiciclo Positivo da Tensão de Saída

#### Etapa 1 – $t_0$ a $t_1$

A primeira etapa tem início quando os interruptores S1 e S4 são comandados a conduzir, realizando a conexão entre a fonte CC (barramento) e a carga. Neste momento, a tensão  $V_{AB}$  é positiva e a corrente circula através dos interruptores citados e do filtro LC de saída até a carga. A Figura 2.5 apresenta a configuração do conversor durante a primeira etapa de operação. A tensão de saída é sempre inferior à tensão no barramento, a tensão sobre o indutor de filtragem  $L_0$  é positiva, provocando o crescimento linear da sua corrente. A primeira etapa do semiciclo positivo se encerra no momento em que o interruptor S4 é bloqueado, interrompendo a corrente que circula por ele.

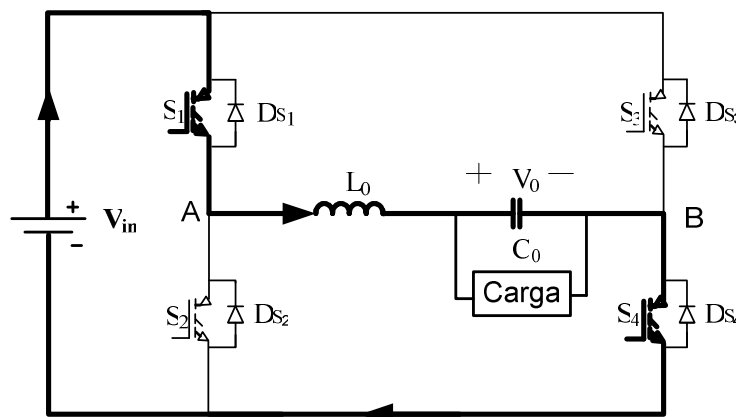


Figura 2.5 – Primeira etapa do semiciclo positivo.

#### Etapa 2 – $t_1$ a $t_2$

A partir do bloqueio do interruptor S4, o diodo em antiparalelo  $D_{S_3}$  assume a corrente do indutor desconectando a carga da fonte CC e levando a tensão  $V_{AB}$  à zero. O interruptor S3 é comandado a conduzir, devido ao sentido da corrente imposta por  $L_0$ , a qual continua a circular pelo diodo  $D_{S_3}$ . Na segunda etapa, a única tensão existente na malha do indutor  $L_0$  é a própria tensão de saída, ou seja, como sua tensão é negativa, faz com que sua corrente decaia linearmente. No período em que é aplicada tensão positiva ou nula ao filtro, este permanece controlado diretamente pela razão cíclica, que segue a senoide de referência fazendo com que a corrente média instantânea que circula através do indutor  $L_0$  tenha um comportamento



igualmente senoidal. Na Figura 2.6 pode ser observado a etapa 2 do semiciclo positivo descrita acima.

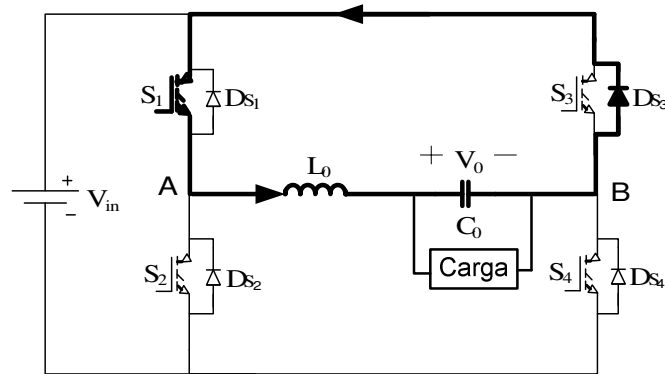


Figura 2.6 - Segunda etapa do semiciclo positivo.

### Etapa 3 – $t_2$ a $t_3$

A terceira etapa é iniciada no momento em que o interruptor  $S_4$  é novamente comandado a conduzir, dando início a mesma configuração da primeira etapa. Nesta etapa o diodo de  $D_{S_3}$  que estava conduzindo passa a bloqueio, devido à tensão reversa aplicada no momento em que  $S_4$  é comandado a conduzir. A corrente que circula pelo indutor  $L_0$  cresce linearmente e a tensão nos terminais  $V_{AB}$  torna-se positiva. A Figura 2.7 mostra a terceira etapa do ciclo positivo descrita.

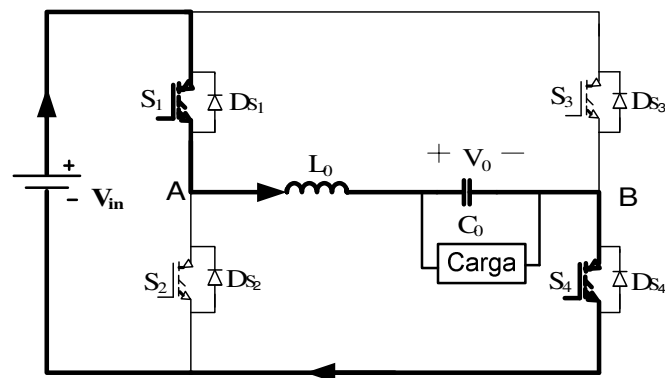


Figura 2.7 - Terceira etapa do semiciclo positivo.

### Etapa 4 – $t_3$ a $t_4$

Nesta etapa, o interruptor  $S_1$  é bloqueado desviando a corrente do indutor  $L_0$  para o diodo  $D_{S_2}$  e levando a tensão de  $V_{AB}$  a anular-se novamente. Da mesma forma da segunda etapa, o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, entretanto, devido ao sentido da corrente

imposta pelo indutor  $L_0$ , esta permanece circulando pelo diodo  $D_{S_2}$  até que o interruptor  $S_1$  seja comandado a conduzir, levando a primeira etapa de operação desse semiciclo. A Figura 2.8 ilustra o que foi descrito nesta etapa.

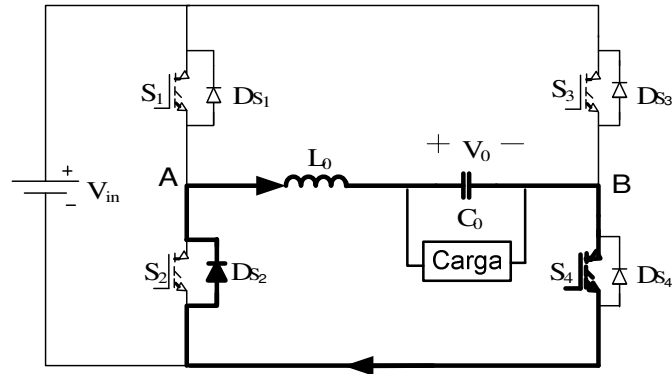


Figura 2.8 - Quarta etapa do semiciclo positivo.

### 2.3.2 Semiciclo Negativo da Tensão de Saída

#### Etapa 1 – $t_5$ a $t_6$

A primeira etapa do semiciclo negativo tem início quando os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir. Neste momento, a tensão  $V_{AB}$  é negativa e a corrente circula através dos interruptores citados e do filtro de saída até a carga. A Figura 2.9 apresenta a configuração do conversor durante a primeira etapa de operação. Observa-se analogamente ao semiciclo positivo da tensão de saída, que a tensão sobre o indutor  $L_0$  é a diferença entre a tensão do barramento e a tensão instantânea aplicada à carga. Da mesma forma, a corrente no indutor cresce linearmente, entretanto, agora em sentido oposto ao observado no semiciclo positivo da senoide de saída.

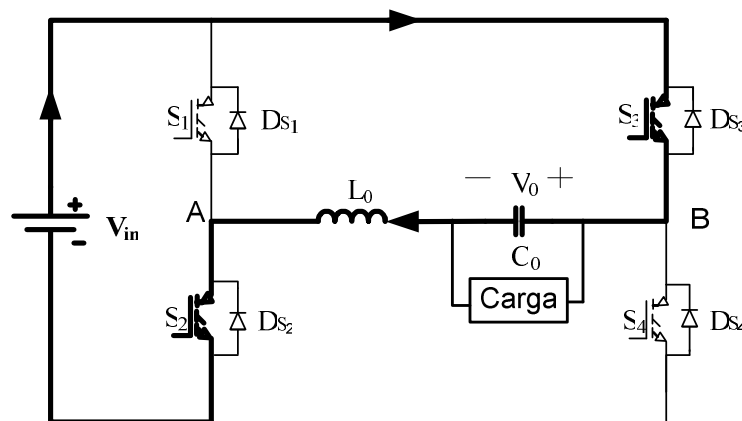


Figura 2.9 - Primeira etapa do semiciclo negativo.

### Etapa 2 – $t_6$ a $t_7$

Analogamente à segunda etapa do semiciclo positivo, o bloqueio do interruptor  $S_3$  faz o diodo em antiparalelo  $D_{S_4}$  assumir a corrente do indutor desconectando a carga da fonte e levando a tensão  $V_{AB}$  à zero. O interruptor  $S_4$  é comandado a conduzir, entretanto devido ao sentido da corrente imposta por  $L_0$ , esta continua a circular pelo seu diodo em antiparalelo. No período em que é aplicada tensão ( $-V_o$ ) ou nula ao filtro, este permanece controlado diretamente pela razão cíclica, que segue a senoide de referência, fazendo com que a corrente média instantânea que circula através do indutor  $L_0$  tenha um comportamento igualmente senoidal. Na Figura 2.10, pode ser observado a etapa 2 do semiciclo negativo descrita acima.

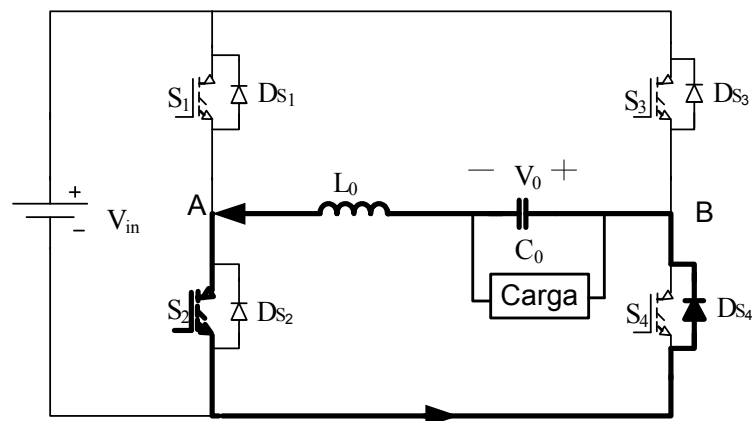


Figura 2.10 - Segunda etapa do semiciclo negativo.

### Etapa 3 – $t_7$ a $t_8$

Na terceira etapa do semiciclo negativo,  $S_3$  é comandada novamente a conduzir dando início a mesma configuração da primeira etapa. Nesta etapa o diodo  $D_{S_4}$  que estava conduzindo, bloqueia devido à tensão reversa aplicada. A corrente que circula pelo indutor  $L_0$  cresce linearmente e a tensão nos terminais  $V_{AB}$  torna-se negativa. A Figura 2.11 mostra a terceira etapa do ciclo negativo descrita.

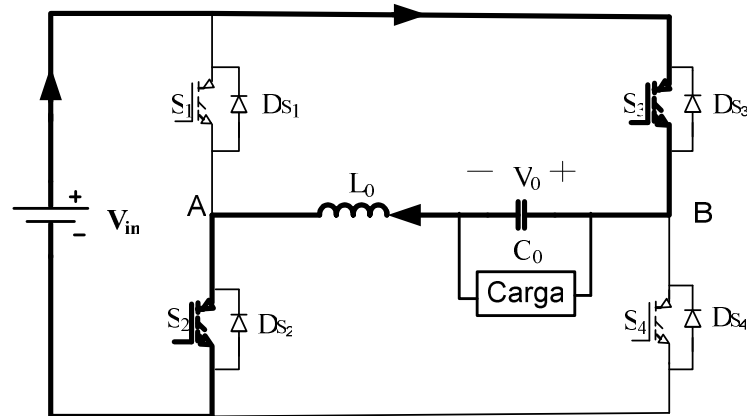


Figura 2.11 - Terceira etapa do semiciclo negativo.

#### Etapa 4 – $t_8$ a $t_9$

Nesta etapa, o interruptor  $S_2$  é bloqueado desviando a corrente do indutor  $L_0$  para o diodo  $D_{S_1}$  e levando a tensão de  $V_{AB}$  a anular-se novamente. Da mesma forma da segunda etapa, o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir, entretanto, devido ao sentido da corrente imposta pelo indutor  $L_0$ , esta permanece circulando pelo diodo  $D_{S_1}$  até que o interruptor  $S_2$  seja comandado a conduzir, levando a primeira etapa de operação desse semiciclo. A Figura 2.12 ilustra o que foi descrito nesta etapa.

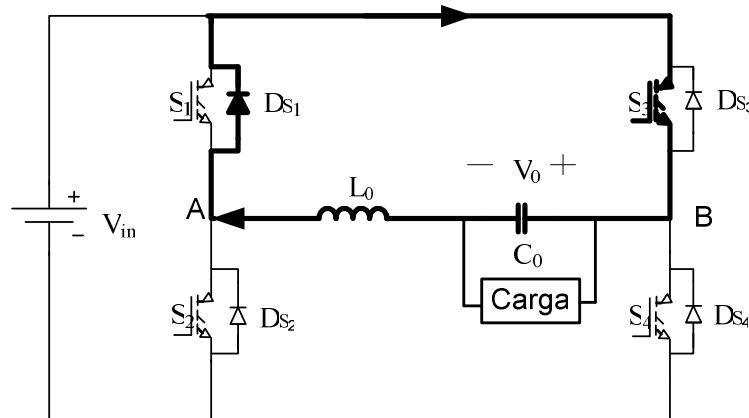


Figura 2.12 - Quarta etapa do semiciclo negativo.

## 2.4 Projeto do Estágio de Potência

A seguir serão apresentados os dados de projeto do estágio de potência do inversor em ponte completa, bem como suas especificações e dimensionamentos.

### 2.4.1 Especificações de Projeto

A seguir serão mostradas as especificações do projeto para dimensionamento dos componentes.

• Potência Aparente de Saída	$P_0=6000VA$
• Tensão de Entrada	$V_{in}=220V$
• Máxima Variação da Tensão de Entrada	$\Delta V_{ac}=20\%$
• Tensão de Saída do Inversor (sem utilizar o transformador)	$V_0=105V$
• Freqüência de Comutação	$f_s=20KHz$
• Freqüência da Senoide de Saída	$f_0=60Hz$
• Freqüência da Rede	$f_r=60Hz$
• Rendimento Teórico do Inversor (sem utilizar o transformador)	$\eta_i=0.90$
• Rendimento Teórico do Retificador	$\eta_r=0.95$
• Fator de Potência do Inversor	$FP=0.7$
• Fator de Crista da Forma de Onda da Corrente de Saída	$FC=3.0$
• Máxima Ondulação da Tensão nos Capacitores do Barramento	$\Delta V_{Cmin}= 10\%$
• Taxa de Distorção Harmônica da Tensão de Saída do Inversor	$THD<5\%$

#### 2.4.2 Determinação dos Esforços no Inversor

Para uma melhor compreensão do dimensionamento do inversor, alguns valores devem ser definidos.

• Tensão Nominal Mínima de entrada	$V_{inmin}= 176V;$
• Tensão Nominal Máxima de entrada	$V_{inmax}= 264V;$
• Corrente Média de Saída do Inversor	$I_{oMD} = 51,42A$
• Corrente Eficaz de Saída do Inversor	$I_{oeficaz} =57,14A$
• Queda de Tensão nos diodos da Ponte Retificadora	$V_f = 1,5V$
• Potência Ativa de Entrada	$P_0 = 4912W$

Na determinação da tensão máxima e mínima de entrada da UPS, é considerada uma variação da tensão de rede de 20%. A potência na entrada no bloco de potência constituído da ponte retificadora, do barramento CC e do inversor, é calculada em (2.1) [12].

$$P_{IN} = \frac{P_0 \cdot FP}{\eta r \cdot \eta i} = 4912W. \quad (2.1)$$

A corrente média na entrada do inversor é definida em (2.2) [14].

$$I_{0MD} = \frac{P_0}{V_0} = 57,14A. \quad (2.2)$$

A corrente eficaz na saída do inversor é calculada em (2.3) [12].

$$I_{0eficaz} = 0,9 \cdot I_{0MD} = 57,14A. \quad (2.3)$$

Para determinar a corrente de pico nos interruptores do inversor levando em consideração que o mesmo utilizará uma carga não linear faz-se uso de (2.4) [12].

$$I_{0pico} = FC \cdot I_{0eficaz} = 142,85A. \quad (2.4)$$

O índice de modulação é calculado em (2.5) [12].

$$M = \frac{V_0 \cdot \sqrt{2}}{V_{Cmin}} = 0,61, \quad (2.5)$$

Onde  $V_{Cmin}$  é a mínima tensão de descarga dos capacitores do barramento.

A corrente média e eficaz em cada interruptor do inversor é definida por (2.6) e (2.7) [12].

$$I_{MD} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (\sqrt{2} \cdot I_{0eficaz} \cdot \text{sen}(\phi)) \cdot (M \cdot \text{sen}(\phi)) \cdot d\phi = 24,68A, \quad (2.6)$$

e

$$I_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[ \sqrt{f_{ch} \cdot \int_0^{M \cdot \text{sen}(\phi)} f_{ch}} (\sqrt{2} \cdot I_{0eficaz} \cdot \text{sen}(\phi))^2 dt \right]^2} \cdot d\phi = 58,20A. \quad (2.7)$$

A máxima tensão nos interruptores é dada por (2.8) [12].

$$V_{max} = V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + \Delta V_{ac}) = 373,35V. \quad (2.8)$$

Os esforços nos diodos intrínsecos dos interruptores são encontrados em (2.9) [12].

$$I_{MD} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (\sqrt{2} \cdot I_{0eficaz} \cdot \text{sen}(\phi)) \cdot (1 - M \cdot \text{sen}(\phi)) d\phi = 26,74A, \quad (2.9)$$

Utiliza-se (2.10) Para determinar a corrente eficaz nos diodos intrínsecos dos interruptores [12].

$$I_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[ \sqrt{f_{ch} \cdot \int_0^{\frac{M \cdot \text{sen}(\phi)}{f_{ch}}} (\sqrt{2} \cdot I_{0eficaz} \cdot \text{sen}(\phi))^2 dt} \right]^2 d\phi} = 56,06A. \quad (2.10)$$

Com os cálculos anteriormente realizados, podem-se determinar os interruptores a serem utilizados no inversor. O próximo passo será dimensionar a ponte retificadora e os capacitores do barramento CC, bem como o cálculo térmico para os dissipadores.

O cálculo para a especificação do capacitor do barramento CC é realizada em (2.11) e (2.12) os quais determinam o valor da tensão mínima do barramento e o valor da capacitância do barramento respectivamente [14].

$$V_{C\min} = \sqrt{V_{pico}^2 - \frac{P_{IN}}{f_{ch} \cdot C_0}} = 243V, \quad (2.11)$$

e

$$C_0 = \frac{P_{IN}}{f_{rede} \cdot (V_{pico}^2 - V_{C\min}^2)} = 7,473 \cdot 10^{-3} F. \quad (2.12)$$

Em (2.13) determina-se o tempo de condução dos diodos da ponte retificadora [14].

$$t_c = \frac{a \cos\left(\frac{V_{C\min}}{V_{pico}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede}} = 4,07 \cdot 10^{-4} s. \quad (2.13)$$

O valor da corrente de pico no capacitor do barramento CC é determinado por (2.14) [14].

$$I_{pico} = \frac{2 \cdot C_0 \cdot (V_{pico} - V_{C\min})}{t_c} = 116,09A, \quad (2.14)$$

A corrente eficaz do capacitor do barramento CC é determinada em (2.15) [14].

$$I_{Ceficaz} = I_{pico} \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f_{rede} - (2 \cdot t_c \cdot f_{rede})^2} = 25,04A. \quad (2.15)$$

Para os esforços nos diodos da ponte retificadora utiliza-se de (2.16), para a corrente eficaz e de (2.17) para a corrente média considerando o tempo de condução dos diodos e o formato triangular da corrente [12] [14].

$$I_{deficaz} = \frac{I_{pico} \cdot \sqrt{t_c \cdot f_{rede}}}{\sqrt{2}} = 12,84A, \quad (2.16)$$

e

$$I_{dMD} = \frac{I_{pico} \cdot t_c \cdot f_{rede}}{2} = 1,42A. \quad (2.17)$$

A tensão de pico reversa máxima sobre os diodos da ponte retificadora é calculada em (2.18) [12] [14].

$$V_{drev} = \sqrt{2} \cdot V_{inmax} = 373,35V. \quad (2.18)$$

Na mesma placa de circuito impresso (PCI) do inversor também estão inseridos os diodos que determinam à entrada do banco de baterias (diodos de bateria) no momento da falta de rede, e seu dimensionamento é realizado utilizando (2.19) para corrente média durante a descarga das baterias [14].

$$I_{dMD} = \left( \frac{P_0 \cdot FP}{\eta_i \cdot V_{bat\ min}} \right) + \left( \frac{P_0 \cdot FP}{\eta_i \cdot V_{bat\ max}} \right) = 49,78A. \quad (2.19)$$

A tensão de pico sobre o diodo de bateria com as baterias com plena carga é determinada em (2.20) [14].

$$V_{dpico} = V_{inmax} \cdot \sqrt{2} - V_{bat\ min} = 205,35V. \quad (2.20)$$

### 2.4.3 Especificação dos Componentes

Utilizando os valores anteriormente calculados, realiza-se a especificação dos componentes do inversor. Os componentes escolhidos e suas principais características são apresentados na Tabela 2.1.

Serão utilizadas duas pontes retificadoras em paralelo, para que as mesmas suportem a corrente exigida quando a UPS estiver operando com carga não linear. O barramento CC ficou composto de doze capacitores em paralelo devido à capacitância total do barramento de  $7,473 \cdot 10^{-3} F$  requerida e à corrente eficaz necessária de 25A, onde cada capacitor suporta uma corrente eficaz de 3,7A a temperatura de 85°C e com capacitância de 680µF. No



inversor, será necessário utilização de dois IGBT's em paralelo pois com a corrente eficaz de 58,20A e a corrente de pico de 142,85A exigida, não sendo suportada em um IGBT o qual suporta 33A de corrente eficaz e 120A de corrente de pico. Com isso, optou-se em utilizar dois IGBT's com intuito de dividir a corrente em cada IGBT.

O dimensionamento dos dissipadores para os componentes especificados será realizado a seguir, utilizando o cálculo de perdas.

Tabela 2.1 – Característica dos Componentes Bloco de Potência

IGBT IRGP50B60PD1	Características
Tensão Direta	600V
Corrente Eficaz	33A
Ponte Retificadora (GBPC3510/W)	Características
Tensão Direta	1000V
Tensão Reversa	700V
Corrente Média	35A
Capacitor do Barramento (B435*1A5687M000)	Características
Tensão	450V
Corrente a 85 °C	3,7A
Capacitância	680uF

#### 2.4.4 Cálculo das Perdas dos Semicondutores

O cálculo de perdas dos semicondutores anteriormente dimensionados será necessário para determinar os dissipadores dos mesmos. Serão definidas algumas características de cada semicondutor para realizar o cálculo das perdas.

##### 2.4.4.1 Perdas na Ponte Retificadora

Para início, será realizado o cálculo para a ponte retificadora do barramento CC. A Tabela 2.2 define alguns parâmetros da ponte retificadora que serão utilizados.

Tabela 2.2– Característica da ponte Retificadora

Ponte Retificadora	Simbologia	Valor
Queda de Tensão direta	$V_f$	0,77V
Resistência de Condução	$r_f$	$4,85 \cdot 10^{-3} \Omega$
Resistência térmica entre junção e cápsula (por diodo)	$R_j$	1,4°C/W
Resistência térmica entre cápsula e dissipador (por Módulo)	$R_{cd}$	0,2°C/W
Temperatura Ambiente	$T_a$	40°C
Temperatura de Junção	$T_j$	100°C

A perda em condução por diodo na ponte retificadora é definida através de (2.21) .

$$P_d = \frac{I_{dmedio}}{N_{pontes}} \cdot V_f + \left( \frac{I_{deficaz}}{\sqrt{N_{pontes}}} \right)^2 \cdot r_f = 0,94W. \quad (2.21)$$

O cálculo térmico para determinar a resistência térmica é descrito em (2.22) [15].

$$R_{diss} = \frac{T_j - T_a - (P_d \cdot R_j + 4 \cdot P_d \cdot N_{pontes} \cdot R_{cd})}{4 \cdot P_d \cdot N_{pontes}} = 7,54^\circ C/W. \quad (2.22)$$

#### 2.4.4.2 Perdas nos Diodos de Bateria

A Tabela 2.3 define alguns parâmetros do diodo de bateria que serão utilizados. Para se determinar a perda e condução do diodo de bateria, utiliza-se (2.23) .

$$P_d = \frac{I_{dmd}}{N_{diodos}^\circ} \cdot V_f + \left( \frac{I_{dmd}}{N_{diodos}^\circ} \right)^2 \cdot r_f = 25,19W. \quad (2.23)$$

O cálculo térmico para determinar a resistência térmica é descrito em (2.24) [15].

$$R_{diss} = \frac{T_j - T_a - P_d \cdot (R_j + R_{cd})}{N_{diodos}^\circ \cdot P_d} = 0,54^\circ C/W. \quad (2.24)$$

Tabela 2.3– Característica do diodo de bateria

Diodo de Bateria	Simbologia	Valor
Queda de Tensão direta	$V_f$	1,3V
Resistência de Condução	$r_f$	$37 \cdot 10^{-3} \Omega$
Resistência térmica entre junção e cápsula	$R_j$	$0,9^\circ C/W$
Resistência térmica entre cápsula e dissipador	$R_{cd}$	$0,4^\circ C/W$
Temperatura Ambiente	$T_a$	$40^\circ C$
Temperatura de Junção	$T_j$	$100^\circ C$

#### 2.4.4.3 Perdas no Inversor

Para o cálculo das perdas no inversor será necessário utilizar os parâmetros da Tabela 2.4, a qual define as principais características do IGBT IRGP50B60PD1 que foi escolhido para os interruptores do inversor. Todos os dados referentes ao catálogo foram utilizados considerando uma temperatura de junção de  $100^\circ C$ .

As principais perdas para o IGBT são as perdas no momento da entrada em condução, no bloqueio, na comutação e na condução do interruptor. O cálculo para determinar estes parâmetros é definido em (2.25), (2.31), (2.33) e em (2.34) respectivamente [15].

Tabela 2.4– Característica do IGBT IRGP50B60PD1

IGBT IRGP50B60PD1	Simbologia	Valor
Corrente Máxima de Catálogo	$I_c$	34A
Corrente Nominal do Diodo Intrínseco	$I_{fn}$	15A
Tempo de Recuperação Reversa	$t_{rm}$	$74 \cdot 10^{-9} s$
Corrente de Recuperação Reversa	$I_{rrn}$	6,5A
Carga de Recuperação Reversa do Diodo	$Q_{rrn}$	$2,40 \cdot 10^{-7} nC$
Queda de Tensão Coletor Emissor (P/Corrente Média)	$V_{ce}$	2,37V
Queda de Tensão Direta no Diodo	$V_{fn}$	1,2V
Queda de Tensão Direta no Diodo	$V_{f0}$	0,7V
Resistência direta no Diodo	$r_{td}$	$15 \cdot 10^{-3} \Omega$
Resistência Térmica entre Junção e Cápsula do IGBT	$R_{jc(IGBT)}$	$0,41^\circ C/W$
Resistência Térmica entre Junção e Cápsula do Diodo	$R_{jc(diodo)}$	$1,7^\circ C/W$
Resistência Térmica entre Cápsula e Dissipador	$R_{cd(IGBT)}$	$0,24^\circ C/W$
Temperatura de Junção	$T_j$	$100^\circ C$
Temperatura de Ambiente	$T_a$	$40^\circ C$

Perda na entrada em Condução do interruptor

$$P_c = A + B \cdot (C + D) = 2,19W. \quad (2.25)$$

Sendo:

$$V_{dc} = \frac{V_{pico} + V_{cmin}}{2}, \quad (2.26)$$

$$A = \frac{1}{8} \cdot V_{dc} \cdot t_r \cdot \frac{I_{pico}^2}{I_{cn}} \cdot f_{ch}, \quad (2.27)$$

$$B = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot f_{ch}, \quad (2.28)$$

$$C = \left( \left( 0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} + 0,015 \cdot \left( \frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right)^2 \right) \cdot Q_{rrn} \right), \quad (2.29)$$

$$D = \left( \left( \frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right) \cdot I_{pico} \cdot t_r \right). \quad (2.30)$$

Perda no bloqueio do interruptor

$$P_b = V_{dc} \cdot t_f \cdot f_{ch} \cdot \left( \frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right) = 1,95W. \quad (2.31)$$

Perda em comutação do interruptor

$$P_{com} = P_b + P_c = 4,14W. \quad (2.32)$$

Perda em condução do interruptor

$$P_{cond} = V_{ce} \cdot I_{md} = 29,25W. \quad (2.33)$$

Perda por interruptor

$$P_{IGBT} = P_{cond} + P_b + P_c = 33,40W. \quad (2.34)$$

Perdas por condução no diodo intrínseco [15]

$$P_{con.d} = \left[ \left( \frac{1}{8} - \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{fn} - V_{f0}}{I_{fn}} \cdot \left( \frac{I_{pico}}{N_{ch}^{\circ}} \right)^2 \right] + \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \cdot \cos \left( \frac{28}{180} \cdot \pi \right) \right) \cdot V_{f0} \cdot I_f, \quad (2.35)$$

$$P_{con.d} = 3,97W.$$

Perda por comutação no diodo intrínseco [15]

$$P_{com.d} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \cdot [E + F] \cdot f_{ch} = 1,72W. \quad (2.36)$$

Sendo:

$$E = \left[ \left( 0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_f}{I_{fn}} \right) + 0,015 \cdot \left( \frac{I_f}{I_{fn}} \right)^2 \right] Q_{rrn},$$

e

$$F = \left( \frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_f}{I_{fn}} \right) \cdot I_f \cdot t_{rrn}.$$

Perda total no diodo

$$P_{Tdiado} = P_{con.d} + P_{com.d} = 5,69W. \quad (2.37)$$

Perda total por componente encapsulado

$$P_{TIGBT} = P_{IGBT} + P_{Tdiado} = 39,10W. \quad (2.38)$$

Perda total por grupo de interruptores em paralelo

$$P_{TG} = N^{\circ}_{ch} \cdot P_{TIGBT} = 78,20W. \quad (2.39)$$

#### 2.4.5 Cálculo Térmico

Para determinar a resistência térmica necessária para o interruptor do inversor verifique-se em (2.40) seu valor [15].

$$R_{diss} = \frac{(T_j - T_a - P_{ch} \cdot (R_{jc})) - (P_d + P_{IGBT}) \cdot R_{cd}}{P_t} = 0,76^{\circ}C/W. \quad (2.40)$$

Cálculo térmico do diodo intrínseco [15]

$$R_{diss} = \frac{(T_j - T_a - P_{ch} \cdot (R_{jc})) - (P_d + P_{IGBT}) \cdot R_{cd}}{P_t} = 0,77^{\circ}C/W. \quad (2.41)$$

Se forem utilizados 4 interruptores por dissipador:

Interruptor

$$R_{diss} = \frac{(T_j - T_a - P_{ch} \cdot (R_{jc})) - (P_d + P_{IGBT}) \cdot R_{cd}}{2 \cdot P_t} = 0,38^{\circ}C/W. \quad (2.42)$$

Diodo intrínseco

$$R_{diss} = \frac{(T_j - T_a - P_{ch} \cdot (R_{jc})) - (P_d + P_{IGBT}) \cdot R_{cd}}{2 \cdot P_t} = 0,39^{\circ}C/W. \quad (2.43)$$

Resistência térmica do dissipador utilizado

$$R_{diss} = 0,367^{\circ}C/W.$$

Temperatura do dissipador

$$T_{dissip.} = 2 \cdot R_{diss} \cdot P_t + T_a = 97,39^\circ C. \quad (2.44)$$

Temperatura de Junção do interruptor

$$T_J = P_{Tdiado} \cdot R_{jc(diodo)} + (P_{Tdiado} + P_{IGBT}) \cdot R_{cd(IGBT)} + T_{dissip.} = 116,44^\circ C. \quad (2.45)$$

Neste caso, como a temperatura superou as requeridas de  $100^\circ C$  na junção do interruptor, será necessário a utilização de ventilação forçada nos dissipadores.

A Figura 2.13 apresenta as características térmicas do dissipador do inversor que foi escolhido.

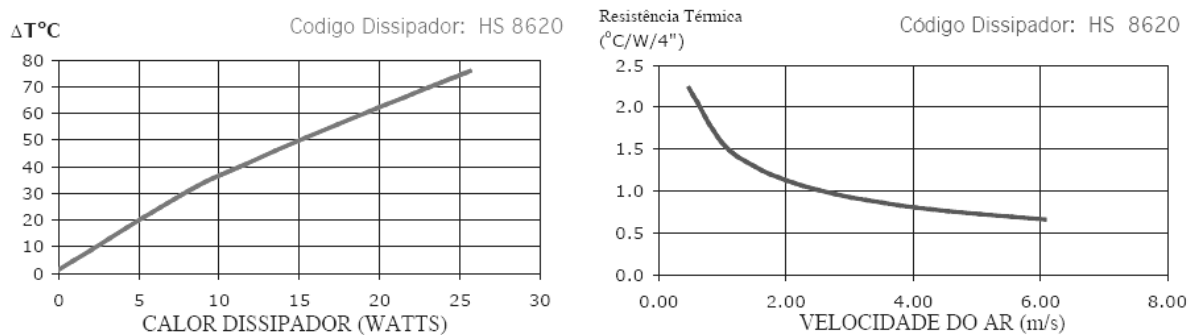


Figura 2.13 – Características térmicas do dissipador do inversor

Utilizando a Figura 2.13 como referência para um dissipador com perfil de 6'' (seis polegadas), aplicando ventilação forçada com velocidade de aproximadamente 7m/s, reduz-se a resistência térmica do dissipador para aproximadamente  $0,28^\circ C/W$  e com isso a temperatura da junção do IGBT.

A Figura 2.14 mostra as dimensões do dissipador utilizado no inversor.

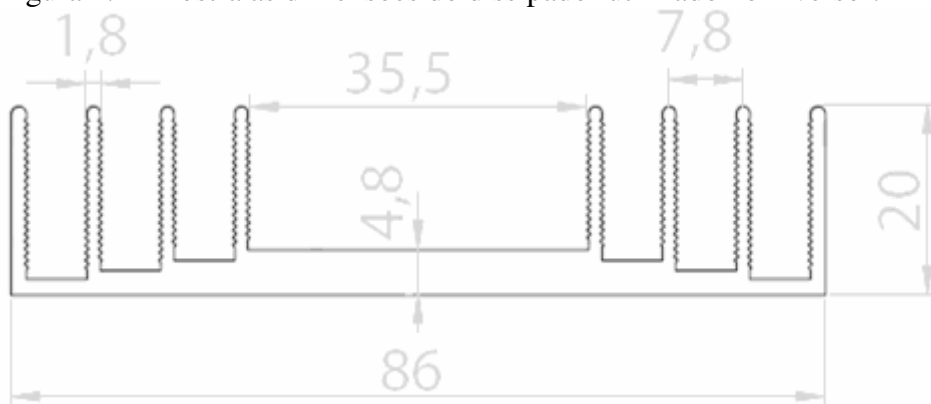


Figura 2.14 - Dimensões do dissipador utilizado no inversor (20 x 86x 160 mm)

A Figura 2.15 mostra as características térmicas do dissipador das pontes retificadoras e dos diodos de bateria e a Figura 2.16 as suas dimensões.

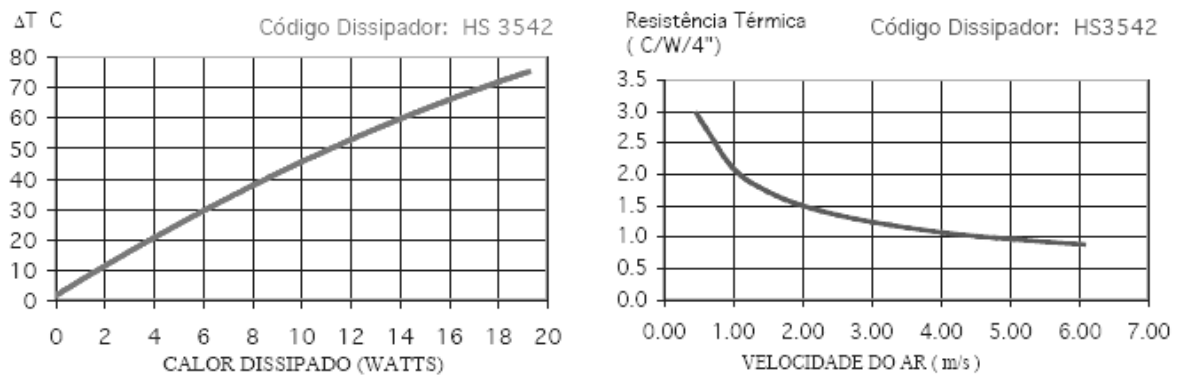


Figura 2.15 - Características térmicas do dissipador do retificador e para dos diodos de bateria

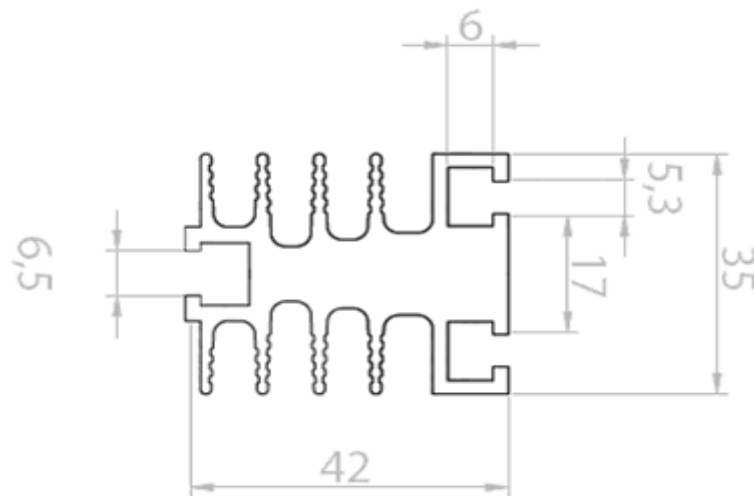


Figura 2.16 - Dimensões do dissipador utilizado no retificador e para os diodos de bateria (35 x 42x 80 mm)

#### 2.4.6 Dimensionamento do Filtro LC

O filtro projetado foi o passa baixa LC. Nesta topologia, a relação entrada/saída é dada em (2.46) [1] [11].

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - \omega^2 \cdot L_f \cdot C_f + \frac{j \cdot \omega \cdot L_f}{Z_0}} \quad (2.46)$$

Considerando a condição de carga nula ( $Z_0 = \infty$ ) para se simplificar o projeto, tem-se que a frequência de corte do filtro é dada em (2.47):

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.47)$$

### 2.4.6.1 Cálculo da Indutância de Saída

O circuito equivalente da saída do inversor com o filtro LC e carga pode ser representado como mostra a Figura 2.17.

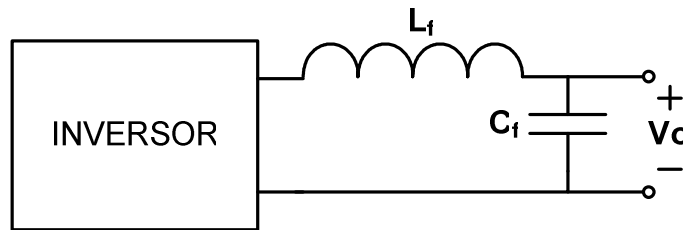


Figura 2.17 - Circuito equivalente do filtro LC de saída.

A tensão pulsada de entrada do filtro apresenta o dobro da frequência de chaveamento. Isso resulta em um período duas vezes menor, ou seja,

$$T_s = \frac{1}{2 \cdot f_{ch}} \quad (2.48)$$

A variação do tempo ( $\Delta t$ ) depende da razão cíclica ( $D$ ) bem como do período de chaveamento ( $T_s$ ), como mostrado abaixo.

$$\Delta t = D \cdot T_s \quad (2.49)$$

Para se determinar o valor da indutância utiliza-se (2.50) e substituindo os valores anteriormente encontrados tem-se o valor do indutor.

$$L_f = \frac{(V_{in} - V_o \sqrt{2}) \cdot M}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{ch}} = 160 \mu H \quad (2.50)$$

### 2.4.7 Cálculo do Capacitor de Saída.

Para se calcular o valor do capacitor de saída, deve-se considerar que a frequência de corte  $f_0$  deve ficar uma década abaixo do dobro da frequência de chaveamento [1] e [11].

Neste caso, tem-se:

$$f_0 \leq \frac{2 \cdot f_{ch}}{10} \quad (2.51)$$

Substituindo (2.51) em (2.47), tem-se (2.52):



$$\frac{f_{ch}}{10} \geq \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.52)$$

Elevando-se os dois lados da equação ao quadrado e isolando o valor de  $C_f$  tem-se (2.53):

$$C_f \geq \frac{1}{L_f \cdot \left(\frac{2\pi \cdot f_{ch}}{10}\right)^2} = 30\mu F \quad (2.53)$$

#### 2.4.8 Dimensionamento do Transformador

A UPS foi projetada com dois transformadores elevadores/isoladores para o inversor com entrada de 105V e saída 220V e outro com entrada de 105V e saída 115V e transformadores isoladores para o circuito de *bypass* com entrada em 220V e saída de 220V e outro com entrada 220V saída de 115V. Aqui será definido o projeto do transformador do inversor com saída em 115V, o projeto dos outros transformadores está descrito nos apêndices G, H e I.

De acordo com [16], o dimensionamento do transformador isolador com entrada 105V e saída de 115V é realizado fazendo uso das equações seguintes.

Para determinar o empilhamento faz-se uso de (2.54).

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S_2}{f}} = 75\text{cm}^2 \quad (2.54)$$

A seção geométrica é definida pela Eq. (2.55).

$$S_g = 1,1 \cdot S_m = 82,5\text{cm}^2 \quad (2.55)$$

O cálculo da área da janela é dado pela Eq.(2.56).

$$A_j = 0,75 \cdot a^2 = 27\text{cm}^2, \quad (2.56)$$

onde “a” é o tamanho da perna central da lâmina.

O número de espiras do primário e do secundário são dados por Eq.(2.57). e Eq.(2.58).

$$N_p = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \cdot \frac{V_p}{S_m} = 47 \text{Espiras} \quad , \quad (2.57)$$

e

$$N_s = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \cdot \frac{V_s}{Sm} = 54 \text{ Espiras} \quad (2.58)$$

A corrente no primário do transformador é dada por (2.59).

$$I_p = \frac{P_0}{V_p \cdot \eta} = 41,2A, \quad (2.59)$$

A corrente no secundário do transformador é dada por (2.60).

$$I_s = \frac{P_0}{V_s} = 35,59A. \quad (2.60)$$

A seção dos condutores é calculada fazendo uso de (2.61) adotando o valor da densidade de corrente de  $J_{\max} = 350 \frac{A}{cm^2}$ .

$$S_p = \frac{I_p}{J_{\max}} = 0,118 cm^2 \quad (2.61)$$

Adotando o condutor 10AWG/180°C com seção de 0,05857 cm<sup>2</sup>, sabe-se através da Eq. (2.62) o número de condutores em paralelo necessários.

$$N_{cpp} = \frac{S_p}{0,05857} = 2,23 \text{ Condutores} \quad (2.62)$$

Adotou-se apenas 2 condutores.

O número de condutores em paralelo para o secundário utilizando o mesmo fio e o mesmo fluxo de corrente pode ser encontrado pela Eq.(2.63).

$$N_{cps} = \frac{S_s}{0,05857} = 2 \text{ Condutores} \quad (2.63)$$

A possibilidade de execução pode ser verificada através de (2.64).

$$S_o = \frac{N_p \cdot 0,05857 \cdot N_{cpp} + N_s \cdot 0,05857 \cdot N_{cps}}{Aj} = 0,67. \quad (2.64)$$

Verifica-se a possibilidade de execução do transformador.

## 2.5 Estratégia de Controle

Para o controle do inversor, foi utilizada a técnica de controle denominado de controle modo tensão e modo corrente. A técnica consiste em monitorar instantaneamente a tensão de saída e compará-la com uma tensão senoidal de referência, gerando assim, um erro que faz com que os ciclos de trabalho dos interruptores variem corrigindo a tensão de saída para o valor desejado. Existe também o monitoramento da corrente no primário do transformador com o intuito de evitar níveis CC que podem provocar saturação do núcleo. O controle de corrente atua diretamente no somador do circuito de controle compensando algum nível que venha a ocorrer.

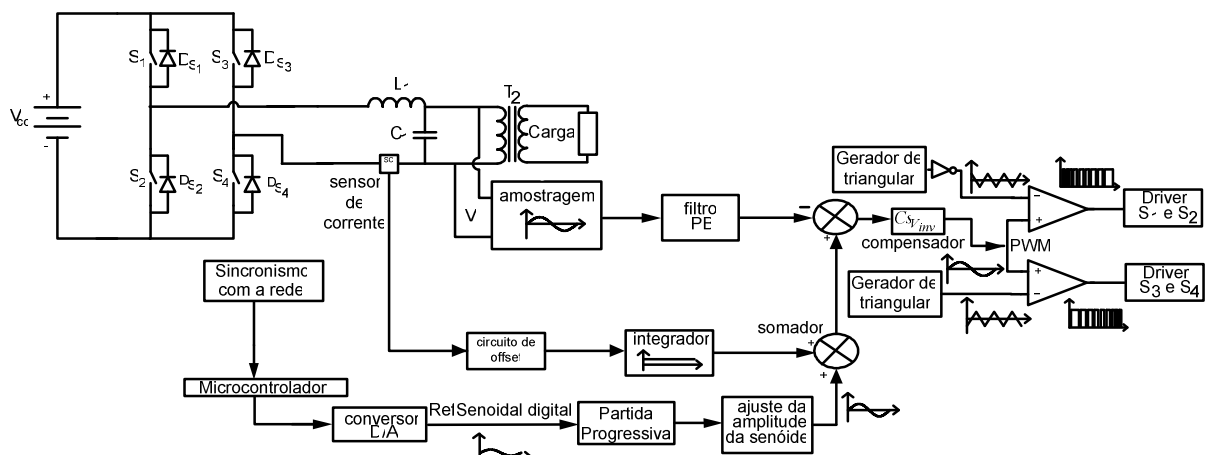


Figura 2.18 - Estratégia de controle para o inversor.

A Figura 2.18 mostra o esquema de controle utilizado, com todos os circuitos necessários.

A modulação PWM senoidal unipolar é gerada pela comparação do erro do compensador, que é a moduladora, com duas ondas triangulares defasadas de  $180^\circ$ , que são as portadoras. Para a referência de tensão senoidal, é utilizado um microcontrolador que gera uma função senoidal sincronizada com a rede de alimentação, essa referência passa através de um conversor digital analógico (D/A), e após ser ajustada sua amplitude é somada a um sinal CC proporcional proveniente da malha de corrente caso haja algum desequilíbrio da tensão de saída. Cada bloco é explicado detalhadamente a seguir onde o esquema completo encontra-se no apêndice C [2].

**Sincronismo com a rede:** o circuito de sincronismo com a rede é realizado com a leitura da tensão de entrada da UPS (tensão da rede), através de um transformador abaixador/isolador passando por um retificador, gerando um sinal adequado para o microcontrolador como o circuito descrito na Figura 2.19.

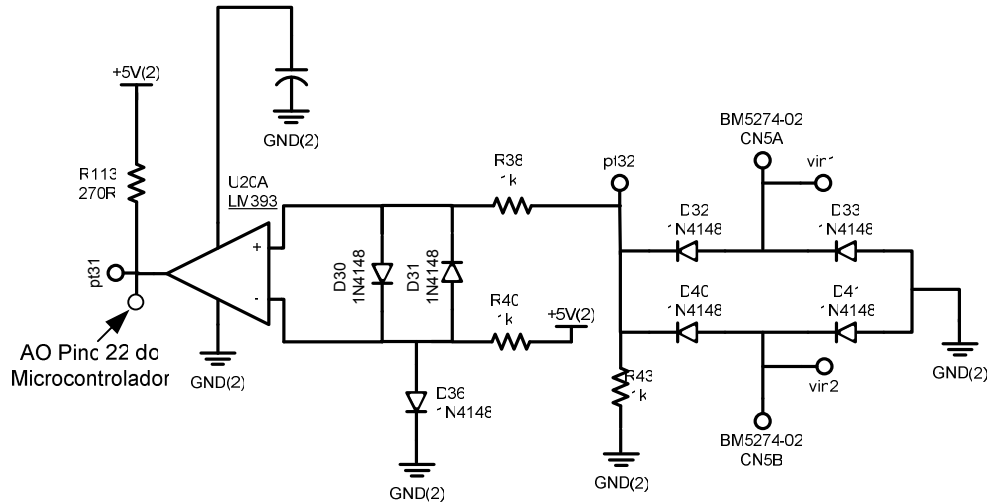


Figura 2.19 – Circuito de sincronismo com a rede.

**Microcontrolador:** O microcontrolador tem a função de gerar uma tensão de referência senoidal na frequência desejada para o inversor, ajustando a frequência desse sinal sincronizando com a amostra colhida da rede. O circuito pode ser visto na Figura 2.20.

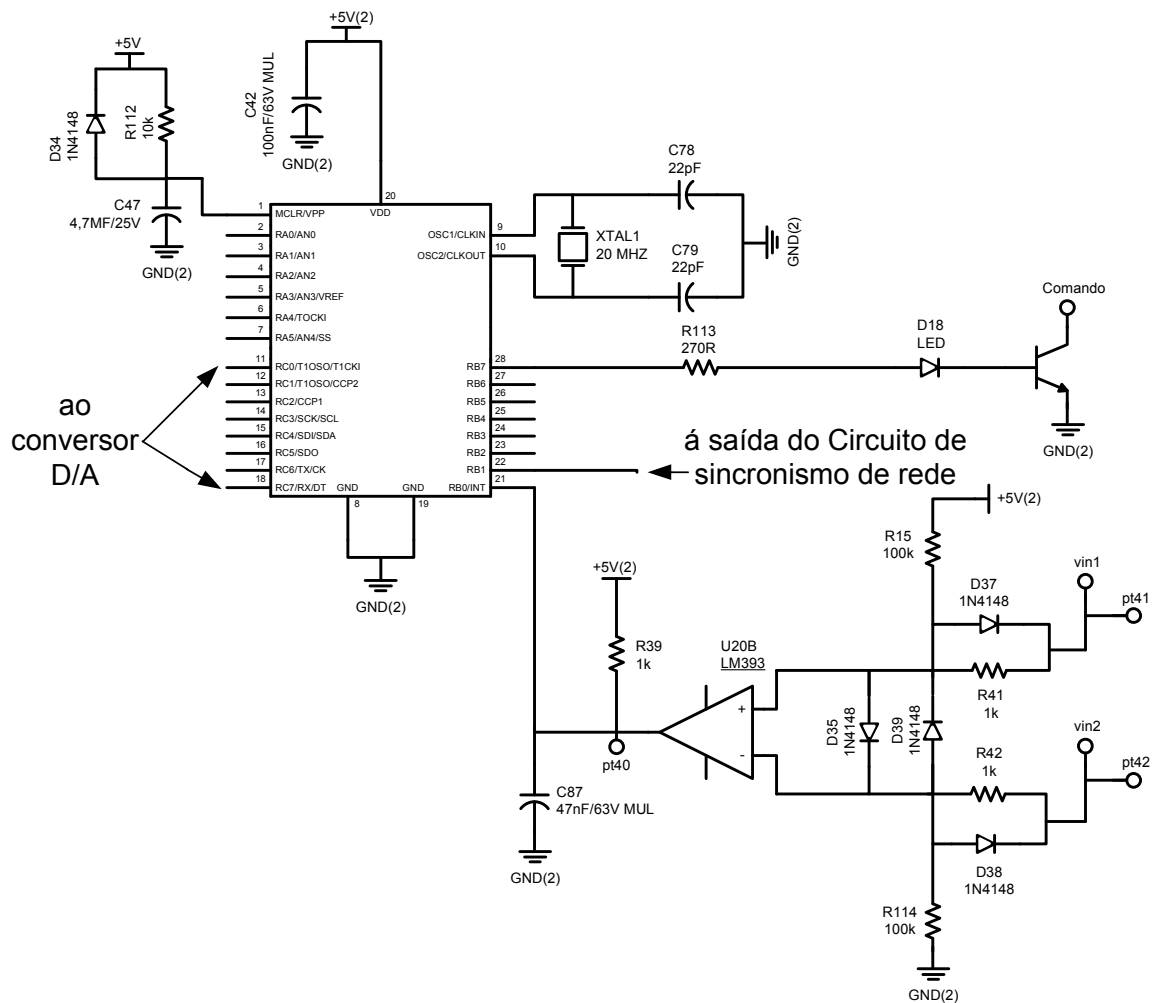


Figura 2.20 - Circuito do microcontrolador.

**Conversor digital/analógico:** Esse bloco tem a função de transformar o sinal digital da senoide de referência que sai do microcontrolador, para um sinal analógico. Isso é realizado através de um conversor D/A do tipo R-2R, como o da Figura 2.21.

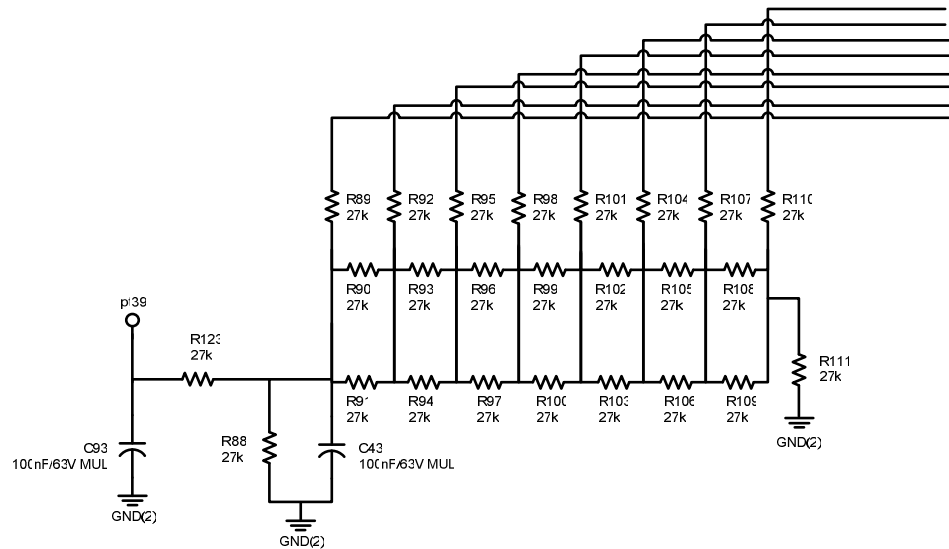


Figura 2.21 – Circuito conversor digital analógico.

**Partida progressiva:** Este bloco tem a função de controlar gradativamente a amplitude do sinal de saída da UPS, de acordo com o sinal de referência gerado pelo microcontrolador partindo de zero até o valor máximo em um tempo pré-determinado.

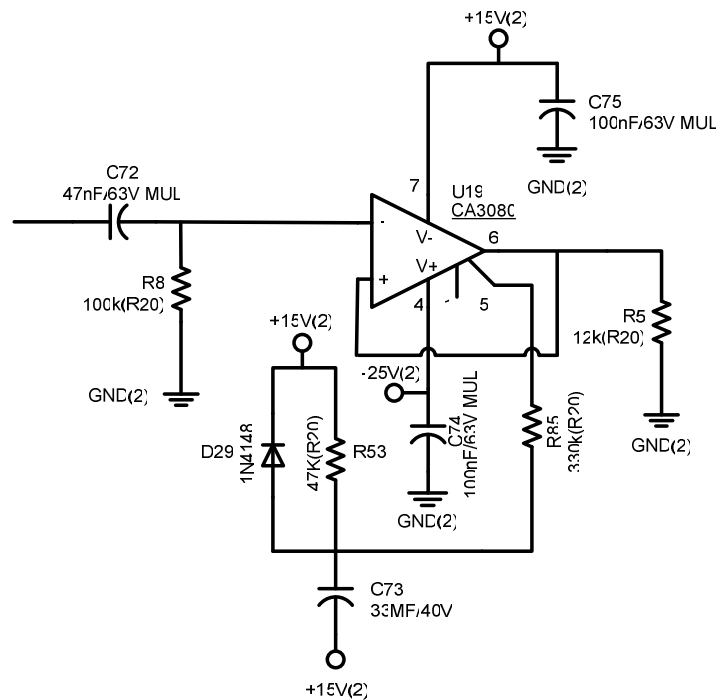


Figura 2.22– Circuito de partida progressiva.

**Ajuste da senoide:** Esse bloco é responsável pelo ajuste da amplitude da senoide de referência e por tornar o sinal de referência simétrico.

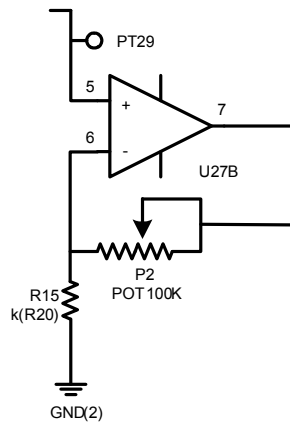


Figura 2.23 – Circuito de ajuste da senoide de referência.

**Filtro passa baixa (PB):** Esse bloco é responsável por atenuar os ruídos de frequências superiores à da senoide de saída, fornecendo um sinal sem distorção para o controle. O circuito de amostragem e do filtro passa baixa é mostrado na Figura 2.24.

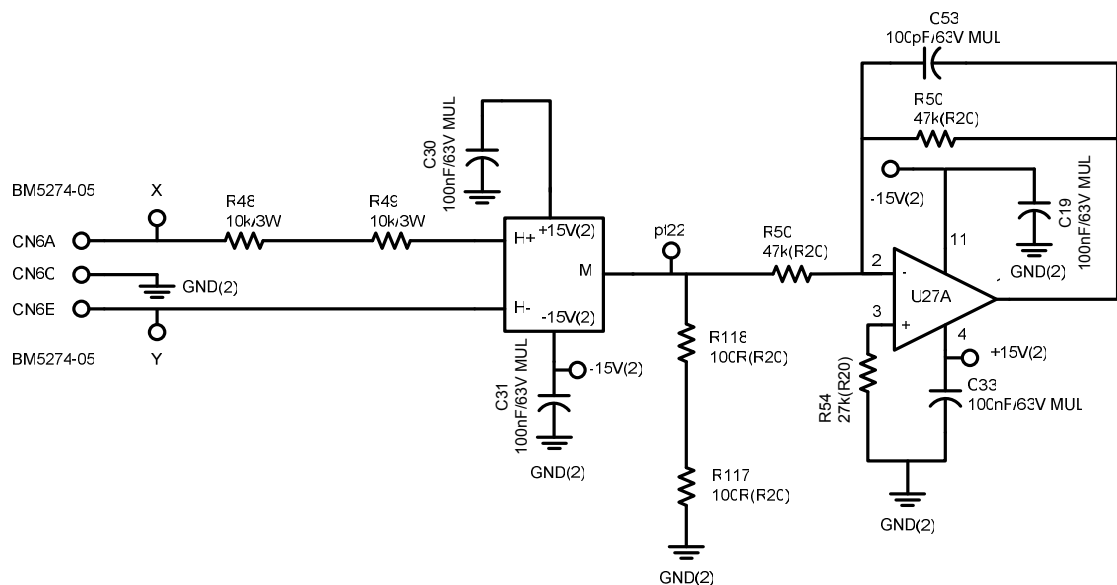


Figura 2.24 – Circuito de Amostragem e filtro passa baixa.

**Sensor de corrente:** Esse bloco é um transdutor de efeito *hall* responsável por coletar o valor da corrente no primário do transformador e transformar em um sinal de tensão aplicando ao circuito de *offset*.

**Circuito de *offset*:** Esse bloco é responsável por alimentar eletricamente, amplificar o sinal de tensão proveniente do sensor de corrente e retirar o nível CC de 2,5V, característico do componente.

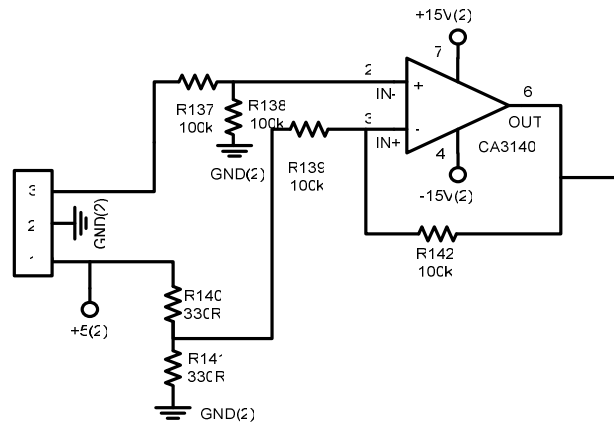


Figura 2.25 – Circuito de offset.

**Integrador:** Esse bloco gera um sinal CC proporcional a qualquer desequilíbrio presente na corrente no primário do transformador, para que seja somada a tensão de referência promovendo a correção do desequilíbrio.

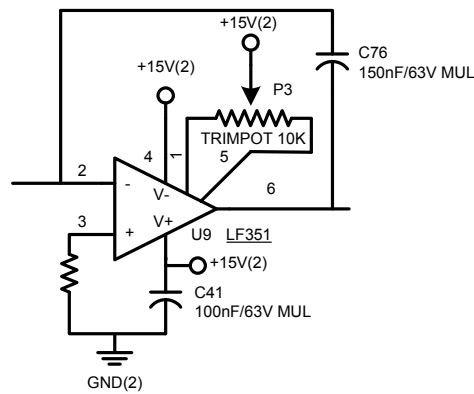


Figura 2.26 – Circuito integrador.

**Somador:** O somador tem a função de realizar a soma do sinal de referência com o sinal proveniente do integrador o qual recebe o sinal do circuito de *offset* do sensor de corrente, gerando o sinal que será enviado ao compensador de tensão.

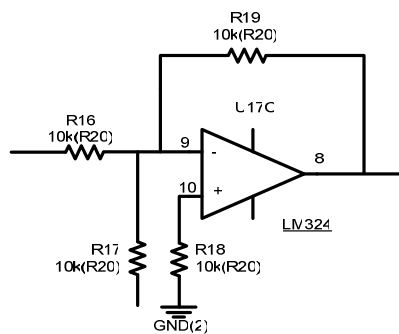


Figura 2.27 - Circuito somador.

**Compensador:** O compensador compara a tensão de saída do bloco do filtro passa baixa com a tensão de referência proveniente do bloco do somador, gerando um valor de tensão que será comparado com as ondas triangulares no bloco PWM.

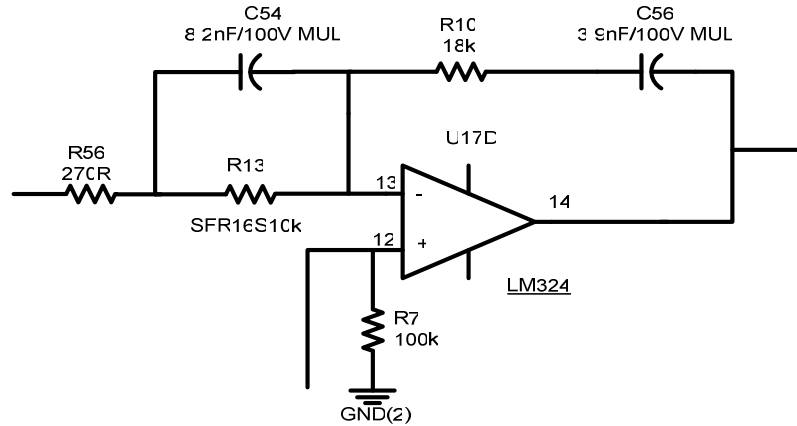


Figura 2.28 – Circuito compensador.

**Gerador de ondas triangulares:** São duas ondas triangulares simétricas e defasadas em  $180^\circ$ , portadoras.

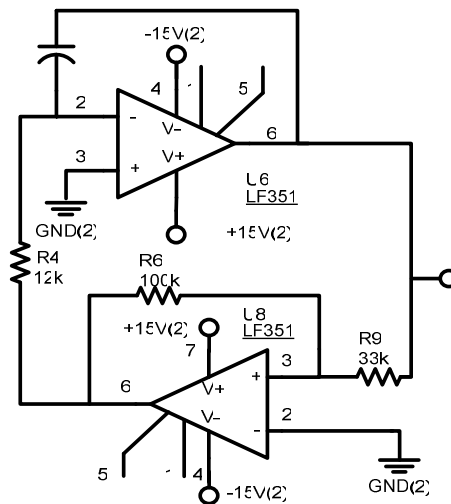


Figura 2.29 – Circuito gerador de triangular.

**Modulador PWM:** o circuito gerador do sinal PWM consiste na comparação do sinal da moduladora com os dois sinais das portadoras (ondas triangulares), assim gerando o trem de pulso para as chaves do inversor.



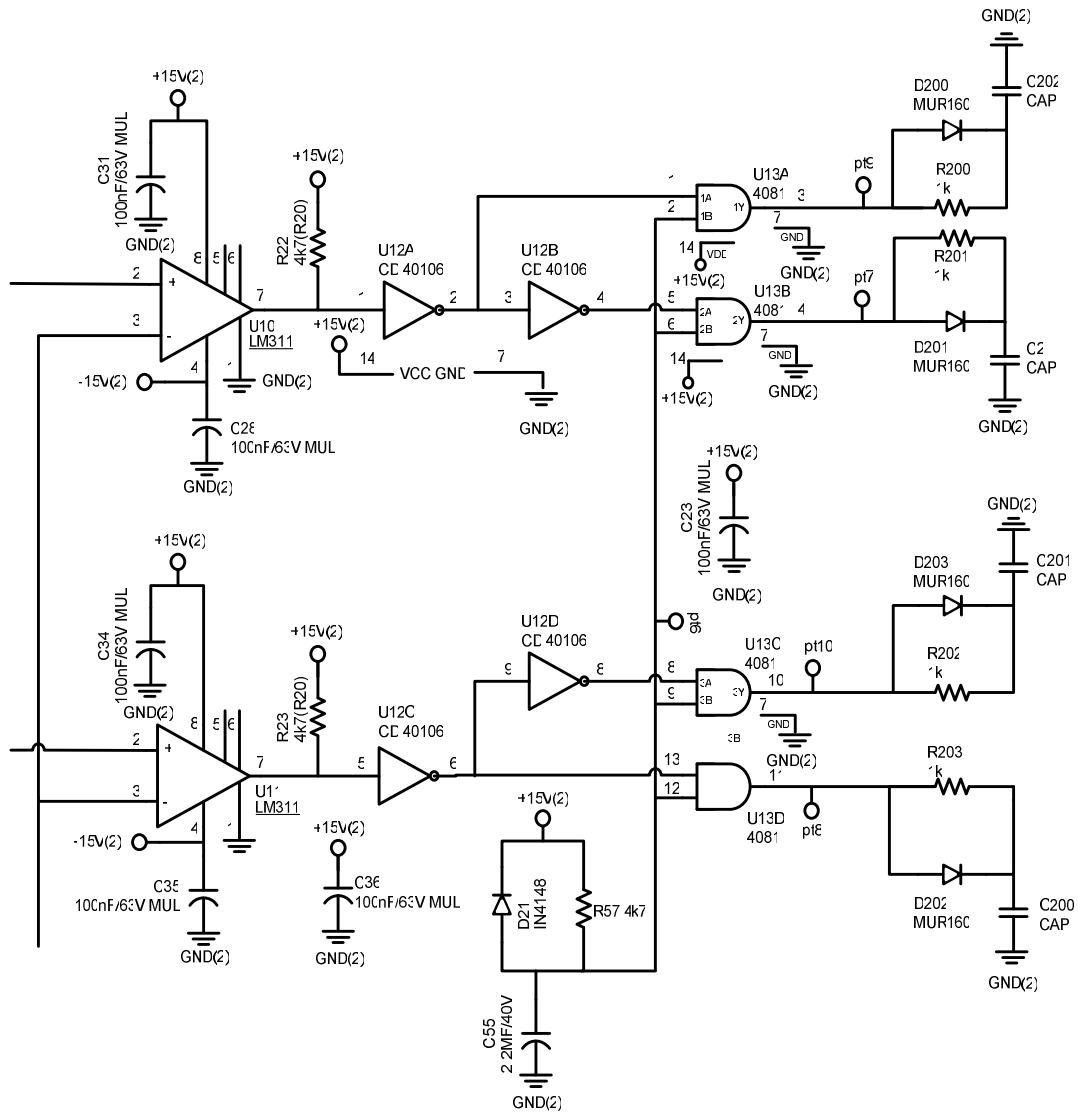


Figura 2.30 - Circuito gerador de PWM.

**Driver:** Esse bloco têm o papel de adequar o sinal de saída do circuito PWM para o sinal que é entregue ao gatilho de cada chave adicionando o tempo morto, proteção contra curto circuito de braço, proteção contra sobrecarga e garante que cada braço tenha um sinal complementar.

### 2.5.1 Função de Transferência do Inversor.

Para a obtenção da função de transferência da malha de tensão do inversor, utiliza-se o modelo de pequenos sinais do interruptor PWM apresentado em [17] através do modelo do conversor Buck operando em modo de condução contínua. A Figura 2.31 mostra o circuito.

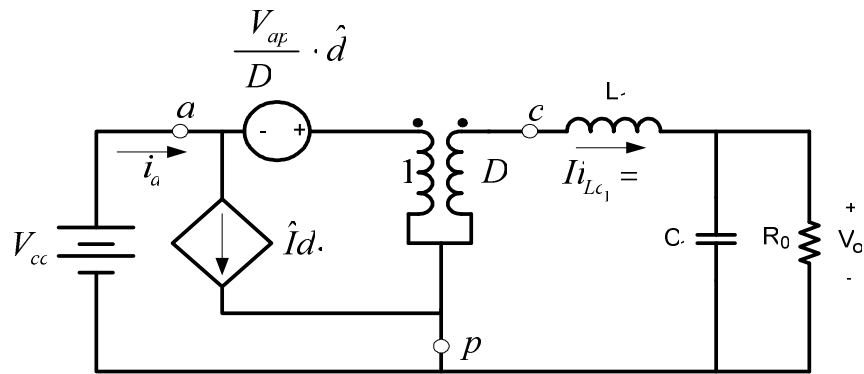


Figura 2.31– Modelo para obtenção da função de transferência do inversor.

Da análise CA do circuito da Figura 2.31, é encontrada a função de transferência do inversor  $G_v(s)$ , que é a relação entre a tensão de saída pela variação da razão cíclica, assim:

$$G_v(s) = \frac{V_{cc}}{s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 + s \cdot \frac{L_1}{R_0} + 1}, \quad (2.65)$$

onde o ganho de amostragem de tensão é dado por (2.66).

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_o \cdot \sqrt{2}} = 0,029. \quad (2.66)$$

O diagrama de blocos do sistema é representado na Figura 2.32.

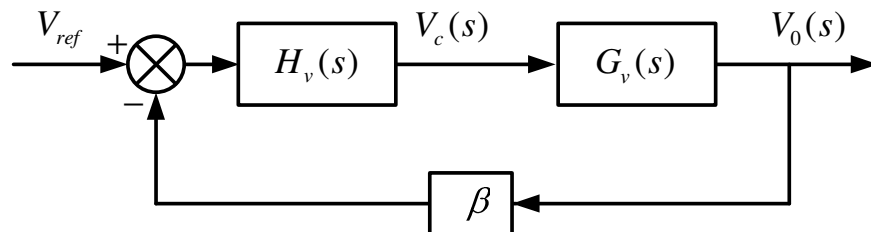


Figura 2.32 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor

A função de laço aberto (FTLA) da malha de tensão do inversor, sem considerar o controlador, é determinada por (2.67) e a Figura 2.33 mostra seu diagrama de Bode.

$$FTLA = G_v(s) \cdot \beta \quad (2.67)$$

Neste ponto será realizado apresentado o diagrama de Bode apenas da função de transferência do inversor representada por  $G_v(s)$  e do ganho de amostragem de tensão representada por  $\beta$  e logo a seguir será contemplado o compensador.

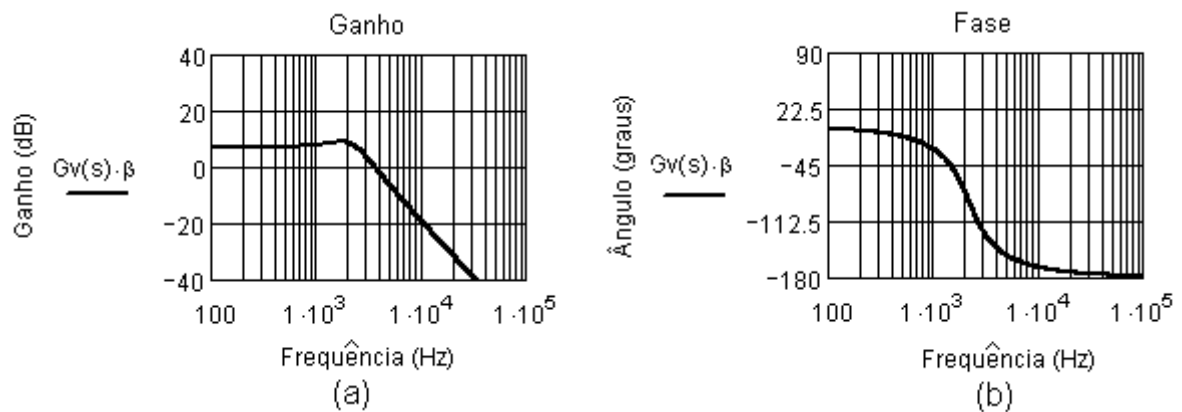


Figura 2.33– Diagrama de Bode do inversor (a) ganho (b) fase.

Os parâmetros para projeto do compensador de tensão são:

- $V_{inMax} = 365V$  Tensão máxima de entrada;
- $C_1 = 30\mu F$  Capacitância do filtro LC;
- $L_1 = 160\mu H$  Indutância do filtro LC;
- $R_0 = 2,62\Omega$  Resistência de carga;
- $V_{tri} = 5V$  Tensão de pico da portadora triangular;
- $V_{ref} = 4,37V$  Tensão de referência;
- $f_s = 20KHz$  Frequência de chaveamento.

### 2.5.2 Compensador e Critérios de Projeto

Para o correto funcionamento do inversor, este deve possuir um pólo na origem e dois zeros para diminuir a inclinação da função de transferência na passagem por zero. Para conseguir isso, é usado o compensador proporcional integral derivativo (PID), mostrado na Figura 2.34, possuindo dois zeros e dois pólos [17].

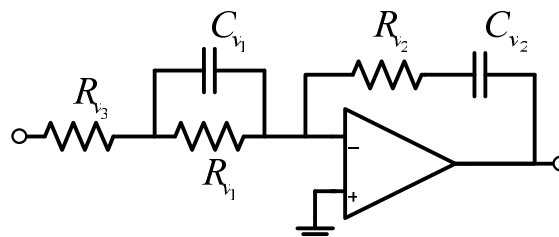


Figura 2.34 – Compensador PID.

A função de transferência do compensador  $H_v(s)$  é dada por (2.68):

$$H_v(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{v_1} \cdot C_{v_1}) \cdot (1 + s \cdot R_{v_2} \cdot C_{v_2})}{s \cdot C_{v_2} \cdot (R_{v_1} + R_{v_3}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{v_1} \cdot C_{v_1} \cdot R_{v_3}}{R_{v_1} + R_{v_3}}\right)} \quad (2.68)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do inversor são os seguintes [17]:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro em regime;
- O segundo pólo é colocado à 10 vezes da frequência natural, ou seja, a frequência de  $f_{p_2} = 22,97\text{KHz}$ , para atenuar sinais de alta frequência na realimentação de tensão;
- Os zeros são alocados na frequência natural do filtro LC de  $f_{z_1} = f_{z_2} = 2,297\text{KHz}$  e devem garantir que a passagem pelo zero da função de transferência seja com inclinação de  $-20\text{dB/década}$ ;
- A frequência de cruzamento em laço aberto deve ter o valor quatro vezes menor que a frequência de comutação, ou seja,  $f_c = 5\text{KHz}$ .

### 2.5.3 Projeto do Compensador de Tensão

A Figura 2.35 novamente apresentada, representa o sistema em diagrama de blocos com a realimentação de tensão onde  $\beta$  é o ganho de amostragem de tensão.

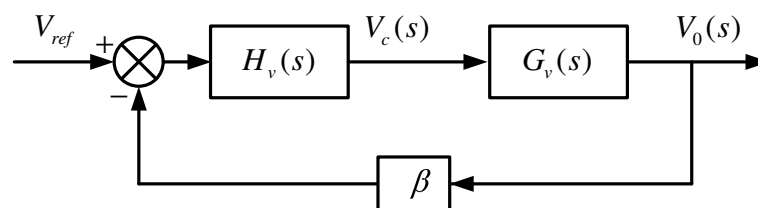


Figura 2.35 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor.

Com isso são encontrados os componentes para o compensador PID onde:

$$K_v = \frac{R_{v_3}}{R_{v_2}} \quad (2.69)$$

Assumindo um valor para  $R_{v_1} = 10\text{k}\Omega$ , tem-se:

$$C_{v_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_2} \cdot R_{v_1}} \approx 7,8\text{pF} \quad (2.70)$$

$$R_{v_3} = \frac{R_{v_{i_1}}}{2 \cdot f_{p_1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot C_{v_1} \cdot R_{v_1} - 1} \approx 1,2k\Omega, \quad (2.71)$$

$$R_{v_2} = \frac{K_v \cdot f_c \cdot \sqrt{(f_{z_2} \cdot R_{v_{i_3}} + f_{z_2} \cdot R_{v_1}) + f_c^2 \cdot R_{v_3}^2}}{(f_c^2 + f_{z_2}^2)} \approx 11k\Omega, \quad (2.72)$$

$$C_{v_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{v_2} \cdot f_{z_1}} \approx 7,2nF. \quad (2.73)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto contemplando o controlador é:

$$FTLA_v(s) = G_v(s) \cdot H_v(s) \cdot \beta. \quad (2.74)$$

A Figura 2.36 mostra o diagrama de *Bode* para a função de laço aberto com o controlador, no qual se observa que a frequência de cruzamento está próxima da desejada assim são adotados valores comerciais para os componentes do compensador e a margem de fase de  $58^\circ$ , o que garante a estabilidade do sistema.

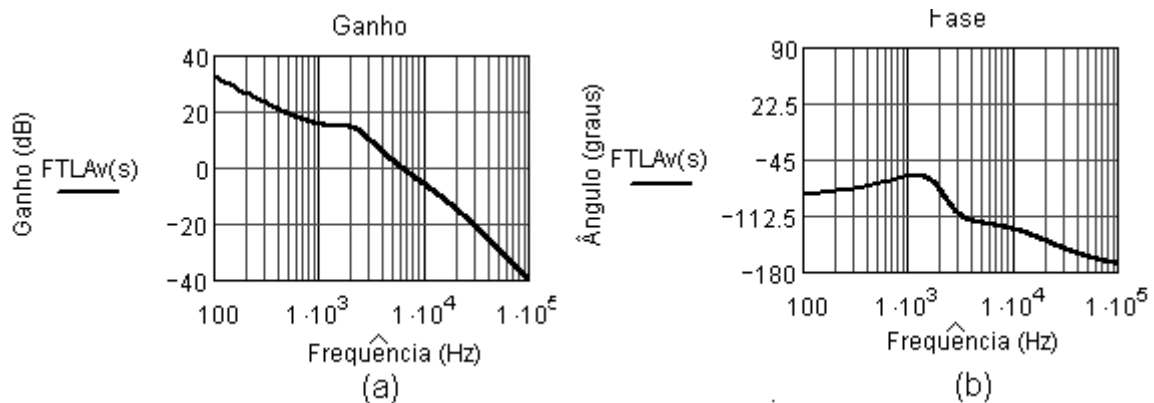


Figura 2.36– Diagrama de Bode da FTLA com controle (a) Ganho (b) Fase.

#### 2.5.4 Malha de Corrente

No modo de operação ideal do inversor em ponte completa, a tensão média no primário do transformador é nula. Contudo, imperfeições no circuito de comando, no modulador e dos próprios interruptores, podem causar desbalanceamento da tensão no primário do transformador [39]. O desbalanceamento da tensão no primário do transformador provocado por uma componente contínua de tensão pode provocar a saturação do seu núcleo e com isso o aumento da corrente que circula pelos interruptores os quais não foram projetados para tamanha corrente provocando sua destruição.

Desta forma, é necessário um monitoramento da componente contínua para evitar a saturação do núcleo do transformador, e isso é realizado utilizando um sensor de corrente que checa o desbalanceamento da corrente no primário do transformador, e varia com uma tensão CC de -2,5V até +2,5V junto ao circuito somador da malha de controle compensando o desbalanceamento.

A representação do circuito equivalente do transformador com os parâmetros referidos ao primário considerando a permeabilidade do núcleo constante, a representação da resistência dos enrolamentos como  $r_{st}$ , a indutância de dispersão como  $L_{dis}$ , e a indutância magnetizante como  $L_m$  é apresentada na Figura 2.37.

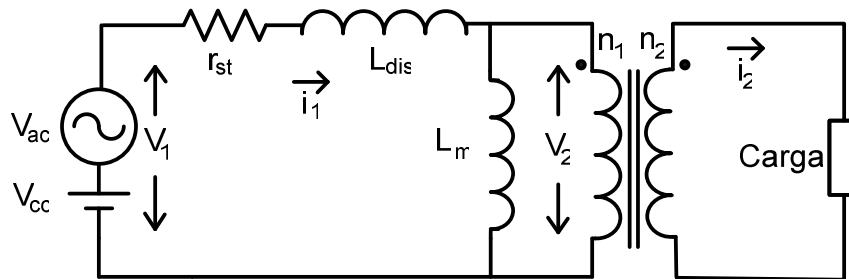


Figura 2.37 – Circuito equivalente do transformador

Fazendo uso do circuito da Figura 2.37, tem-se a Eq.(2.75) [39].

$$V_1(t) = r_{st} \cdot i_1(t) + L_{dis} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + V_2(t) \quad (2.75)$$

Da lei de *Ampère* tem-se a Eq.(2.76), onde  $F(t)$  é a força magnetomotriz dada pela Eq.(2.77) e  $R$  a relutância do caminho magnético dada pela Eq.(2.78) [39].

$$F(t) = n_1 \cdot i_1(t) - n_2 \cdot i_2(t) \quad (2.76)$$

$$F(t) = \Phi(t) \cdot R \quad (2.77)$$

$$\Phi(t) = \frac{n_1 \cdot i_1(t) - n_2 \cdot i_2(t)}{R} \quad (2.78)$$

A lei de *Faraday* relaciona a tensão induzida em um enrolamento com o fluxo total que passa pelo interior do enrolamento conforme Eq.(2.79).

$$V_1(t) = n_1 \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (2.79)$$

Substituindo a Eq.(2.79) em.(2.78) e depois em (2.75) obtém-se (2.80).

$$V_1(t) = r_{st} \cdot i_1(t) + L_{dt} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + \frac{n_1^2}{R} \cdot \frac{d\left(i_1(t) - \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2(t)\right)}{dt} \quad (2.80)$$

Utilizando a Eq.(2.80) e a Figura 2.17 verifica-se que ao existir uma componente contínua de tensão nos terminais do primário do transformador, existe também uma componente contínua de corrente circulando no circuito, entretanto não existe em  $V_2$  esta a componente contínua, ficando esta em  $r_{st}$ .

O efeito desta componente contínua de corrente é gerar uma componente contínua no fluxo mútuo concatenado do transformador, com isso, o fluxo pode se aproximar do seu limite de saturação [39].

O limite de componente contínua de corrente que pode circular pelo primário do transformador sem a saturação do núcleo depende da relutância do caminho magnético, do número de espiras do primário e da densidade máxima de fluxo magnético.

Caso haja a saturação do núcleo, devido a uma componente contínua de corrente gerada por uma componente contínua de tensão, a relutância do caminho magnético aumenta devido o fluxo magnético passar a circular pelo ar, com isso, a indutância do transformador diminui na mesma proporção, ocasionando, o aumento da corrente circulando pelo inversor, isso se for considerado que a tensão aplicada ao primário do transformador permaneça a mesma. [39].

A malha de corrente tem que atuar de maneira que a corrente média na indutância magnetizante do transformador seja sempre nula, dessa forma opta-se em medir e controlar a corrente no primário do transformador utilizando um sensor de corrente e seu controlador atuando diretamente somado com a referência de tensão, como explicado em 2.5.1.

Na análise da malha de corrente, a corrente no primário do transformador será decomposta em duas componentes. A primeira componente é a corrente gerada pela tensão aplicada nos terminais do primário do transformador, ou seja, a tensão aplicada sobre a indutância magnetizante e a resistência dos enrolamentos. A segunda componente é a carga aplicada ao secundário do transformador, ou seja, a corrente total no primário.

A equação da malha que define a função de transferência da corrente na indutância magnetizante pela tensão de controle é dada em (2.81) e a equação que define a indutância magnetizante pela tensão aplica ao primário é dada em (2.82).

$$\frac{i_{L_m}(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i}{V_p} \cdot \frac{1}{s \cdot L_m + r_s} \quad (2.81)$$

$$\frac{i_{L_m}(s)}{V_{pri}(s)} = \frac{V_i}{V_p} \cdot \frac{1}{s \cdot L_m + r_s} \quad (2.82)$$

O diagrama de blocos da malha de corrente é representado na Figura 2.38 , onde  $\beta_1$  é o ganho do sensor de corrente,  $C_i(s)$  é a função de transferência do compensador de corrente e  $V_{pri}$  a tensão no primário do transformador.

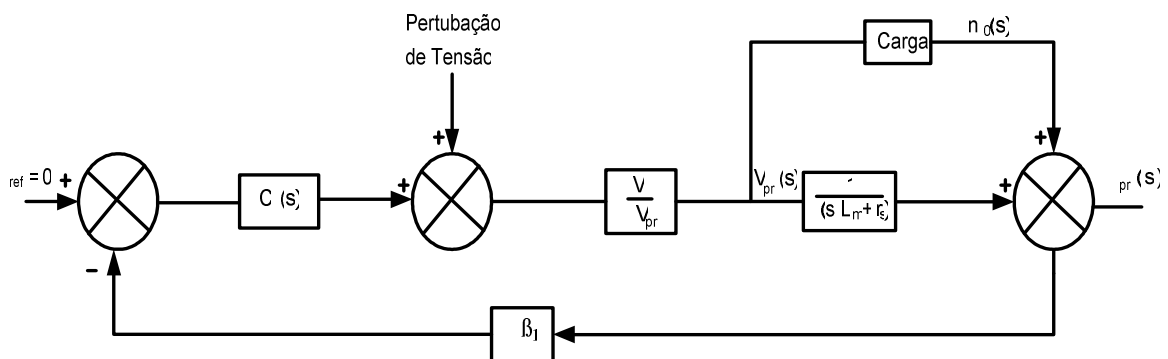


Figura 2.38 – Diagrama de blocos do da malha de corrente

Como pode ser observado na figura a corrente no primário do transformador foi dividida em duas componentes, as imperfeições do circuito são representadas pela perturbação de tensão. Este diagrama só é válido enquanto não existir a saturação do núcleo do transformador, ou seja, considera-se que a corrente magnetizante esteja controlada em um patamar que garanta a não saturação do núcleo [39]. Sendo assim, variações provenientes de transitórios em um curto período de tempo são aceitáveis.

A Figura 2.39 apresenta o circuito de controle completo do inversor contemplando o controle de tensão e corrente.



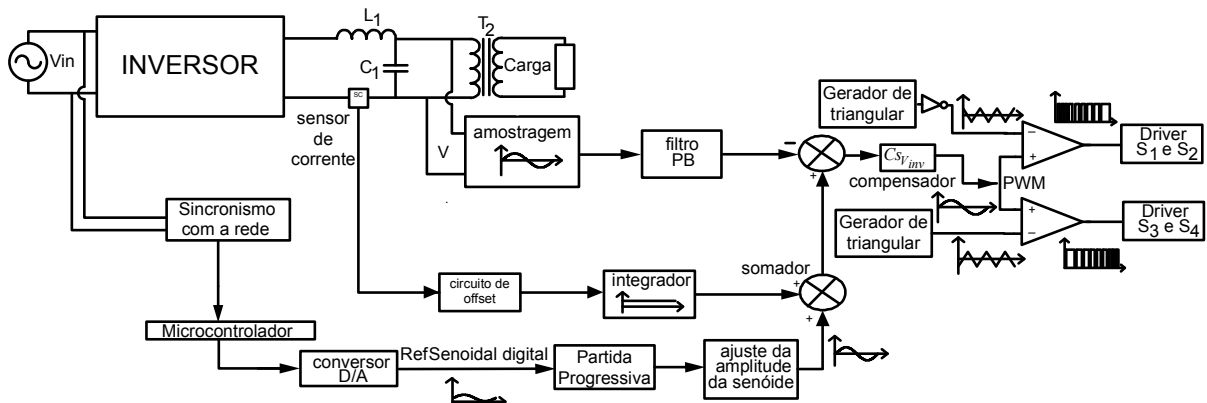


Figura 2.39 – Circuito de controle completo do inversor

## 2.6 Conclusão

Neste capítulo foi realizada a análise qualitativa e quantitativa do inversor em ponte completa. A análise qualitativa consistiu em apresentar as etapas de operação do inversor operando em regime permanente, com a descrição do modo de acionamento e modulação dos interruptores para o inversor e a técnica de modulação escolhida, no caso a modulação senoidal de três níveis.

Na análise quantitativa foram determinadas as expressões para o cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, a metodologia do cálculo térmico para que o mesmo fosse utilizado para dimensionar os dissipadores de calor, a metodologia de projeto do filtro LC e do transformador isolador de saída.

Foi realizado o dimensionamento do seu compensador de tensão e da malha de corrente como também uma breve explanação dos estágios do seu controle. É de grande importância o controle da corrente média do transformador principalmente devido à alta potência em questão.

## CAPÍTULO 3

### ESTUDO DO TRANSFORMADOR

#### 3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um estudo com o transformador, o qual foi projetado para operar como transformador isolador/elevador do estágio de saída do inversor. O estudo, tem a finalidade de verificar a viabilidade da utilização da dispersão do transformador como filtro indutivo do inversor, aproveitando para tal finalidade sem comprometer a confiabilidade da UPS, verificando as perdas no núcleo e no cobre, quando o mesmo é alimentado com uma tensão senoidal de 60Hz e uma tensão por comutação PWM unipolar [7] de 40KHz proveniente do inversor. O estudo é realizado de acordo com [18] [19] [21] [23].

Todo o levantamento foi realizado utilizando a UPS projetada para ensaios reais com carga e a vazio para analisar os efeitos sobre o transformador.

Para o procedimento em que foi aplicado a tensão senoidal de 60Hz no transformador, foram realizados três métodos diferentes. Um dos métodos é utilizado para definir as perdas quando o transformador é alimentado com tensão por comutação PWM unipolar ao se retirar o filtro LC.

Ao final do capítulo será realizado uma comparação das perdas no transformador fazendo uso de um dos três processos e verificar a viabilidade da retirada do filtro de saída aproveitando a dispersão do transformador.

#### 3.2 Ensaio do Transformador com Tensão Senoidal

##### 3.2.1 Tensão Senoidal Sem Carga - Procedimento 1

O procedimento 1 utilizado em [18] requer a coleta de alguns parâmetros nos ensaios do transformador para comparação futura com o procedimento adotado nos ensaios seguintes. Foram levantados os valores de corrente, tensão e potência no primário do transformador e tensão no secundário com o mesmo em aberto e sem carga, ao se aplicar uma tensão de 105V. Essa é a mesma tensão de saída do inversor após o Filtro LC, como apresentado no procedimento de medição da Figura 3.1.

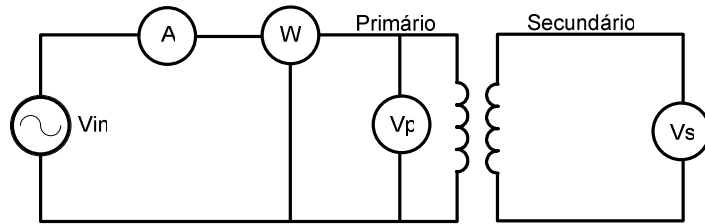


Figura 3.1 - Método de Medida do Transformador com Secundário em Aberto.

Em seguida, o secundário foi curto-circuitado com o uso de um amperímetro e a tensão elevada lentamente no primário até atingir-se a corrente nominal referente aos 4200W de projeto do transformador. Novamente mediu-se corrente, tensão e potência no primário e a corrente no secundário como mostra a Figura 3.2.

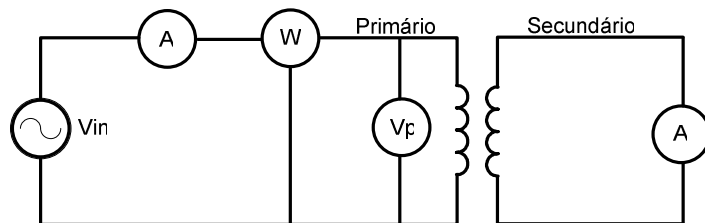


Figura 3.2 - Método de Medida do Transformador com Secundário em Curto

Os valores encontrados com os instrumentos estão contidos na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Dados coletados no ensaio

Teste com secundário em Aberto		Teste com secundário em curto	
Tensão no Primário	105V	Tensão no Primário	3,95V
Corrente no Primário	0,85A	Corrente no Primário	40,97A
Frequência	60Hz	Frequência	60Hz

Com os dados da Tabela 3.1 foram calculados os parâmetros do circuito equivalente do transformador mostrado na Figura 3.3, de acordo com [18].

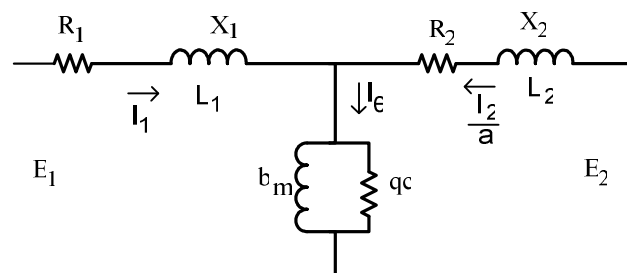


Figura 3.3 - Circuito equivalente do Transformador

A impedância equivalente é dada por (3.1) como sendo a tensão no primário sobre a corrente no primário com o secundário em curto.

$$Z_{eq} = \frac{Vp_c}{Ip_c} = 0,096\Omega . \quad (3.1)$$

A resistência equivalente é dada por (3.2) como sendo a potência medida no primário em curto ( $Pp_c$ ) sobre o quadrado da corrente no primário em curto ( $Ip_c$ ) com o secundário em curto.

$$R_{eq} = \frac{Pp_c}{Ip_c^2} = 0,077\Omega . \quad (3.2)$$

A reatância de dispersão ( $X_{eq}$ ) é dada por (3.3).

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} = 0,058\Omega . \quad (3.3)$$

Uma vez conhecendo-se  $R_{eq}$  e  $X_{eq}$ , pode-se calcular os valores de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$  e  $L_2$ . O cálculo das resistências  $R_1$  e  $R_2$  são dadas por (3.4) e (3.5).

$$R_1 = \frac{R_{eq}}{2} = 0,038\Omega , \quad (3.4)$$

e

$$R_2 = \frac{R_{eq}}{2 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2} = 0,051\Omega . \quad (3.5)$$

Para determinar os valores de  $L_1$  e  $L_2$  utilizou-se (3.6) e (3.7) e com estes parâmetros os valores de  $X_1$  e  $X_2$  foram calculados.

$$L_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot X_{eq} = 7,721 \cdot 10^{-5} H , \quad (3.6)$$

e

$$L_2 = \frac{1}{2 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot X_{eq} = 1,019 \cdot 10^{-4} H . \quad (3.7)$$

O cálculo de  $X_1$  e  $X_2$  é dado por (3.8) e (3.9).

$$X_1 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_1 = 0,029\Omega, \quad (3.8)$$

e

$$X_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2 = 0,038\Omega. \quad (3.9)$$

Os valores das condutâncias  $gc_2$  e  $gc_1$  são dadas por (3.10) e (3.11).

$$gc_2 = \frac{P}{E^2} = 4,109 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}, \quad (3.10)$$

e

$$gc_1 = \frac{1}{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2} \cdot gc_2 = 5,424 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}. \quad (3.11)$$

O valor da condutância  $Y_2$  é dado por (3.12).

$$Y_2 = \frac{I}{E} = 9,095 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}. \quad (3.12)$$

O cálculo das susceptâncias  $Bm_2$  e  $Bm_1$  é definida por (3.13) e (3.14), onde a susceptância  $Bm_1$  é o valor de  $Bm$  da Figura 3.3.

$$Bm_2 = -\sqrt{Y_2^2 - gc_2^2} = -6,975 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}, \quad (3.13)$$

e

$$Bm_1 = \frac{1}{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2} \cdot Bm_2 = -9,207 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}. \quad (3.14)$$

Com todos os parâmetros calculados, pode-se determinar as perdas no cobre e as perdas no ferro, quando o transformador opera em vazio através de (3.15) e de (3.16), respectivamente.

$$P_{cu} = X_2 \cdot I^2 + R_2 \cdot \left( I \cdot \frac{N_1}{N_2} \right)^2 = 0,056W , \quad (3.15)$$

e

$$P_f = P - R_1 \cdot I^2 = 45,272W . \quad (3.16)$$

### 3.2.2 Tensão Senoidal Sem Carga - Procedimento 2

Após o cálculo das perdas utilizando o procedimento 1, a mesma medição é realizada utilizando-se um osciloscópio com função de analisador de potência, resultando nos seguintes dados, como mostra a Figura 3.4 [19] [27] .

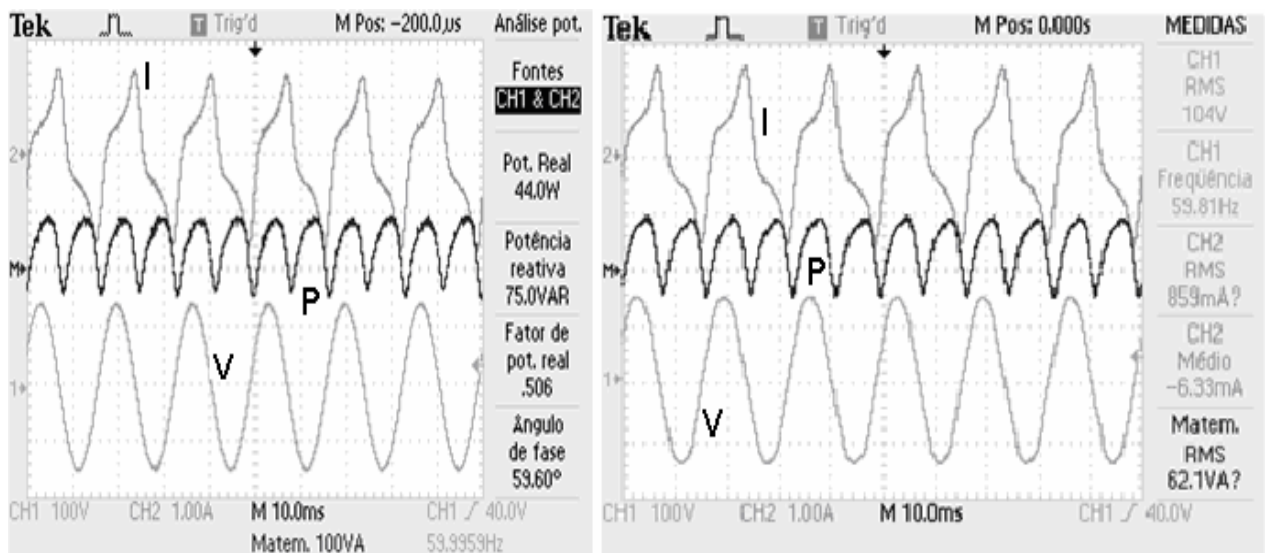


Figura 3.4 - Valores Obtidos com Osciloscópio em Função de Analisador de Potência (1) 100V/div; (2) 1A/div; (M) 100VA/div; 10ms/div

A Figura 3.4 apresenta a corrente de magnetização do transformador (I), a tensão de alimentação (V) e a perda no transformador quando o mesmo operava sem carga e alimentado com tensão senoidal. Os valores de cada parâmetro verificado na Figura 3.4 é apresentado abaixo.

- Corrente de magnetização igual a 859mA aplicando-se uma tensão de 104V;
- Potência requerida no primário do transformador de 44W.

Verificando-se uma pequena diferença nos resultados dos dois procedimentos conclui-se que o método é válido para dar procedimento a análise.

### 3.2.3 Tensão Senoidal Sem Carga - Procedimento 3

Um terceiro procedimento foi realizado para comprovação do método utilizado para medir as perdas quando o transformador for alimentado com tensão por comutação PWM unipolar. Devido à alta frequência de operação (40KHz), a instrumentação analógica e a função de analisador de potência não estava apto a conseguir medir os valores requeridos, sendo necessário desenvolver um outro método.

O procedimento 3 consiste em capturar os valores de corrente e tensão no primário com o secundário aberto e sem carga com osciloscópio em forma de arquivos de dados (.DAT), e através do software de cálculo (Mathcad), realizaram-se os cálculos ponto a ponto das formas de onda de corrente e tensão calculando as perdas.

A Figura 3.5 apresenta as formas de ondas capturadas com osciloscópio da tensão e da corrente no primário e analisadas no software matemático.

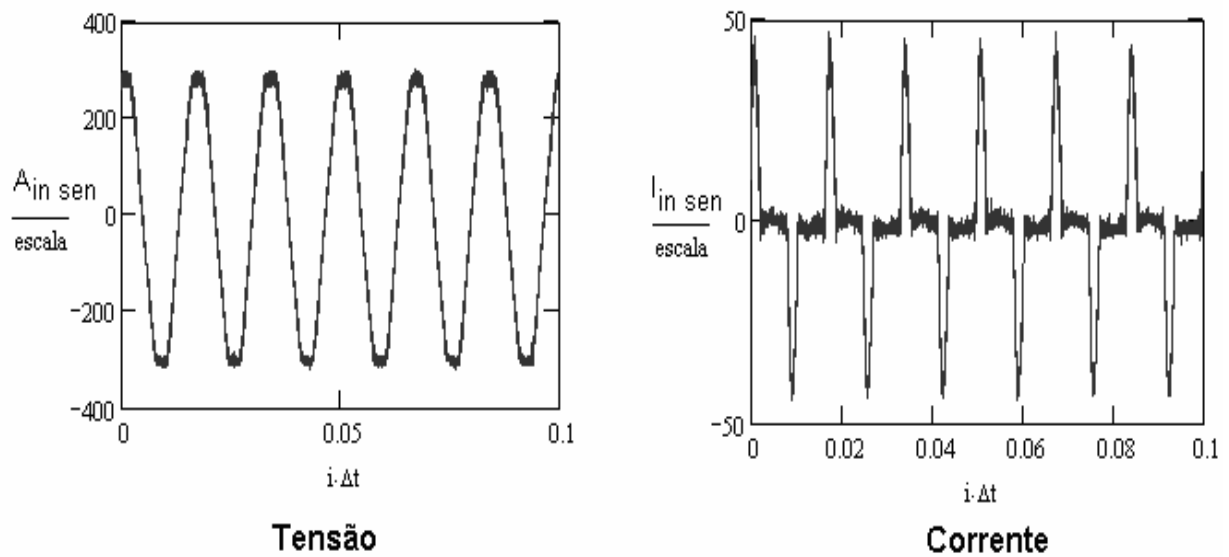


Figura 3.5 - Valores de Tensão e Corrente analisadas com software matemático

Após as formas de ondas da tensão e da corrente instantânea serem capturadas, foram calculados os valores eficazes como mostram as Eq. (3.18) e Eq.(3.20) para tensão eficaz e corrente eficaz, respectivamente. A Figura 3.6 mostra os valores calculados.

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t)^2 \cdot dt} . \quad (3.17)$$

Como os valores são discretos no tempo, a Eq (3.17) resulta na Eq (3.18).

$$V_{ef_i} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in\ sen}}{escala} \right]^2} = 104,59V. \quad (3.18)$$

Da mesma forma que o valor da tensão eficaz, a corrente eficaz da Eq (3.19) resulta na Eq (3.20).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t)^2 \cdot dt} \quad (3.19)$$

$$I_{ef_i} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{I_{in\ sen}}{escala} \right]^2} = 0,867A. \quad (3.20)$$

Os termos das Eq (3.18) e Eq (3.20) são definidos como:

- $A_{in\ sen}$  e  $I_{in\ sen}$  Pontos amostrados para cada intervalo de tempo (Arquivo .DAT gerado pelo osciloscópio);
- $i$  Número de pontos coletados no total de 10.000 pontos;
- $escala$  Dado do arquivo que deve ser dividido do ponto amostrado para se obter o real valor, pois o ponto amostrado é em forma decimal;
- $\Sigma$  Soma de todos os pontos amostrados;
- $n = 3$  Define os três primeiros tempos do arquivo os quais são o cabeçalho dos arquivos  $A_{in\ sen}$  e  $I_{in\ sen}$ ;
- $(i+1) \cdot \Delta t$  Define o período.

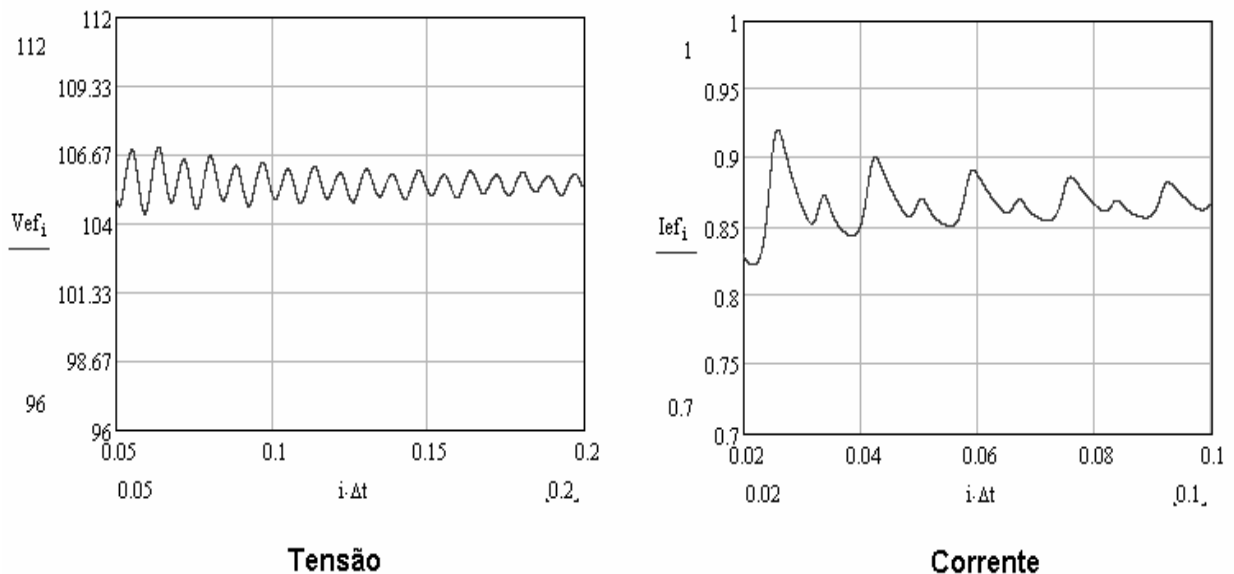


Figura 3.6 - Valor Eficaz de tensão e corrente no primário do transformador



Após o cálculo dos valores eficazes de corrente e tensão, obteve-se a potência média através da Eq.(3.22), a qual é a potência de perda com o transformador operado a vazio, como mostra a Figura 3.7.

$$P_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^t v(t) \cdot i(t) dt \quad (3.21)$$

Como os valores são discretos no tempo, a Eq (3.21) é modificada para Eq (3.22).

$$P_i = \frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \left[ \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in\ sen} \cdot I_{in\ sen}}{escala} \right] \cdot \Delta t \right] = 43,47W \quad (3.22)$$

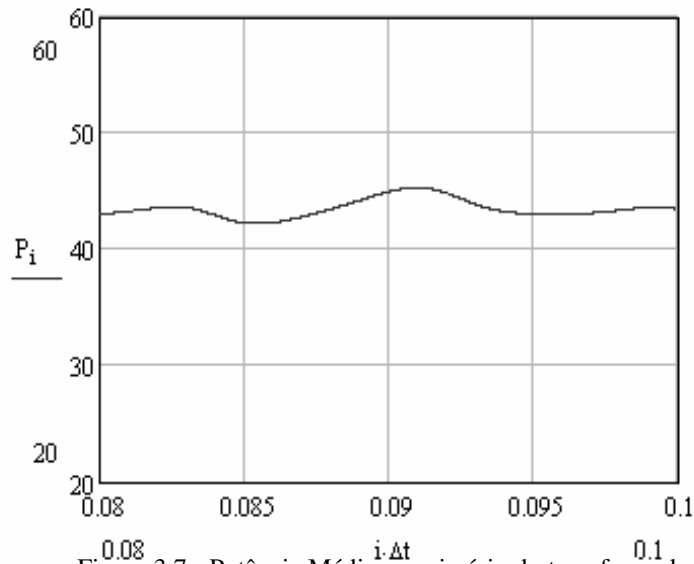


Figura 3.7- Potência Média no primário do transformador

### 3.2.4 Tensão Senoidal com Carga - Procedimento 3

O próximo passo foi aplicar carga ao secundário do transformador para medir as perdas totais (Cobre e Ferro). Os parâmetros de tensão e corrente foram capturados com osciloscópio e analisados no software, para gerar a potência média no transformador ao alimentá-lo com tensão senoidal. A Figura 3.8 mostra, o valor de tensão e corrente instantânea ao aplicar 3,4kW de carga no secundário do transformador. O procedimento foi realizado com 80% da carga nominal devido, a limitações do inversor no ensaio, quando o mesmo alimentava diretamente o transformador com tensão por comutação PWM unipolar e devido a isso, todo o procedimento foi limitado a esta potência.

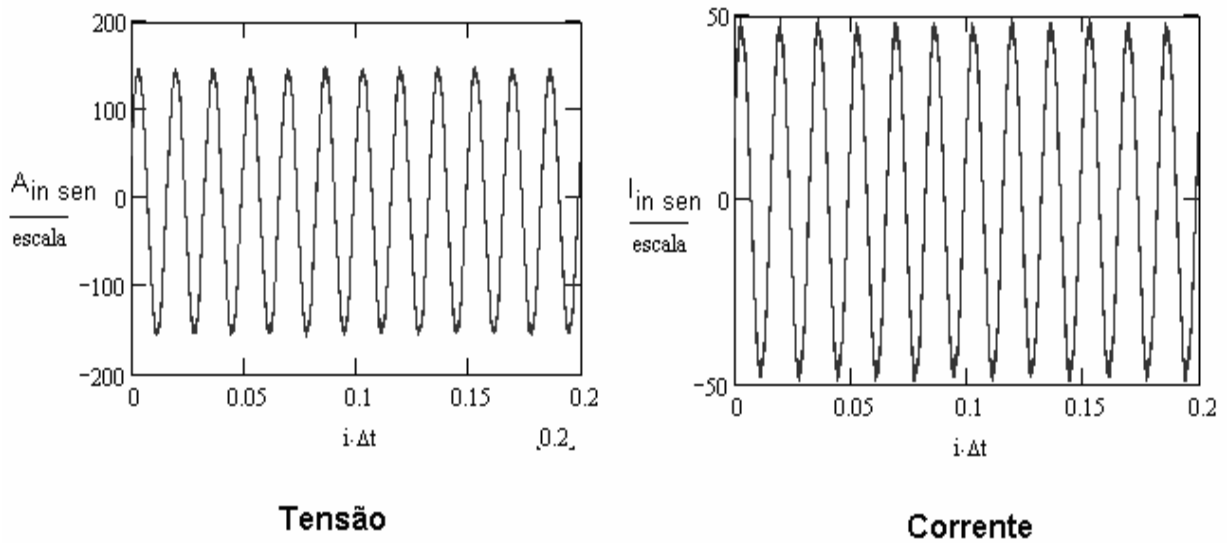


Figura 3.8 - Valores de tensão e Corrente no Primário do transformador ao se aplicar 3.4kW de Carga no secundário

Após a análise, calculou-se a tensão e a corrente eficaz dos valores de tensão e corrente da Figura 3.8, através das Eq.(3.23) e Eq.(3.24), obtendo-se os valores mostrados na Figura 3.9, seguindo o mesmo padrão definido anteriormente.

$$V_{ef_1} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in\ sen}}{escala} \right]^2} = 105,36V, \quad (3.23)$$

e

$$I_{ef_1} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{I_{in\ sen}}{escala} \right]^2} = 33,27A. \quad (3.24)$$

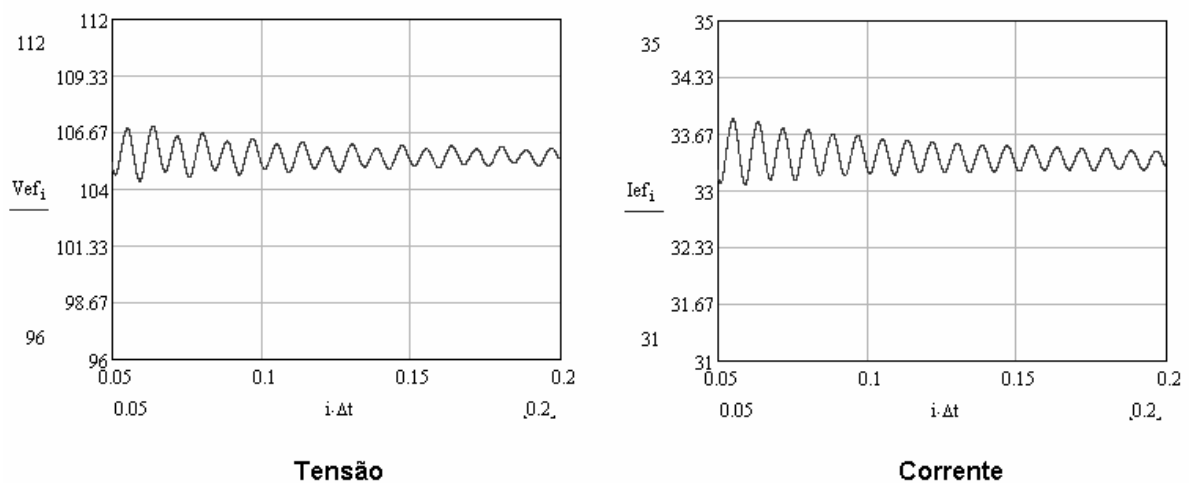


Figura 3.9 - Valor de tensão e corrente eficaz no primário do transformador ao se aplicar 3.4kW de Carga no secundário

Após determinar a tensão e a corrente eficazes, calculou-se a potência média utilizando a Eq.(3.25), que é a potência total requerida no primário e no secundário.

$$P_i = \frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \left[ \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in\ sen} \cdot I_{in\ sen}}{escala} \right] \cdot \Delta t \right] = 3497,38W . \quad (3.25)$$

A Eq. (3.26) fornece a perda no primário ao se subtrair a potência total com a potência aplicada ao secundário, como é mostrado na Figura 3.10.

$$P_{pri} = P_i - P_0 = 97,385W . \quad (3.26)$$

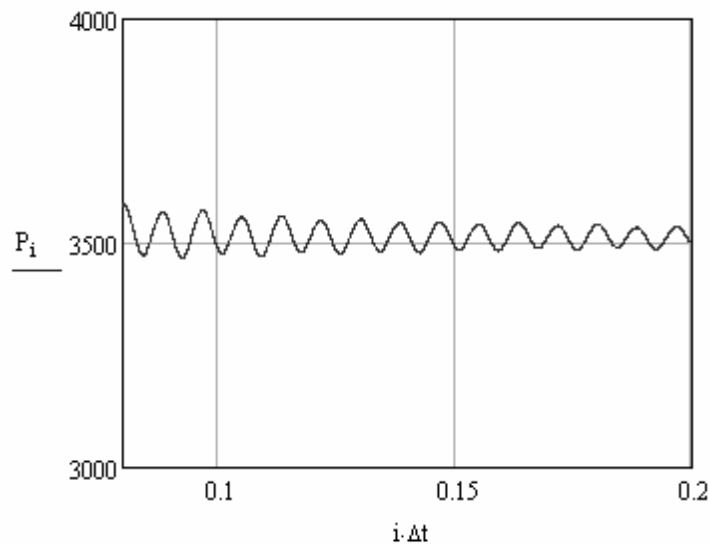


Figura 3.10 - Potência média no primário do transformador ao se aplicar 3,4kW de carga no secundário

Com o ensaio realizado conclui-se que a perda no ferro e a perda no cobre é de 97W ao se aplicar 3,4kW no secundário, que corresponde a 80% do valor da carga nominal.

### 3.3 Ensaio do Transformador com Tensão por comutação PWM unipolar

#### 3.3.1 Ensaio do Transformador Aplicando Tensão por comutação PWM unipolar a Vazio

O procedimento foi realizado retirando o filtro do inversor e aplicando diretamente o primário do transformador como realizado em [28]. Foi necessário o ajuste do ganho do sensor da malha de tensão para que o secundário obtivesse o mesmo valor de 115V. O capacitor de filtro, que antes era aplicado ao primário do transformador, agora passa a ser conectado no secundário.

O procedimento inicial foi realizado aplicando-se a tensão nominal de 311V ao barramento e analisando-se a tensão de saída para os 115V, realizando-se ajustes necessários no controle do inversor. A Figura 3.11 apresenta os valores de tensão no secundário (Ch1), corrente no primário (Ch3) e tensão no primário (Ch4), com transformador alimentado com tensão por comutação PWM unipolar .

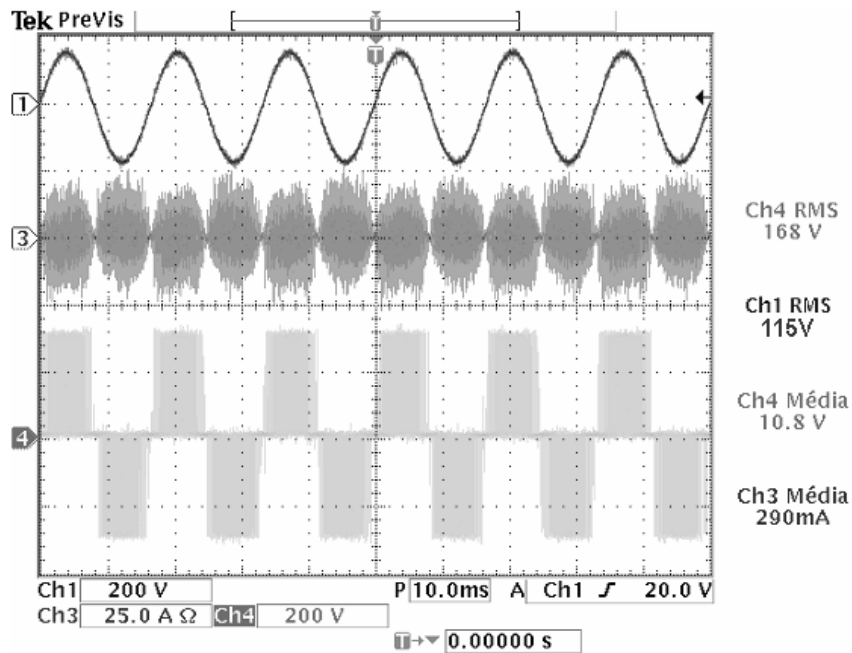


Figura 3.11 - Valores de tensão no secundário (Ch1), corrente no primário (Ch3) e tensão no primário (Ch4) com transformador alimentado com tensão por comutação PWM unipolar

Após os ajustes necessários no circuito de controle aplicou-se o tensão por comutação PWM unipolar no primário do transformador e mediu-se as perdas a vazio e com 80% da carga aplicada ao secundário. A Figura 3.12 mostra a tensão por comutação PWM unipolar aplicada ao primário do transformador com o secundário a vazio e a corrente requerida.

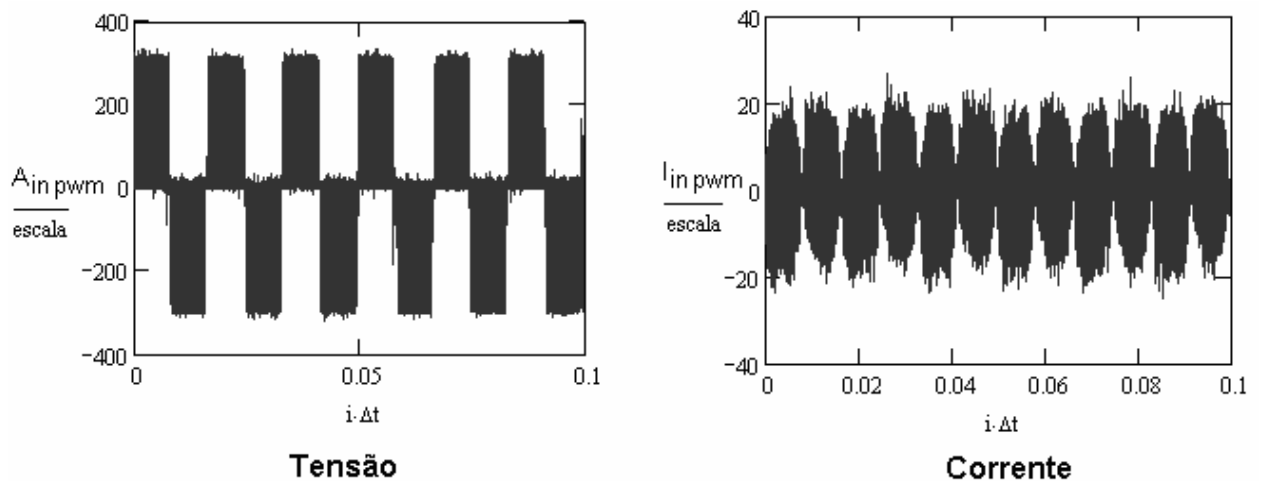


Figura 3.12 - PWM aplicado ao primário do transformador e corrente requerida

Com a tensão (PWM) e a corrente acima calculou-se o valor da tensão e corrente eficaz utilizando as Eq.(3.27) e Eq.(3.28), o que gerou a Figura 3.13 com os valores encontrados.

$$V_{ef_i} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in\_pwm}}{escala} \right]^2} = 168,23V, \quad (3.27)$$

e

$$I_{ef_i} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{I_{in\_pwm}}{escala} \right]^2} = 9,07A. \quad (3.28)$$

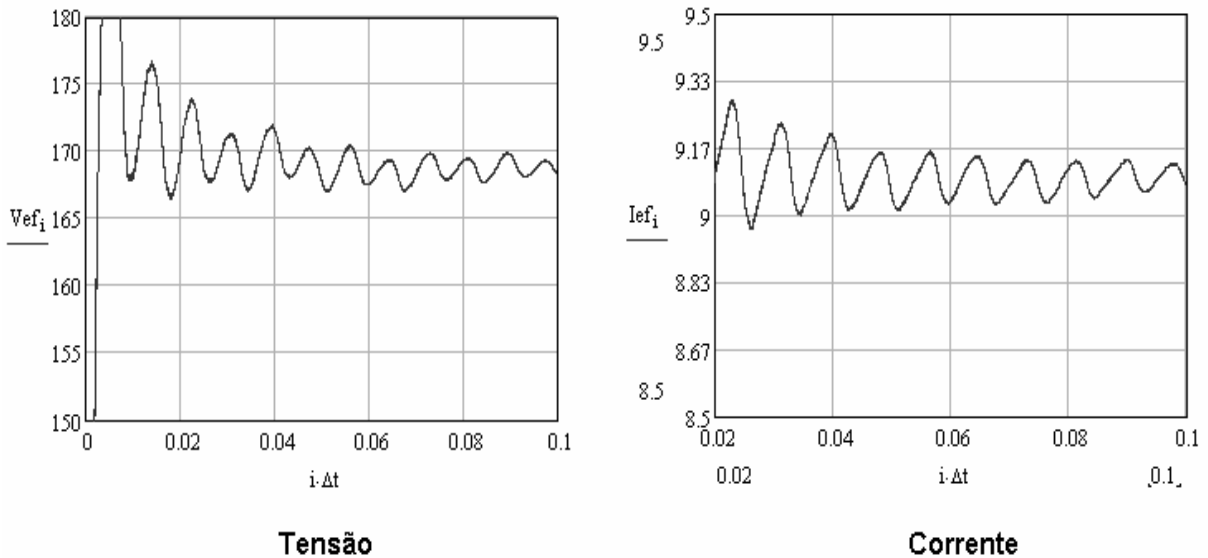


Figura 3.13 - Valor eficaz do PWM e da corrente

A potência média foi calculada de acordo com a Eq.(3.29).

$$P_i = \frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \left[ \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in\_pwm} \cdot I_{in\_pwm}}{escala} \right] \cdot \Delta t \right] = 264,98W. \quad (3.29)$$

A Figura 3.14 mostra o valor da potência média no primário do transformador ao se aplicar a tensão por comutação PWM unipolar .

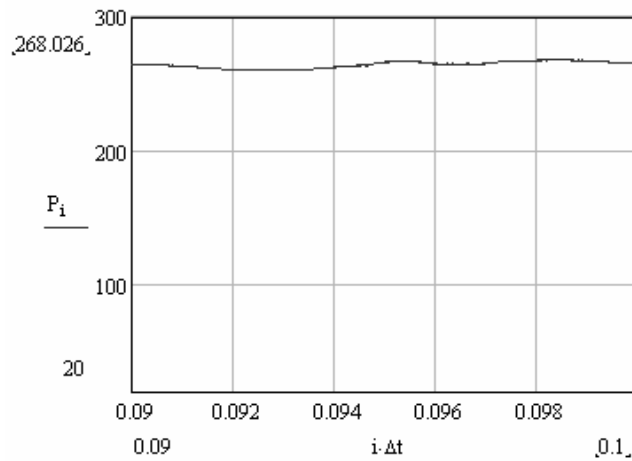


Figura 3.14 - Potência média no Primário ao aplicar o PWM

### 3.3.2 Ensaio do Transformador Aplicando Tensão por comutação PWM unipolar com Carga

Seguindo o procedimento com tensão senoidal, aplicou-se no secundário do transformador uma potência de 3,4kW e mediu-se a tensão e a corrente instantânea no primário a fim de verificar as perdas do transformador com carga. A Figura 3.15 mostra a tensão (PWM) e a corrente neste caso.

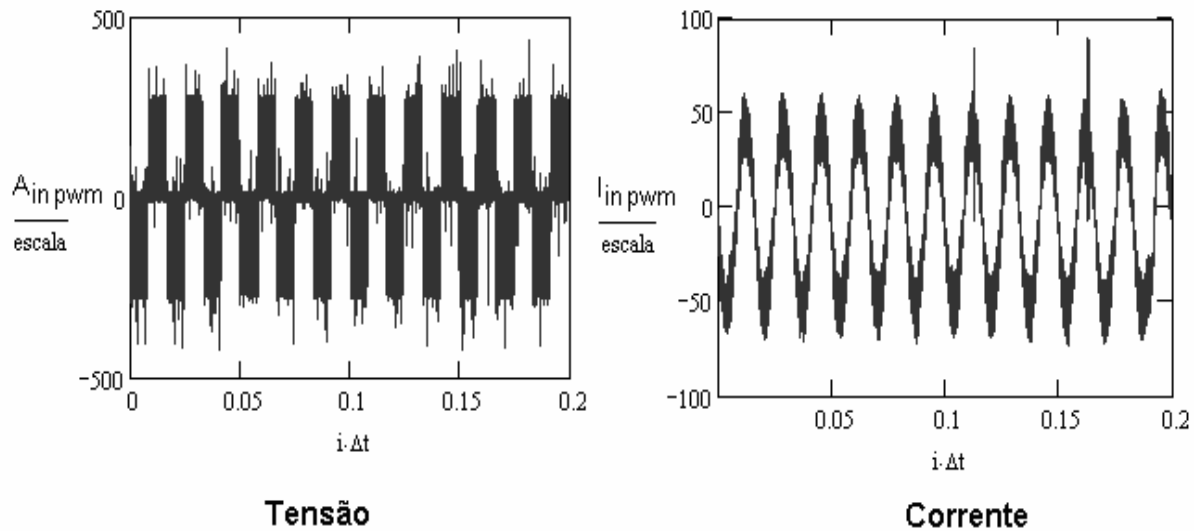


Figura 3.15 - Tensão corrente instantânea ao aplicar carga no secundário do transformador

Com os valores capturados da tensão e corrente instantânea calculou-se os valores eficazes utilizando as Eq.(3.30) e Eq.(3.31). Os valores eficazes de tensão e corrente são apresentados na Figura 3.16.

$$V_{ef_i} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in \text{ pwm}}}{escala} \right]^2} = 161,04V, \quad (3.30)$$

e

$$I_{ef_i} = \sqrt{\frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=3}^i \left[ \frac{I_{in \text{ pwm}}}{escala} \right]^2} = 35,96A. \quad (3.31)$$

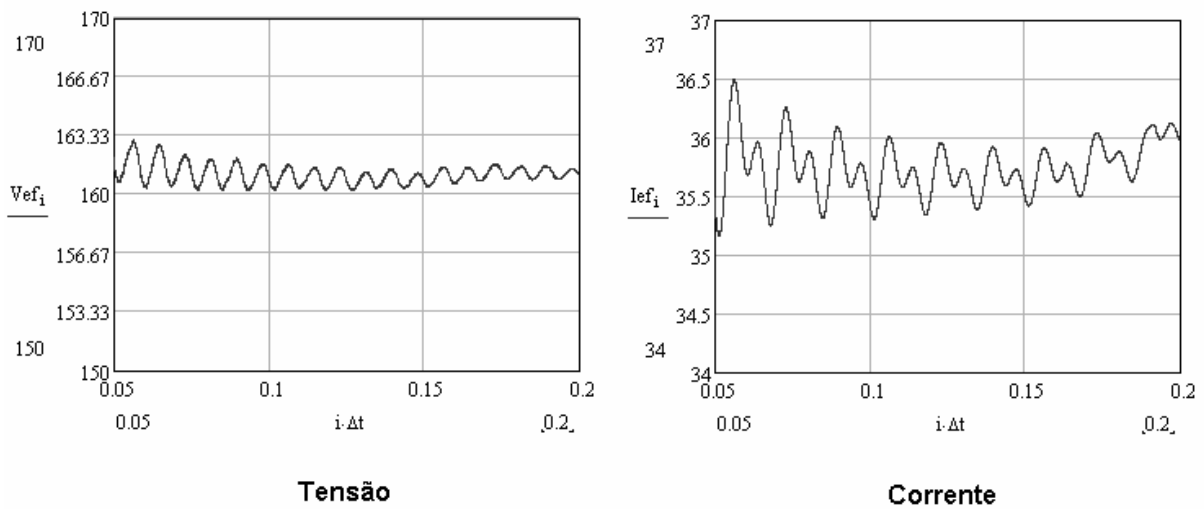


Figura 3.16 - Tensão e corrente eficaz

Fazendo uso das formas de onda da tensão e da corrente da Figura 3.15, obtém-se a potência média através da Eq.(3.32) e seu valor gerou a Figura 3.17.

$$P_i = \frac{1}{(i+1) \cdot \Delta t} \cdot \left[ \sum_{n=3}^i \left[ \frac{A_{in \text{ pwm}} \cdot I_{in \text{ pwm}}}{escala} \right] \cdot \Delta t \right] = 3773,76W. \quad (3.32)$$

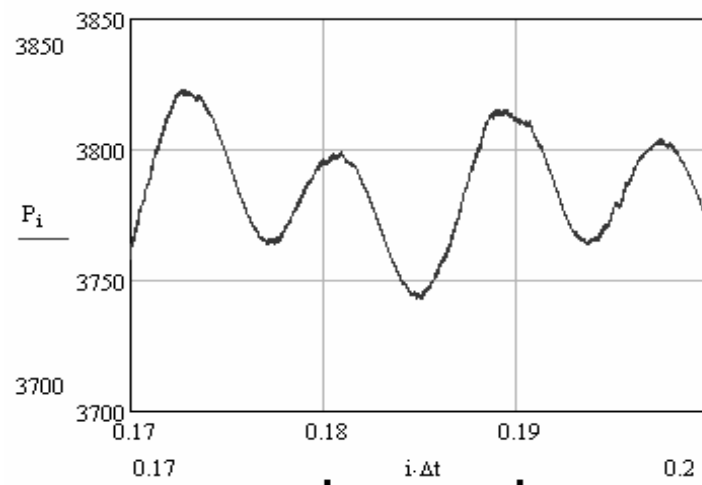


Figura 3.17 - Potência média requerida ao se aplicar carga

Então conclui-se que as perdas no transformador ao se aplicar tensão por comutação PWM unipolar, pode ser definida como a potência total no primário menos a potência aplicada no secundário, como mostra a Eq.(3.33).

$$P_{perda} = P_{prim.} - P_0 = 373,76W \quad (3.33)$$

Percebe-se então que a perda é aproximadamente 74% maior, se comparada à perda quando o transformador é alimentado com uma tensão senoidal.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo foi realizada a análise do transformador para obter às perdas que o mesmo possui ao se aplicar uma tensão senoidal com e sem carga e uma tensão por comutação PWM unipolar com carga e a vazio.

Na análise com a UPS fornecendo a tensão senoidal, o transformador e o inversor conseguiram alcançar plena carga, ou seja, 4,2kW, mas o estudo comprovou que não foi possível aplicar plena carga ao quando o transformador era alimentado com tensão por comutação PWM unipolar, obtendo ao máximo de 3,4kW, ou seja, 80% da potência nominal ao qual a UPS fora projetada. Devido a limitação de potência os ensaios para os dois casos foram limitados a 80% da carga nominal.

Verificou-se na análise com tensão senoidal, o transformador obteve uma perda aceitável de aproximadamente 100W com carga, e atendeu ao requisito do projeto de isolar galvanicamente e elevar a tensão de saída do inversor.

O estudo tinha a finalidade de utilizar a dispersão do transformador ao se retirar o indutor de filtro e verificar se as perdas no transformador seriam muito diferentes das perdas utilizando o indutor de filtro. Foi verificado que a perda no transformador aumentou consideravelmente chegando a 74% acima da perda com o filtro indutivo e o inversor não foi capaz de fornecer a potência de 4,2kW ao qual fora projetado.

Conclui-se que a idéia de redução de custo e volume ao retirar o indutor de filtro e conectar diretamente o mesmo transformador que era utilizado não tem viabilidade, pois compromete a confiabilidade da UPS, aumenta consideravelmente as perdas em 74% e provoca a limitação de potência fornecida pela UPS.



## CAPÍTULO 4

### CIRCUITOS AUXILIARES E ESTUDO DO *LAYOUT*

#### 4.1. Introdução

Os circuitos aqui apresentados compõem os circuitos auxiliares do sistema da UPS e alguns métodos que foram utilizados para minimizar problemas de sobre tensões provocados pelo *layout* da PCI (Placa de Circuito Impresso) do inversor, utilização de IGBTs discretos e em paralelo para processamento de potência de 6kVA e, mudança do *layout* da PCI da chave estática, que compõe o circuito do *bypass*.

O sistema completo em diagramas de blocos da UPS desenvolvida é mostrado na Figura 4.1.

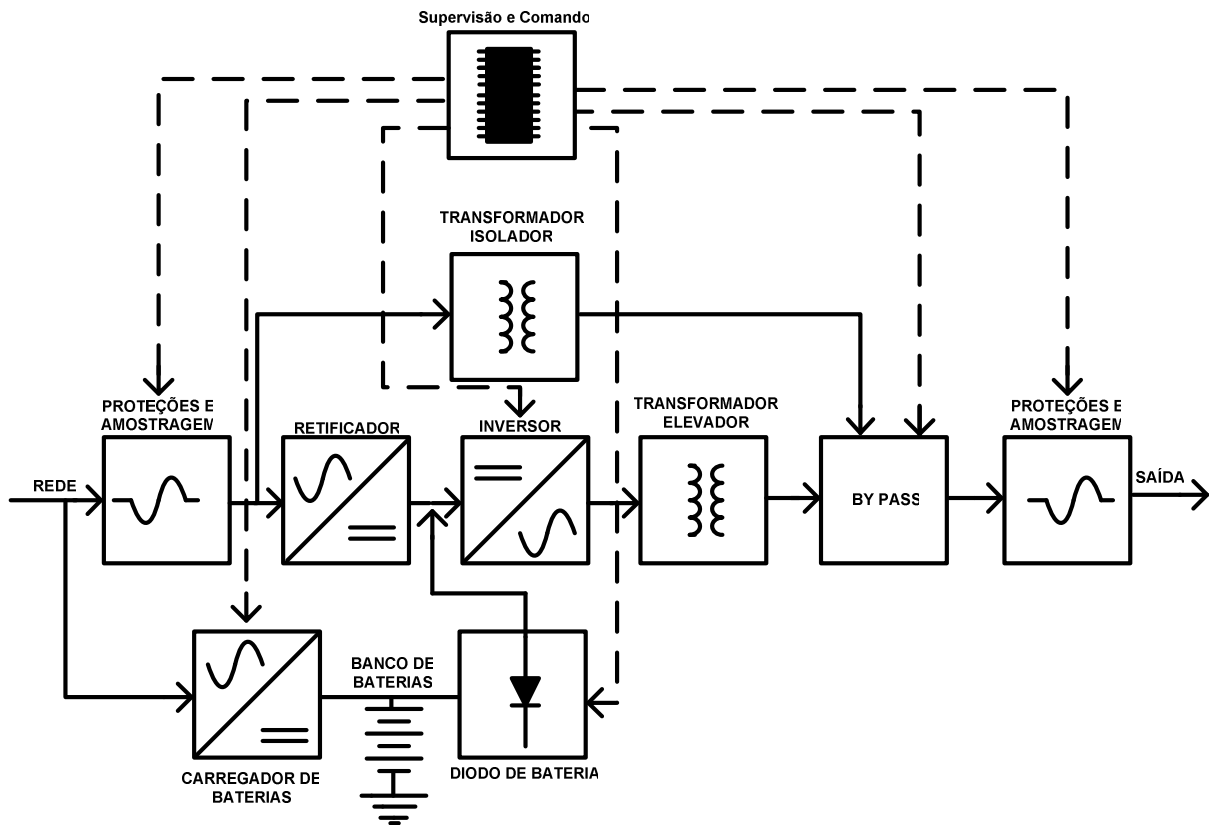


Figura 4.1 – Diagrama de blocos completo do sistema UPS desenvolvido

#### 4.2. Circuitos Auxiliares

##### 4.2.1 Carregador de Baterias

O carregador de baterias tem a função de fornecer tensão às baterias no período em que as mesmas não estejam sendo usadas pelo inversor. Este período de carga ocorre quando

a UPS está operando em modo inversor ou modo *bypass*. É utilizada a topologia clássica do conversor *Buck* com uma malha de controle de tensão em paralelo com a malha de controle de corrente.

Por se tratar de uma topologia básica, o seu princípio de funcionamento, suas formas de ondas e o desenvolvimento de suas equações não serão mostrados pois, são facilmente encontradas na literatura. A Figura 4.2 mostra a topologia do conversor *Buck*. O dimensionamento do conversor é baseado em [12] [14].

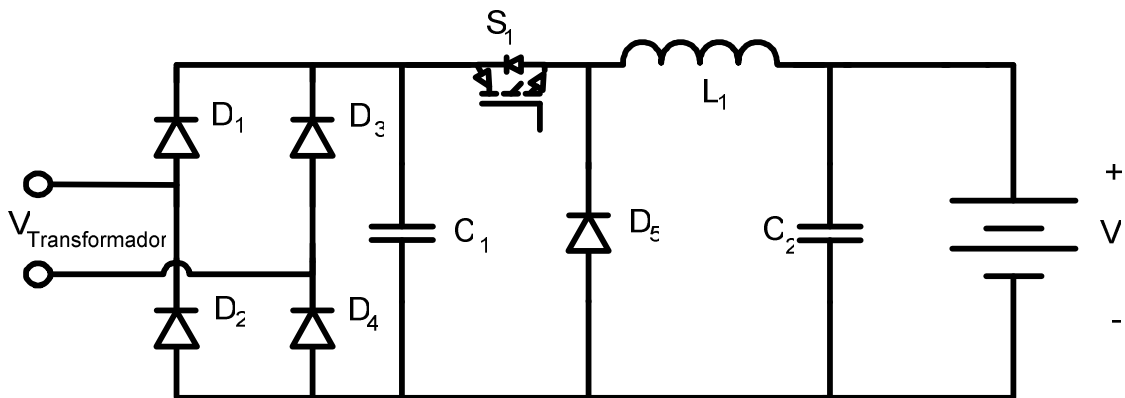


Figura 4.2 - Topologia do conversor *Buck*

#### 4.2.1.1 Especificações

O banco de baterias é composto de 16 baterias de 12V 9Ah com associação em série. O tempo de carga do banco é de aproximadamente 7,5 horas. As especificações são dadas a seguir:

- Tensão de saída:  $V_{0_{\max}} = 216V, V_{0_{\min}} = 168V$  ;
- Tensão de entrada:  $V_{i_{\max}} = 288V, V_{i_{\min}} = 192V$  ;
- Variação da corrente de saída de 20%;
- Rendimento Teórico:  $\eta = 85\%$  ;
- Frequência de chaveamento:  $f_s = 50kHz$  ;
- Potência de saída:  $P_0 = 230W$  .

#### 4.2.1.2 Projeto do Carregador de Baterias

A potência de saída é encontrada pelo produto da corrente de saída pela mínima tensão de saída, pois na tensão mínima das baterias será requerida a corrente máxima, portanto:

$$P_o = V_{0_{\min}} \cdot I_{0_{\max}} = 230W . \quad (4.1)$$

A potência de entrada é encontrada através do rendimento de acordo com a equação (4.2):

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 270,58W . \quad (4.2)$$

O ciclo de trabalho do conversor *Buck* é dado pela seguinte equação (4.3) :

$$D_{carg} = \frac{V_{0_{\max}}}{V_{in_{\min}}} = 0,89 . \quad (4.3)$$

A variação da corrente de saída é definida pela equação (4.4):

$$\Delta I_o = 20\% \cdot I_o = 0,96A . \quad (4.4)$$

A ondulação da tensão de saída é determinada pela equação (4.5):

$$\Delta V_o = 5\% \cdot V_{0_{\max}} = 10,6V . \quad (4.5)$$

#### 4.2.1.3 Cálculo do Indutor do Carregador

Para encontrar o valor de indutância do indutor  $L_1$  é usada a Eq. (4.6).

$$L_1 = \frac{V_{0_{\max}}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_o} = 1,237mH . \quad (4.6)$$

O projeto para confecção do magnético é apresentado a seguir.

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, pela equação (4.7):

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_1 \cdot I_{pL_1} \cdot I_o}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 , \quad (4.7)$$

no qual:

$A_w \cdot A_e$  - produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,7$  - fator de utilização da área da janela;

$J_{\max} = 350A/cm^2$  - máxima densidade de corrente;

$B_{\max} = 0,3T$  - máxima densidade de fluxo magnético.

Assim o resultado da Eq. (4.7) é:

$$A_e \cdot A_w = 0,355cm^4. \quad (4.8)$$

Para satisfazer tal produto de áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE30/15/14–IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$$A_e = 1,05cm^2; A_w = 1,19cm^2; lt = 7,12cm; Ve = 7,75cm^3.$$

- Número de espiras é obtido através de (4.9):

$$N_{L_1} = \frac{L_1 \cdot I_{pL_1}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 65 \text{ Espiras} \quad . \quad (4.9)$$

- Para determinar o entreferro são efetuados os seguintes cálculos, levando-se em consideração que a permeabilidade do vácuo é  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-1} H/m$ , de acordo com equação (4.10):

$$l_{g_{L_1}} = \frac{\mu_0 \cdot N_{L_1}^2 \cdot A_e}{L_1} \cdot 10^{-2} = 0,042cm. \quad (4.10)$$

Como o entreferro vai ser distribuído entre os dois lados do núcleo EE, o valor do espaço entre os núcleos é da metade do entreferro, assim:

$$\delta_{L_1} = \frac{l_{g_{L_1}}}{2} = 0,21mm. \quad (4.11)$$

- A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{L_1 \max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,067cm. \quad (4.12)$$

Será utilizado o fio 22 AWG/180° com diâmetro  $\Delta_{AWG22} = 0,4013mm$ , assim a área do fio é igual:

$$S_{AWG22} = \pi \cdot \left( \frac{\Delta_{AWG22}}{2} \right)^2 = 0,20mm^2. \quad (4.13)$$

Dessa forma o número de fios em paralelo é encontrado por (4.14).

$$n_{pL_1} = \frac{I_o}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \approx 1,37. \quad (4.14)$$

Utilizou-se apenas um fio 22 AWG/180<sup>o</sup>.

O fator de utilização é encontrado por (4.15):

$$k_u = \frac{n_{pL_1} \cdot N_{L_1} \cdot S_{AWG22 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,48. \quad (4.15)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,6. Portanto, a montagem do indutor pode ser realizada.

#### 4.2.1.4 Cálculo do capacitor $C_2$

A tensão máxima sobre o capacitor é de:

$$V_{C_2 \max} = V_{b \max} + \frac{\Delta V_0}{2} = 221V. \quad (4.16)$$

O valor da capacitância do capacitor do conversor *Buck* é dado por (4.17):

$$C_2 \geq \frac{\Delta_{L_{\max}}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_0} = 45,8 \mu F. \quad (4.17)$$

A resistência série do capacitor  $C_2$  deve obedecer à seguinte equação:

$$R_{seC_2} \leq \frac{\Delta V_0}{\Delta I_o} = 0,069 \Omega. \quad (4.18)$$

A corrente eficaz que passa pelo capacitor é encontrado por (4.19):

$$I_{efC_2} = \sqrt{f_s \cdot \left[ \int_0^{D \cdot \frac{1}{f_s}} \left( \frac{\Delta I_o \cdot f_s}{D} \cdot t - \frac{\Delta I_o}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_{D \cdot \frac{1}{f_s}}^{\frac{1}{f_s}} \left( \frac{-\Delta I_o \cdot f_s}{1-D} \cdot t + \frac{\Delta I_o \cdot (1+D)}{1-D} \right)^2 \cdot dt \right]}, \quad (4.19)$$

$$I_{efC_2} = 0,99A. \quad (4.20)$$

Para satisfazer tais condições, foi escolhido o capacitor de 47 $\mu$ F/250V.

#### 4.2.1.5 Cálculo dos Esforços no interruptor $S_1$

A máxima tensão reversa sobre o interruptor do conversor *Buck* é de:

$$V_{pS_1} = V_{in} \cdot \sqrt{2} = 296,98V. \quad (4.21)$$

A corrente média pelo interruptor é dada por:

$$I_{med S_1} = D \cdot I_o = 0,60A. \quad (4.22)$$

A corrente eficaz que atravessa  $S_1$  é encontrada por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{D \cdot 2\pi} \left( \frac{\Delta I_o \cdot f_s}{D} \cdot t + I_{pL_1} - \Delta I_o \right)^2 \cdot dt} = 1,17A \quad (4.23)$$

A corrente de pico é a mesma corrente de pico que passa pelo indutor  $L_1$ , assim:

$$I_{pS_1} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = 1,56A. \quad (4.24)$$

Com a determinação dos esforços é possível realizar a escolha do interruptor para o carregador. O interruptor escolhido foi o MOSFET IRF460.

#### 4.2.1.6 Cálculo dos Esforços do diodo $D_5$ do conversor Buck

A máxima tensão reversa sobre o diodo do Buck é dada por (4.25).

$$V_{pico D_5} = V_{in} \cdot \sqrt{2} = 296,98V. \quad (4.25)$$

A corrente média pelo diodo é dada por:

$$I_{med D_5} = (1 - D) \cdot I_o = 0,047A. \quad (4.26)$$

A corrente de pico é a mesma corrente de pico pelo indutor  $L_1$ , assim:

$$I_{picoD_5} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = 1,56A \quad (4.27)$$

Adotou-se para o diodo do conversor Buck o HFA15TB60 do fabricante *International Rectifier*.

#### 4.2.1.7 Cálculo dos Esforços nos diodos $D_{1-4}$

A máxima tensão reversa sobre os diodos da ponte retificadora de entrada é dada por (4.28).

$$V_{pico} = V_{in_{max}} \cdot \sqrt{2} = 340V. \quad (4.28)$$

A corrente média nos diodos  $D_{1-4}$  é dada por (4.29).

$$I_{med D_{1-4}} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{in_{min}}} = 0,846A. \quad (4.29)$$

Com a determinação dos esforços é possível realizar a escolha dos diodos de retificação de entrada. O escolhido foi a ponte retificadora KBU8K.

#### 4.2.1.8 Cálculo da Capacitância do capacitor $C_1$

O cálculo do capacitor  $C_1$  é realizado como segue na Eq. (4.30) .

$$C_3 \geq \frac{P_{in}}{2 \cdot f_r \cdot (V_{cpico}^2 - V_{cmin}^2)} = 231 \mu F \quad (4.30)$$

Como a corrente de 1,5A que passaria pelo capacitor era pequena, e devido a disponibilidade foram escolhidos dois capacitores de  $680 \mu F / 250V$  em série.

#### 4.2.1.9 Projeto do controle

No controle do conversor do carregador de baterias, são utilizadas duas malhas, uma de controle de tensão, necessária para limitar a tensão máxima de saída, e outra malha de controle para corrente, que limita a corrente máxima de saída. Essas malhas trabalham em paralelo, mas, uma por vez. A Figura 4.3 mostra o esquema de controle.

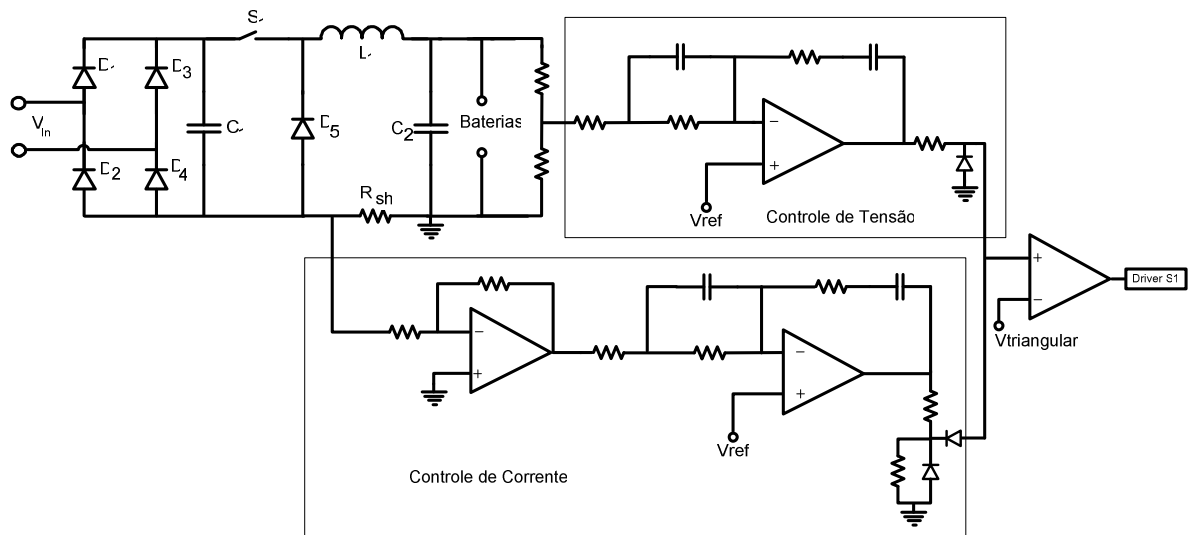


Figura 4.3 –Topologia do carregador de baterias.

A função de transferência da tensão é dada pela equação (4.31).

$$G_V(s) = \frac{V_{in}}{L_1 \cdot C_2 \cdot \left( s^2 + \frac{1}{L_1 \cdot C_2} \right)} \quad (4.31)$$

A tensão de referência tem o valor de  $V_{ref} = 2,12V$  . A partir dela, determina-se o ganho de amostragem.

$$K_v = \frac{V_{ref}}{V_{0max}} = 0,01 \quad (4.32)$$

O valor da tensão da triangular é de  $V_{tri} = 3,5V$  utilizada para a modulação PWM. Para traçar a função de transferência de laço aberto (FTLA) a ser controlada, utiliza-se da Eq. (4.33). O seu diagrama de *Bode* é apresentado na Figura 4.4.

$$FTLA_v(s) = \frac{K_v}{V_{tri}} \cdot G_v(s) \quad (4.33)$$

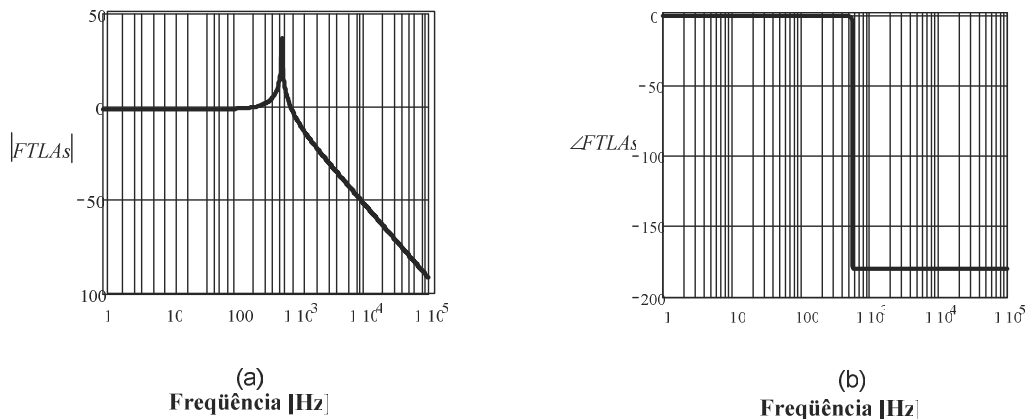


Figura 4.4 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão do carregador (a) Ganho (b) Fase.

O controlador utilizado para a malha de tensão foi o controlador PID mostrado na Figura 4.5.

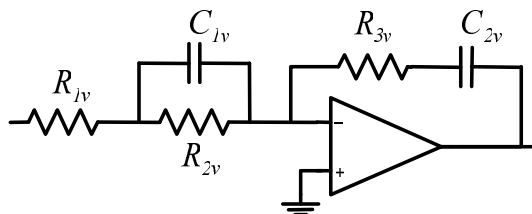


Figura 4.5 – Controlador PID utilizado para controle da tensão.

A função de transferência para o controlador PID é dada por (4.34).

$$H_v(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{1v} \cdot C_{1v}) \cdot (1 + s \cdot R_{2v} \cdot C_{2v})}{s \cdot C_{2v} \cdot (R_{1v} + R_{3v}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{1v} \cdot C_{1v} \cdot R_{3v}}{R_{1v} + R_{3v}}\right)} \quad (4.34)$$

São adotados os seguintes critérios para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do carregador:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro em regime permanente;
- O segundo pólo é colocado em uma frequência de cinco vezes  $f_0$ ;



- Os zeros são alocados na proximidade da frequência natural do filtro LC e devem garantir que a passagem pelo zero da função de transferência seja com inclinação de -20dB/década;

- A frequência de cruzamento em laço aberto deve ter o valor oitenta vezes menor que a frequência de comutação para que a malha de tensão obtenha uma velocidade de atuação mais lenta que a malha de corrente..

Com base nesses critérios de controle é realizada a escolha da frequência de cruzamento e as frequências dos pólos e zeros, que são dadas por:  $f_c = \frac{f_s}{80} = 625Hz$  para a frequência de cruzamento;  $f_{p_1} = 0$ , para o primeiro pólo;  $f_{p_2} = 5 \cdot f_0 = 2,85kHz$ , para o segundo pólo;  $f_{z_1} = f_{z_2} = \frac{f_0}{0,65} = 879,44Hz$ , para os zeros.

Agora são calculados os ganhos, e a partir deles são calculados os componentes do compensador.

$$H_A = 20 \cdot \log \left( \left| FTLA_{v_{carg}} (2 \cdot \pi \cdot f_c) \right| \right) = -12dB, \quad (4.35)$$

e

$$H_1 = H_2 - 20 \cdot \log \left( \frac{f_{p_2}}{f_{z_1}} \right) = -12,75dB, \quad (4.36)$$

e

$$H_2 = H_A + 20 \cdot \log \left( \frac{f_{p_2}}{f_{z_2}} \right) = -2,51dB, \quad (4.37)$$

e

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 0,23, \quad (4.38)$$

e

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 0,748. \quad (4.39)$$

Com isso são encontrados os componentes para o compensado PID. Assumiu-se o valor de  $R_{1v} = 10k\Omega$ , os componentes encontrados foram substituídos por componentes com valores comerciais mais próximos e/ou após ajustes em ensaios de bancada. Assim:

$$C_{1v} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_1} \cdot R_{1v}} \approx 33nF, \quad (4.40)$$

e

$$R_{3v} = R_{1v} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \approx 4,7k\Omega, \quad (4.41)$$

$$R_{2v} = A_2 \cdot R_{1v} \approx 47k\Omega, \quad (4.42)$$

e

$$C_{2v} = C_{1v} \cdot \frac{R_{1v}}{R_{2v}} \approx 94nF. \quad (4.43)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto contemplando o controlador é (4.44).

$$FTLA_v(s) = \frac{K_v}{V_{tri}} \cdot G_v(s) \cdot H_v(s). \quad (4.44)$$

A Figura 4.6 mostra o diagrama de *Bode* para a função de laço aberto com o controlador e a função de transferência do controlador.

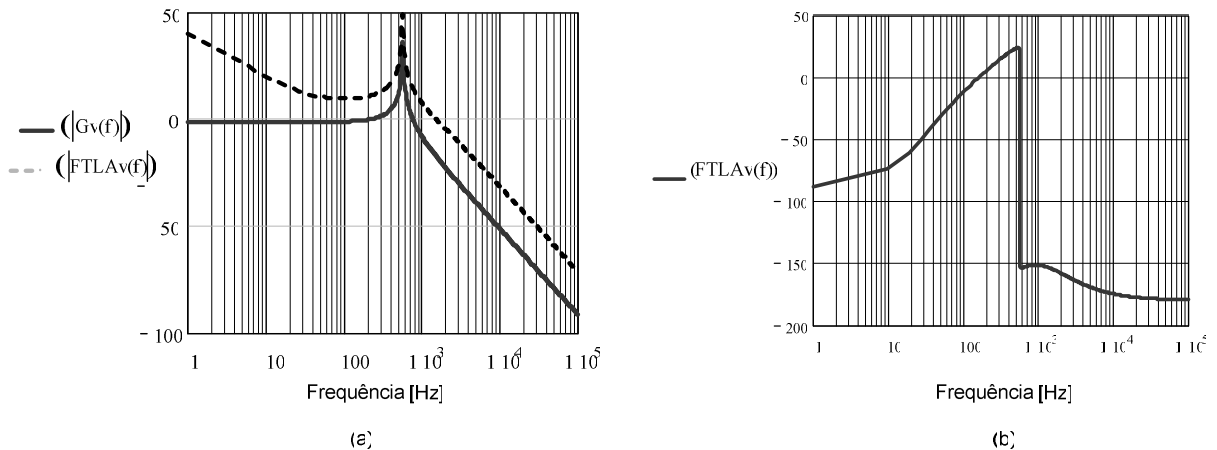


Figura 4.6 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão do carregador com controlador (a) Ganho (b) Fase.

A função de transferência da corrente é dada por (4.45).

$$G_I(s) = \frac{V_o}{s \cdot L_1} \quad (4.45)$$

A tensão de referência tem o valor de  $V_{ref} = 2,12V$  e o resistor *shunt* possui o valor de  $R_{sh} = 0,5\Omega$ . Com isso determina-se o ganho de amostragem.

$$K_i = \frac{V_{ref}}{R_{sh} \cdot I_o} = 3,53. \quad (4.46)$$

A amplitude da forma de onda triangular tem o valor de  $V_{tri} = 3,5V$  utilizada para a modulação PWM. Para controlar a corrente do indutor é utilizado um controlador PI com filtro, mostrado pela Figura 4.7, e sua função de transferência é dada por (4.47).

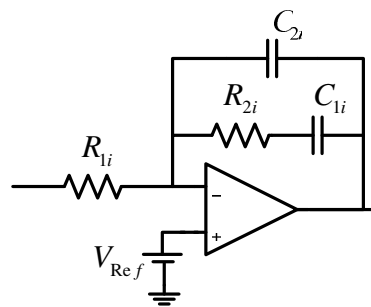


Figura 4.7– Controlador PI com filtro.

$$H_i(s) = \frac{1}{R_{2i} \cdot C_{li} + s} \cdot \left( \frac{R_{2i}}{R_{li}} \right) \cdot \left( s \cdot \left( R_{2i} \cdot C_{2i} \cdot s + \frac{C_{2i}}{C_{li}} + 1 \right) \right). \quad (4.47)$$

Os critérios adotados para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do carregador são os seguintes :

- O pólo é alocado em  $f_p = \frac{f_s}{2,5}$ ;
- O zero é alocado em  $f_z = \frac{f_c}{13}$  da frequência de cruzamento;
- A frequência de cruzamento em laço aberto tem o valor cinco vezes menor que a frequência de comutação.

Com base nos critérios acima é realizada a escolha da frequência de cruzamento e as frequências dos pólos e zeros, que são dadas por:  $f_p = 20KHz$  para o polo;  $f_z = 769,23Hz$ , para o zero;  $f_c = 10KHz$ , para a frequência de cruzamento.

Com isso são encontrados os componentes para o compensador PI com filtro, e assumindo o valor de  $R_{1i} = 56k\Omega$ . Assim:

$$R_{2i} = G \cdot R_{2i} \approx 15k\Omega, \quad (4.48)$$

$$C_{1i} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{2i}} \approx 12nF \quad (4.49)$$

$$C_{1i} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{2i}} \approx 12nF, \quad (4.50)$$

$$C_{2i} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_p \cdot R_{2i}) - \frac{1}{C_{1i}}} \approx 0,56nF. \quad (4.51)$$

A função de transferência em laço aberto com o controlador é dado em (4.52):

$$FTLA_i(s) = \frac{K_i}{V_{tri}} \cdot G_I(s) \cdot H_i(s). \quad (4.52)$$

A Figura 4.8 mostra o diagrama de *Bode* para a função de laço aberto com o controlador e a função de transferência do controlador.

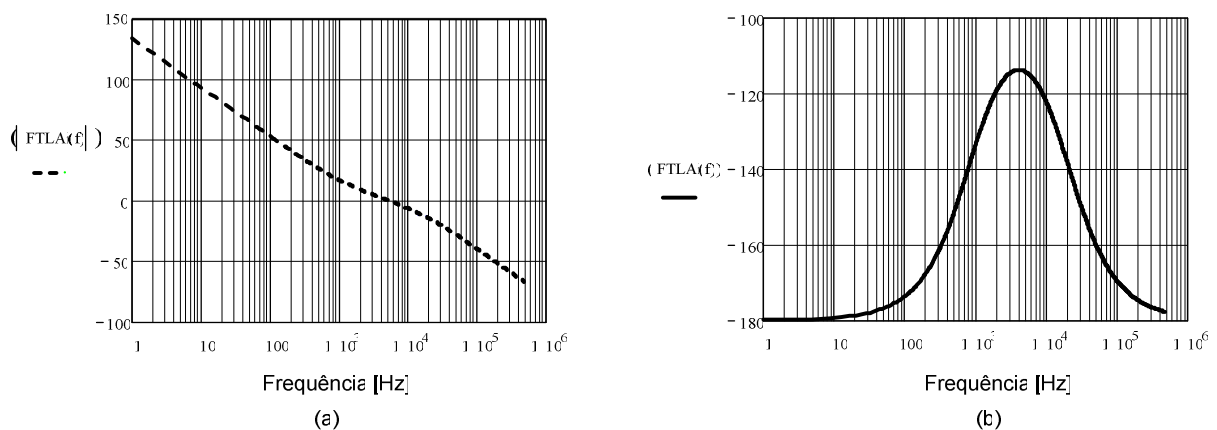


Figura 4.8– Diagrama de Bode da FTLA da malha com o controlador (a) Ganho (b) Fase.

#### 4.2.1.10 O Protótipo do Carregador de Baterias

A Figura 4.9 mostra a foto do carregador de baterias, com o circuito de controle, a potência (conversor *Buck*) e a fonte auxiliar.

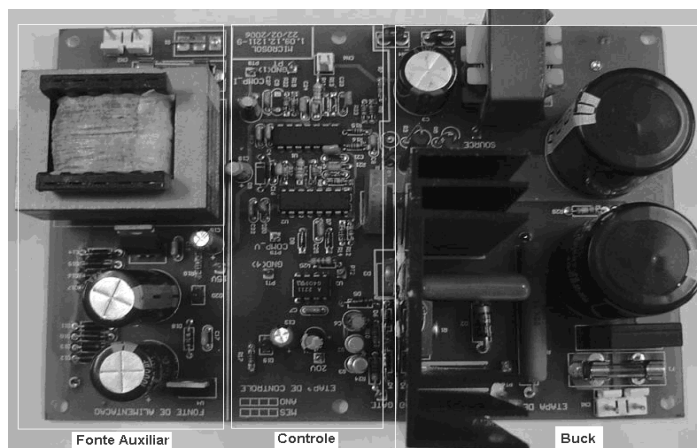


Figura 4.9 – Foto do carregador de baterias montado.

#### 4.2.2 Circuito de *bypass*

O recurso de *bypass* conecta a carga diretamente à rede elétrica isolando o inversor [2]. Este recurso pode ser ativado manualmente ou automaticamente, dependendo da decisão tomada pela supervisão ao obter informações através de amostras de tensão e corrente dos circuitos da UPS. O modo de ativação manual pode ocorrer de duas maneiras, o primeiro, através do teclado presente no painel, e o segundo através de uma chave manual.

- *Bypass* manual via teclado: A ativação do *bypass* através do teclado tem a intervenção da supervisão, ou seja, quando dado o comando de ativação, é a supervisão que atua neste processo fazendo a transferência.

- *Bypass* manual via chave: A ativação manual por chave só pode ser realizada com a UPS desligada, pois esta manobra desliga uma série de circuitos podendo provocar a queima de toda a UPS caso esteja em funcionamento no momento da transferência.

O modo de *bypass* manual via chave, possui uma chave comutadora utilizada para atuação deste modo na qual é mostrado na Figura 4.10 os modos de atuação.

A Figura 4.11 mostra o esquema de elétrico da UPS quando a chave comutadora está ativada para o modo inversor, pode-se observar que a chave de três contatos representada pelos interruptores SW1.0, SW1.1 e SW1.2 é mudada de posição ao se ativar o *bypass* manual via chave comutadora. Os contatos da chave são compostos de um contato normalmente aberto e dois contatos normalmente fechados.

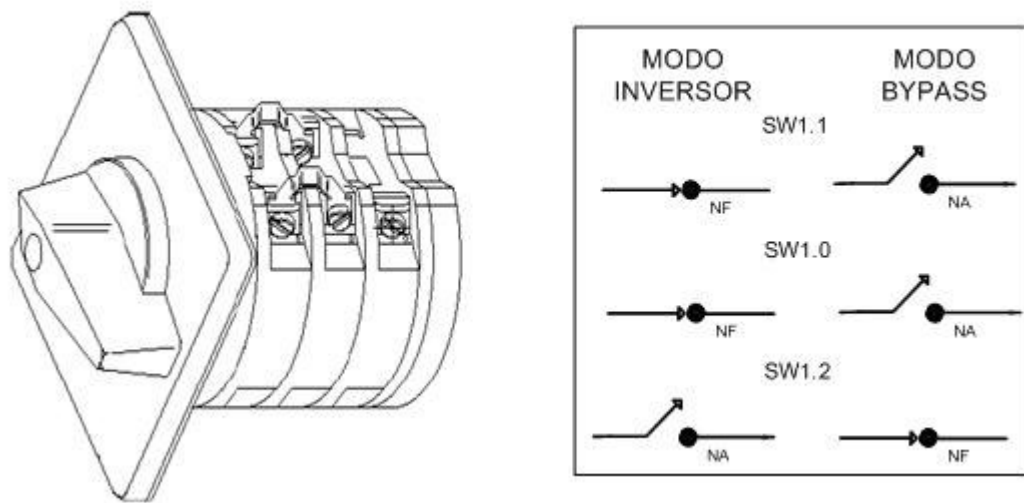


Figura 4.10 – Modos da chave comutadora para bypass manual.

No modo inversor o contato SW1.0 fecha, permanecendo a rede conectada ao inversor, ao mesmo tempo, o contato SW1.1 fecha para que a saída do inversor seja conectada ao transformador, enquanto o contato SW1.2 permanece aberto. Nesta condição o contator tem sua bobina de atuação energizada para garantir que a tensão do secundário do transformador do inversor esteja conectada a carga. Não importa em qual modo de operação a chave comutadora esteja, o primário do transformador do circuito de *bypass* está sempre conectado a rede.

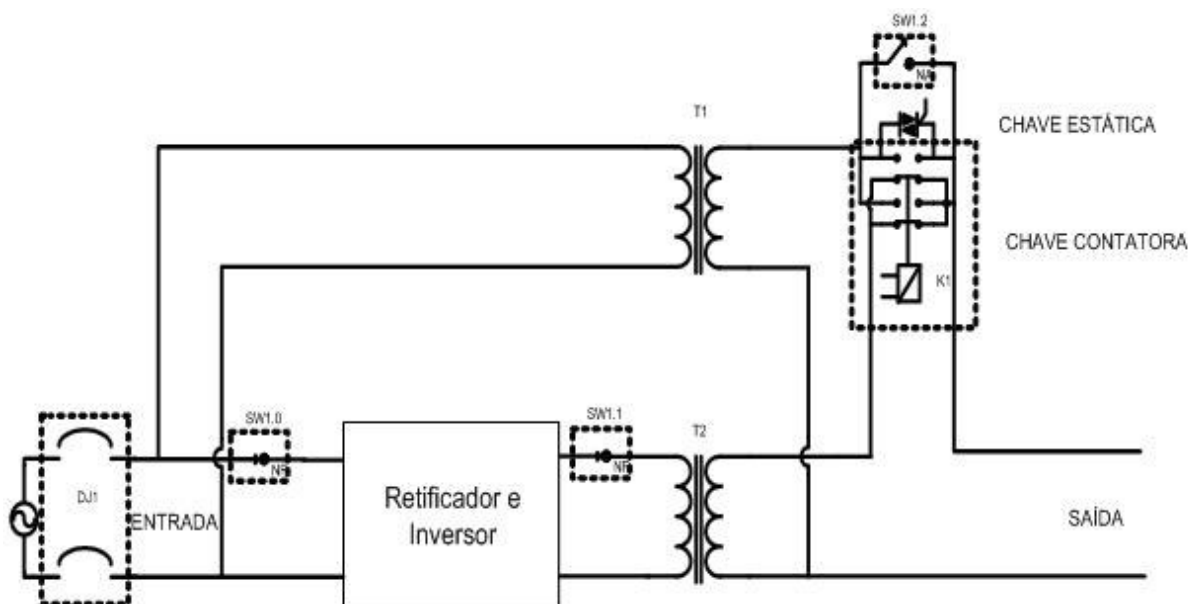


Figura 4.11 - Chave comutadora em modo inversor.

No modo *bypass*, os contatos SW1.0 e SW1.1 abrem, permanecendo a rede conectada somente ao transformador do circuito de *bypass*, ao mesmo tempo, o contato SW1.2 fecha e a

bobina do contator é desernegezada. Devido a esta manobra, todos os circuitos internos da UPS são desligados. Neste momento o secundário do transformador do circuito de *bypass* é conectado a carga como pode ser visto na Figura 4.12.

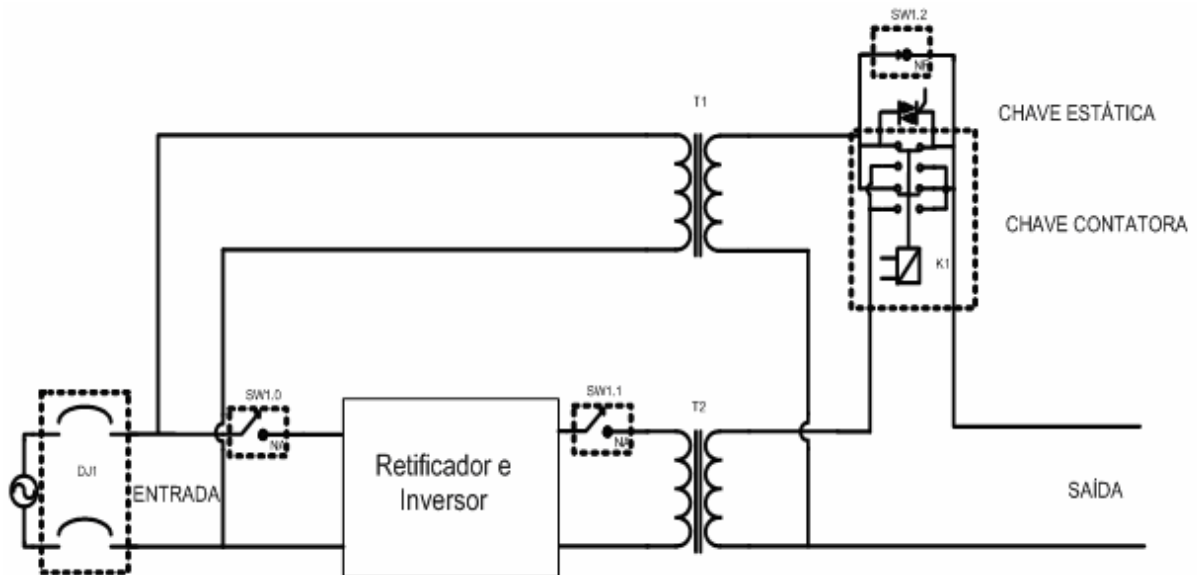


Figura 4.12 - Chave comutadora em modo *bypass*.

Como visto acima, o sistema de *bypass* é composto por uma chave estática, um contactor, um transformador isolador e uma chave comutadora. Os componentes que compõem o circuito de *bypass* são descritos a seguir.

- Chave Estática – É composta de um *triac* controlado eletronicamente, necessária devido à sua alta velocidade de acionamento, para que haja um tempo zero de transferência do inversor para o *bypass* e do *bypass* para o inversor.
- Chave Contatora – Chave eletromagnética comandada junto à chave estática. Faz-se necessário este paralelismo, devido o tempo de transferência da chave contatora ser de aproximadamente 30ms.
- Transformador Isolador – Transformador de potência com isolamento galvânico entre rede e carga.
- Chave comutadora – Chave de manobra manual responsável por desativar todos os circuitos da UPS quando em modo *bypass*.
- *Bypass* automático: A supervisão é programada para que, dependendo do estado em que se encontra o inversor esta, atue comandando o *bypass*, retirando o inversor de sua função de fornecer energia equilibrada a carga. Um dos estados em que à supervisão pode ativar o modo *bypass* é quando o inversor falhe. Mas,

para que isso possa acontecer, a supervisão sempre checa o sincronismo entre inversor e a rede para uma transferência segura. Caso este sincronismo não seja atendido, a supervisão desliga toda a UPS emitindo um sinal sonoro de defeito.

Um outro estado em que o modo *bypass* é ativado é durante uma sobrecarga, para prevenir problemas com o inversor. Durante este caso, a supervisão espera 25 segundos, checa se há sincronismo entre rede e inversor, checa se a sobrecarga continua e só então faz a transferência. Durante 1 minuto, se ainda persistir a sobrecarga, a supervisão alerta sobre o perigo e se, a sobrecarga não for retirada, a supervisão comanda o desligamento da UPS. Mas, se durante o intervalo de 1 minuto, a sobrecarga for retirada, ocorre a transferência do modo *bypass* para o inversor.

Para que ocorra a transferência para o modo *bypass* há a necessidade que exista um sincronismo entre chave contactora e chave estática. Sempre no momento da transferência, a chave estática é comandada a ligar e ao mesmo tempo a chave contactora é comandada a desligar, pois a mesma estava ligada transferindo a corrente do inversor para a saída. Por esta razão, se não houvesse um sincronismo perfeito poderia ser provocado um curto-circuito no secundário do transformador do inversor ocasionando sua queima.

A Figura 4.13 mostra a importância da atuação da chave estática. Como pode ser observado, inicialmente o inversor estava ativo e, por algum problema foi realizada a transferência para o modo *bypass*, provocando uma queda abrupta da tensão na saída. Só Após aproximadamente 30ms, a saída volta a ter a tensão fornecida pelo transformador do circuito de *bypass*.

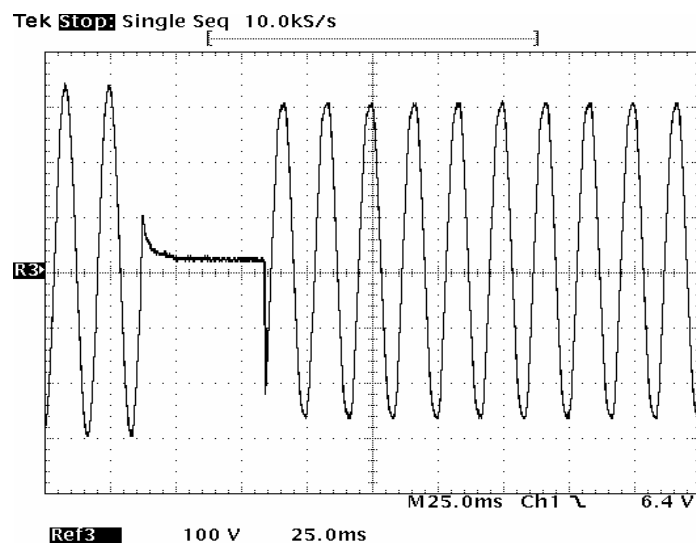


Figura 4.13 Tensão de saída da UPS sem utilizar chave estática 100V/div; 25ms/div.



Na Figura 4.14 que mostra a transferência utilizando a chave estática, nota-se um tempo zero de transferência entre, inversor e *bypass*, provocando apenas uma baixa da tensão de saída, pois a mesma depende do estado da rede elétrica no momento.

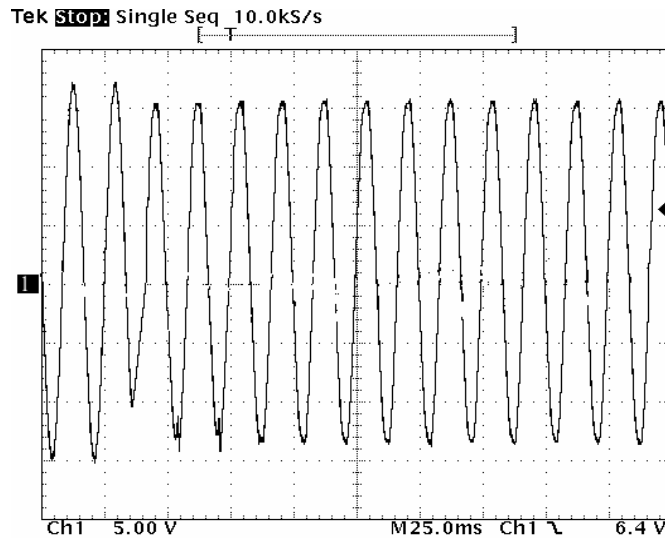


Figura 4.14 - Tensão de saída da UPS com a chave estática 100V/div; 25ms/div.

### 4.2.3 Supervisão

A supervisão da UPS tem a finalidade de colher diversos parâmetros como tensão e corrente de entrada e saída, tensão das baterias, tensão do barramento CC do inversor, etc., para garantir a integridade da UPS e das cargas conectadas quando houver alguma anomalia no sistema ou uma sobrecarga.

Nos circuitos da supervisão estão presentes um microcontrolador que faz as leituras dos diversos parâmetros descritos acima e toma a decisão de ativar ou desativar os circuitos da UPS. Além do microcontrolador existem diversos CI's com funções especiais tais como, relógio, interface de comunicação, memória, display dentre outros [2].

Uma outra finalidade da supervisão é a tomada de decisão, sem a intervenção do operador, de desligar ou ligar determinado circuito, realizar transferência entre inversor e *bypass* e vice versa, realizar cálculos e enviar o resultado ao *display* para serem visualizados pelo operador. Na Figura 4. 15 pode ser observada a foto da placa de supervisão.

As principais funções da supervisão são enumeradas abaixo:

1. Determinar o estado da rede elétrica;
2. Ligar ou desligar entrada e saída;
3. Monitorar entrada de rede ;

4. Monitorar estado da carga das baterias;
5. Monitorar tensão do barramento CC;
6. Calcular parâmetros como fator de potência, corrente de entrada e saída, potência ativa e aparente, etc.;
7. Enviar dados para o *display*;
8. Ativar e desativar o circuito de *bypass*;
9. Realizar a transferência entre o inversor e *bypass* ou vice versa;
10. Realizar auto teste do sistema.

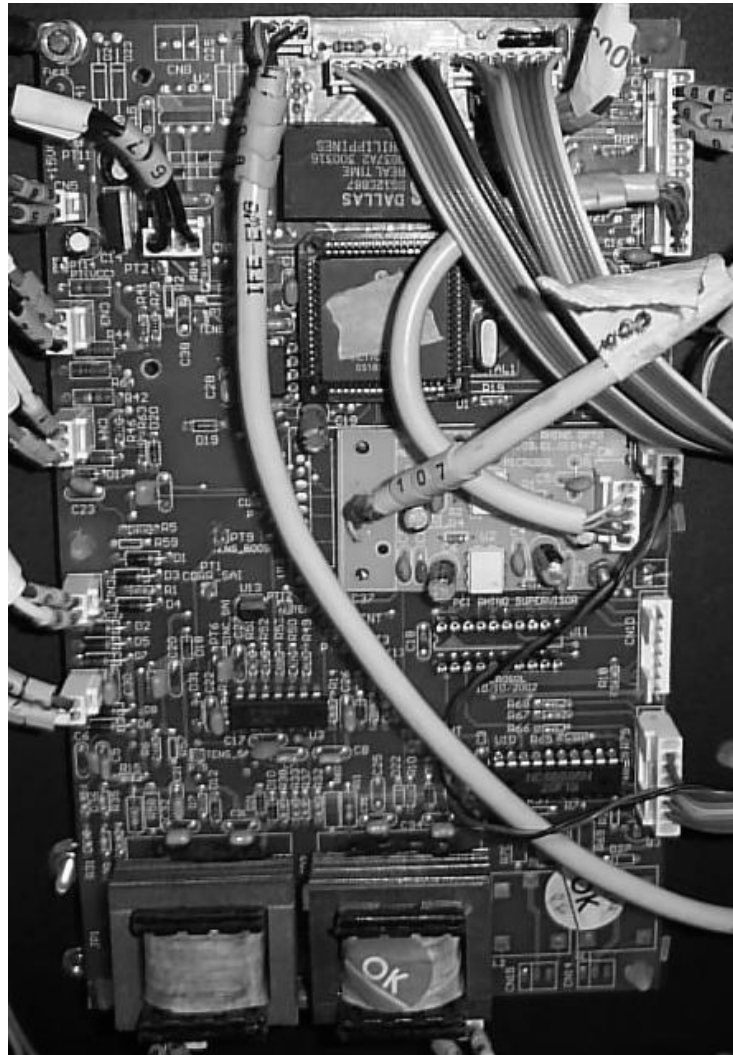


Figura 4. 15 – Foto da supervisão.

#### 4.2.4 Display

O *display* é uma forma de visualização do comportamento da UPS onde se pode verificar seu estado atual. As Figura 4. 16, Figura 4.17 e Figura 4.18 possuem algumas telas existentes em determinadas operações da UPS.

Na Figura 4. 16 pode ser visto a tela do *display* onde é visualizada a ativação e desativação da UPS, fazendo-se uso do teclado frontal existente no gabinete.



Figura 4. 16 Tela no *display* da UPS para ativação do inversor.

Da mesma forma via teclado pode-se desativar a UPS desligando a entrada. A função de desativação da entrada é mostrada na Figura 4.17.



Figura 4.17 - Tela no *display* da UPS para desativação do inversor.

Como descrito anteriormente, o modo *bypass* pode ser ativado mediante intervenção do operador via teclado e esta ativação é descrita no *display* de acordo com a Figura 4.18.



Figura 4.18 -Tela de ativação do modo bypass.

A Figura 4.19 mostra o significado dos parâmetros do display no momento em que a UPS está ligada alimentando alguma carga. Pode ser observado o *status* da UPS com relação à tensão de saída e estado de sincronia com a rede ou em modo *bypass*, corrente fornecida à carga, potência ativa e aparente, frequência de saída e fator de potência.

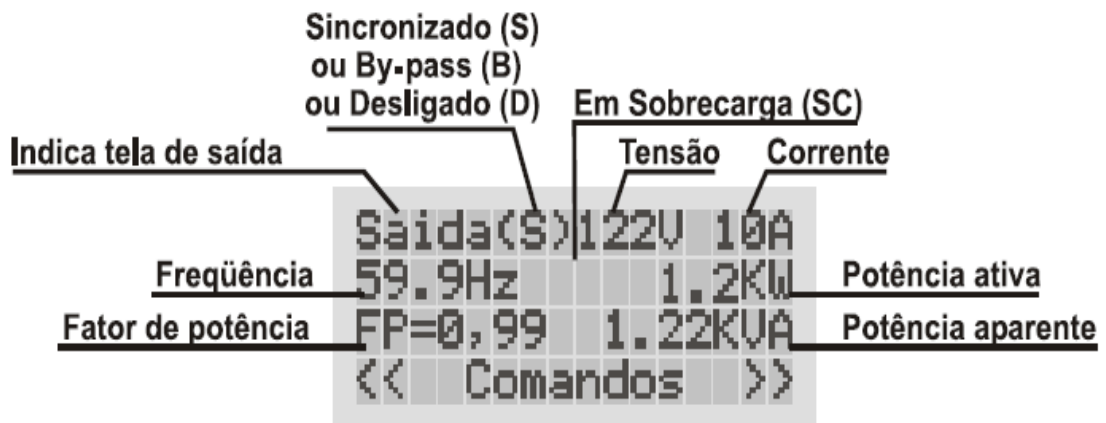


Figura 4.19 - Tela indicativa de *status* da UPS.

No momento em que a UPS passa a trabalhar em modo bateria, seja por anomalia na rede ou falta dela ou por ativação manual, a tela do *display* irá indicar este modo, como pode ser observado na Figura 4.20.

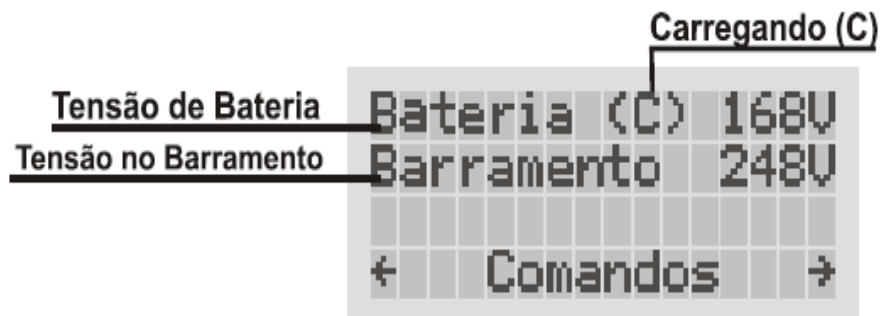


Figura 4.20 – Tela com UPS em modo bateria.

Em resumo o *display* é a maneira que o operador da UPS tem de verificar o comportamento, o estado de operação e alguns outros parâmetros da UPS.

## 4.3 Estudo do Layout de PCIs e do Gabinete

### 4.3.1 Layout do Inversor

No desenvolvimento de um inversor para UPS, existe um grande problema em ao se utilizar IGBTs discretos em paralelo para a potência de 6kVA operando em uma frequência elevada, pois isso demandava algumas exigências de *layout* da placa de circuito impresso (PCI) para o perfeito funcionamento do circuito.

A motivação de utilizar IGBT's discretos em comparação a módulos de IGBT's é o alto custo dos módulos podendo alcançar valores 80% mais caros.

Toda a teoria aqui contida foi desenvolvida por observação do comportamento de formas de ondas analisadas experimentalmente em bancada e por simulações computacionais e baseada em parâmetros de IGBTs e métodos de minimização de sobretensões nos interruptores existentes em [15], [29] e [30]

O layout da PCI teria que ser desenvolvido de tal forma a não provocar sobretensões nos IGBTs, devido a indutâncias parasitas de trilhas, pois ao se acionar o inversor estas indutâncias provocam picos tensão, ocasionando a queima dos IGBTs. A Figura 4.21 mostra como pode ficar o esquema do inversor em ponte completa ao se considerar as indutâncias existentes na PCI [29].

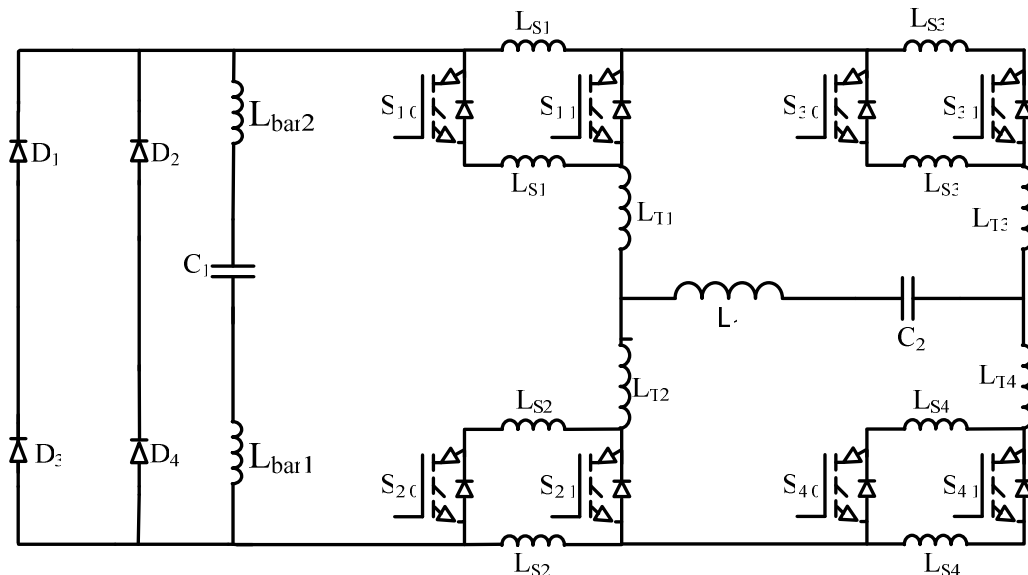


Figura 4.21 – Esquemático do inversor ponte completa considerando indutâncias de trilhas do *layout*.

Como pode ser observado na Figura 4.21, os IGBTs em paralelo como, por exemplo  $S_{1,0}$  e  $S_{1,1}$ , mesmo bem próximos, podem ainda conter indutâncias parasitas  $L_{s1}$  e  $L_{s2}$  devido as trilhas da PCI. O próprio barramento CC representado acima como  $C_1$  também é um local onde pode haver indutâncias se não for bem localizado no *layout*.

Fazendo uso da Figura 4.21, diversos testes foram realizados em bancada e por simulação para avaliar a disposição dos IGBTs, dos capacitores do barramento e de outros componentes para minimizar as sobretensões

O primeiro *layout* desenvolvido é mostrado na Figura 4.22. Ele apresentou sobre tensão nos interruptores tornando necessária a inserção de um *snubber* para minimizar este problema como realizado em [30]. Mesmo sendo inserido o *snubber*, houve o surgimento de

outros problemas que provocaram sobre tensões nos interruptores. Assim, ficou comprovado tanto experimentalmente como por simulação que o *layout* não estava adequado.

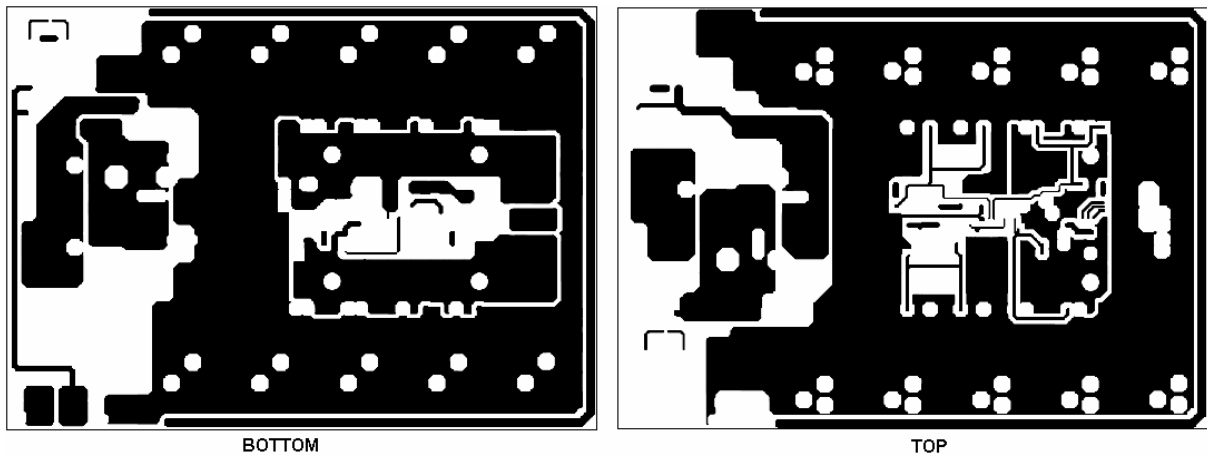


Figura 4.22 – *Layout* da primeira PCI.

A Figura 4.23 mostra o posicionamento de cada componente na PCI do inversor. Nesta PCI, nem todos os componentes necessários para o funcionamento completo da UPS estavam presentes, pois foi desenvolvido para realização de testes com o *layout*, sendo suas dimensões de 200mm x 280mm.

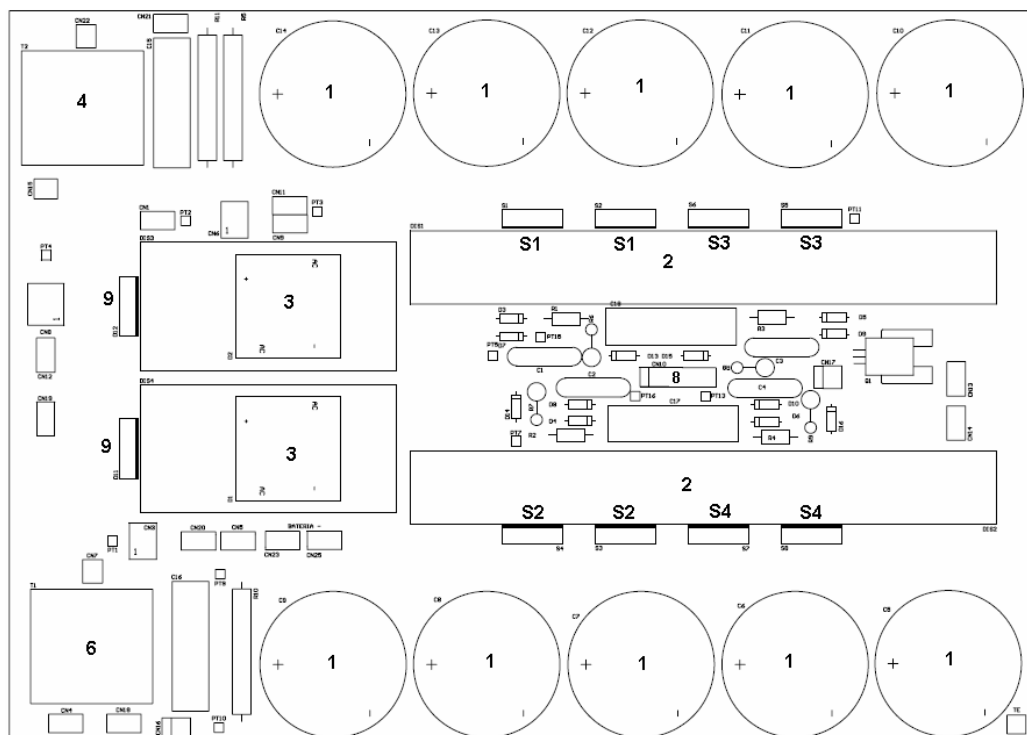


Figura 4.23 – Disposição dos principais componentes na primeira PCI confeccionada do inversor.

A identificação dos componentes do *layout* segue a seguir.

- 1- Capacitores do barramento CC;

- 2- Dissipadores do Inversor;
- 3- Pontes retificadoras;
- 4- Transformador de sincronismo;
- 6- Transformador de corrente;
- 8- Gatilhos dos interruptores;
- 9- Diodos de bateria;
- S1, S2, S3 e S4- Interruptores.

Uma solução adotada para minimizar o efeito das indutâncias nas trilhas da PCI foi dispor os IGBTs em paralelo, um de frente ao outro, com as trilhas contendo a mesma distância entre cada IGBT para reduzir as indutâncias  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$ ,  $L_{s3}$  e  $L_{s4}$ , colocando os componentes voltados para dentro dos dissipadores, posicionar o conector de acionamento a uma distância central em relação a cada IGBT em paralelo e dispor o barramento CC dividido em seis capacitores de cada lado da PCI ao redor dos IGBT's para minimizar as indutâncias  $L_{bar1}$  e  $L_{bar2}$ .

A Figura 4.24 mostra como ficou o novo *layout* da PCI que atendeu aos requisitos do paralelismo de IGBTs, alta frequência, alta potência, além de conter os componentes requeridos no projeto e as ligações da PCI do inversor com o restante da UPS.

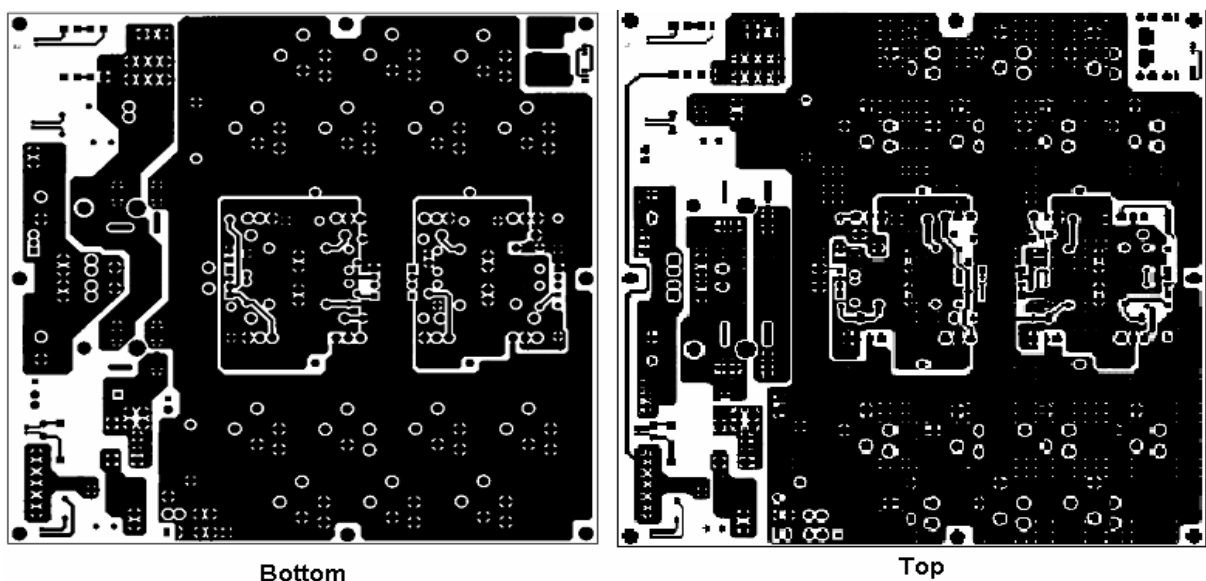


Figura 4.24 - Layout com as duas faces *Bottom* e *Top* da PCI do inversor.

A Figura 4.25 contempla a disposição dos componentes do novo *layout* do inversor. A nova PCI ficou com dimensões 266mm x 260mm.

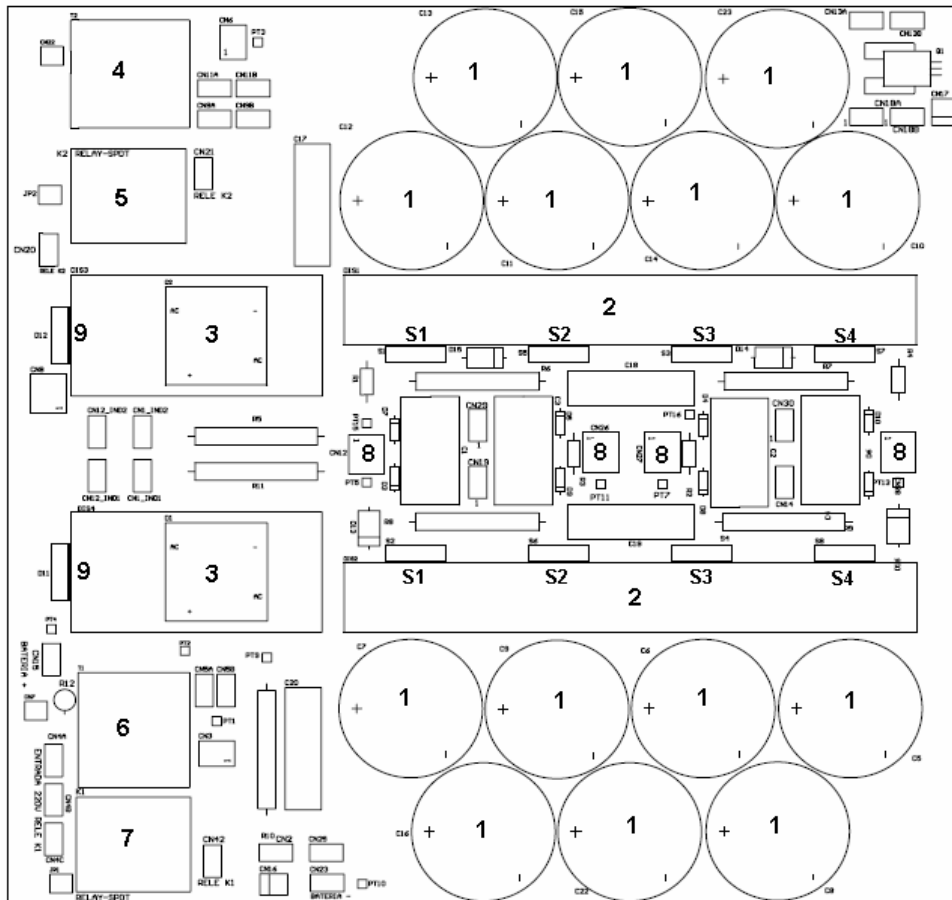


Figura 4.25 - Disposição dos principais componentes na segunda PCI confeccionada do inversor.

A identificação dos principais componentes do layout segue a seguir.

1. Capacitores do barramento CC;
2. Dissipadores do Inversor;
3. Pontes retificadoras;
4. Relé de *inrush*;
5. Transformador de sincronismo;
6. Transformador de Corrente;
7. Relé de entrada de rede;
8. Gatilhos dos Interruptores;
9. Diodos de Bateria;

S1, S2, S3 e S4- Interruptores.

Verificou-se com o segundo *layout* que as sobretensões nos IGBTs ficaram da ordem de 30V acima do aplicado ao barramento com uma tensão de 373V. Não foi realizado a



utilização de *snubber* apesar do layout dispor do local para conexão, comprovando a eficácia do novo *layout*. A Figura 4.26 comprova a eficácia do estudo realizado com o novo *layout* ao se colher as tensões (Coletor-Emissor) nos IGBT's S1, S2 e S3.

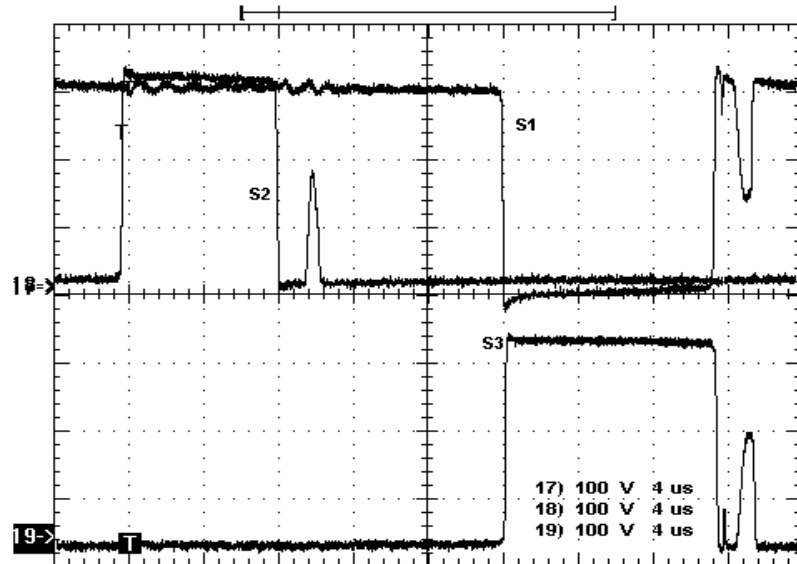


Figura 4.26 - Tensão coletor emissor dos IGBT's S1, S2 e S3 100V/div; 4 $\mu$ s/div.

#### 4.3.2 *Layout* da Chave Estática (Acionamento do *circuito de bypass*)

Um outro *layout* realizado foi o do circuito da chave estática, pois esta entrava em acionamento sem o comando da supervisão, ao se realizar a transferência do modo rede, para o modo bateria, e após o retorno para o modo rede, quando o inversor operava com cargas não lineares, ocasionando um curto circuito entre o inversor e o circuito de *bypass*.

A primeira tentativa de se construir o circuito de acionamento da chave estática constituído de um Triac, um opto-acoplador e alguns componentes discretos como resistores e capacitores pode ser observada na Figura 4.27.

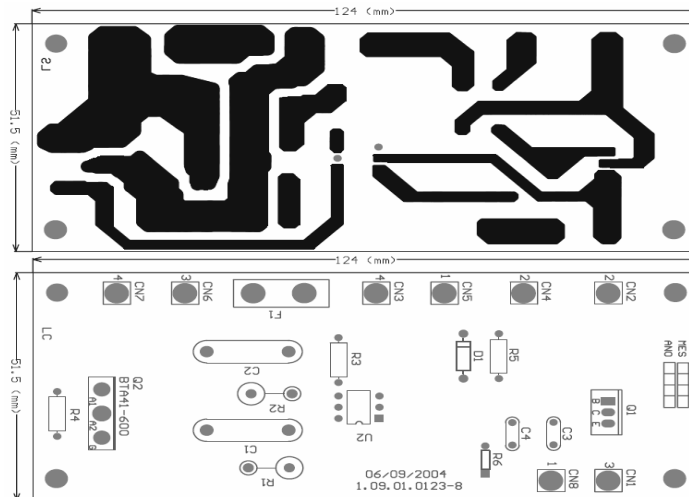


Figura 4.27 - Primeiro *layout* da PCI de acionamento da chave estática

Após diversas tentativas de solucionar o problema que ocasionava o acionamento errôneo da chave estática sem o comando da supervisão, verificou-se que o opto-acoplador estava sendo acionado por derivadas de tensão na transição dos modos rede para modo bateria e no retorno para o modo rede. Uma solução adotada, foi inserir três opto acopladores em série, para evitar o acionamento indesejado e ainda ser possível ser acionado pela supervisão quando necessário.

O *layout* da nova PCI da chave estática é apresentado na Figura 4.28

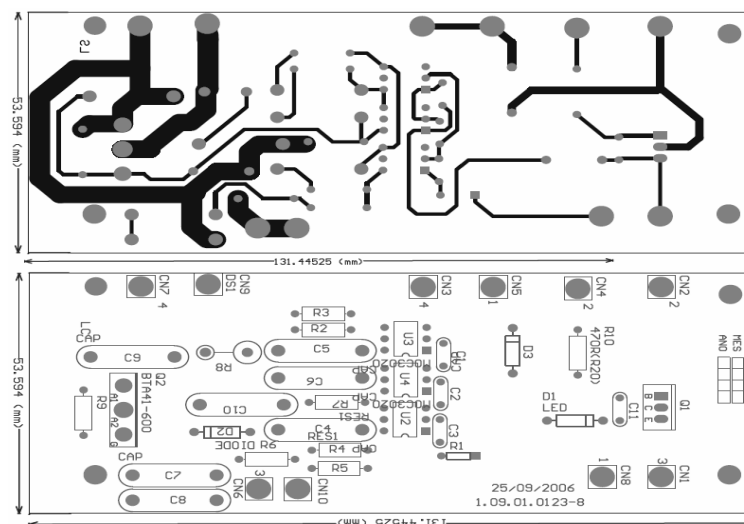


Figura 4.28 – *layout* da nova PCI da chave estática

### 4.3.3 Gabinete da UPS

Uma importante medida que foi tomada para minimizar os ruídos das PCIs de potência sobre as PCI's de controle, foi a disposição das PCIs no gabinete, no qual as placas

de potência ficaram dispostas em um lado e o controle e supervisão do outro separados por uma chapa de metal. Também foi tomado o cuidado para que a disposição dos magnéticos ficassem distantes das PCIs para evitar algum ruído que viessem a acarretar problemas de acionamentos indesejáveis no inversor, o que ocorria com o protótipo montado em bancada. A Figura 4.29 apresenta o *layout* do gabinete na fase de aperfeiçoamento.

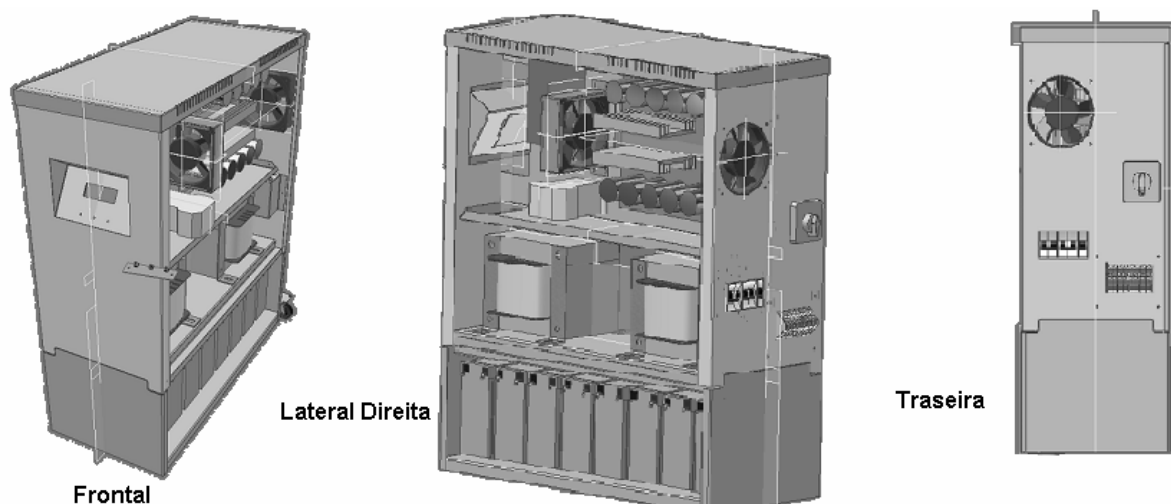


Figura 4.29 – Vistas do gabinete

Na Figura 4.29 verifica-se através da vista lateral direita o que foi descrito anteriormente sobre a disposição das placas e os magnéticos. O banco de baterias ficou disposto abaixo do gabinete principal em um outro gabinete separado. Na parte traseira estão dispostos os bornes de conexão da rede elétrica de entrada da UPS, do banco de baterias e a saída, como também os disjuntores de proteção, a chave do circuito de bypass manual e a saída da ventilação forçada. Na parte frontal o *display* e o teclado de comando descritos anteriormente.

## 4.4 CONCLUSÃO

Conclui-se que com os circuitos auxiliares dimensionados, reprojutados e validados, é possível verificar o correto funcionamento de cada elemento do projeto. O carregador de baterias com a topologia *Buck* foi projetado de acordo com os critérios inicialmente mencionados. O sistema de acionamento do circuito de *bypass* foi reprojutado e sincronizado junto com a supervisão e chave estática para um acionamento sincronizado dos circuitos.

O estudo realizado com referência aos *layouts* das PCIs do inversor e da chave estática atenderam ao requerido nos testes realizados em ambiente de laboratório e industrial, no qual o protótipo foi testado para validação comprovando seu funcionamento com redução das sobre tensões nos interruptores.

## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

#### 5.1 Introdução

O presente capítulo tem a finalidade de analisar e validar a metodologia de projeto empregada nos capítulos anteriores. A análise será dividida em etapas para uma melhor compreensão dos métodos de validação da UPS.

Os resultados experimentais coletados comprovam o funcionamento completo dos sistemas que compõem a UPS, operando nos modos rede e bateria com carga linear e não linear. No decorrer do capítulo serão apresentados os resultados experimentais e de simulação, como também serão mostradas as curvas características em diversos pontos da UPS.

A Figura 5.1 apresenta o esquema completo da UPS composto pela ponte retificadora com barramento CC, diodo de bateria com banco de baterias, inversor com, filtro LC, transformador isolador, circuito de *bypass* com seu transformador isolador e chaves de acionamento.

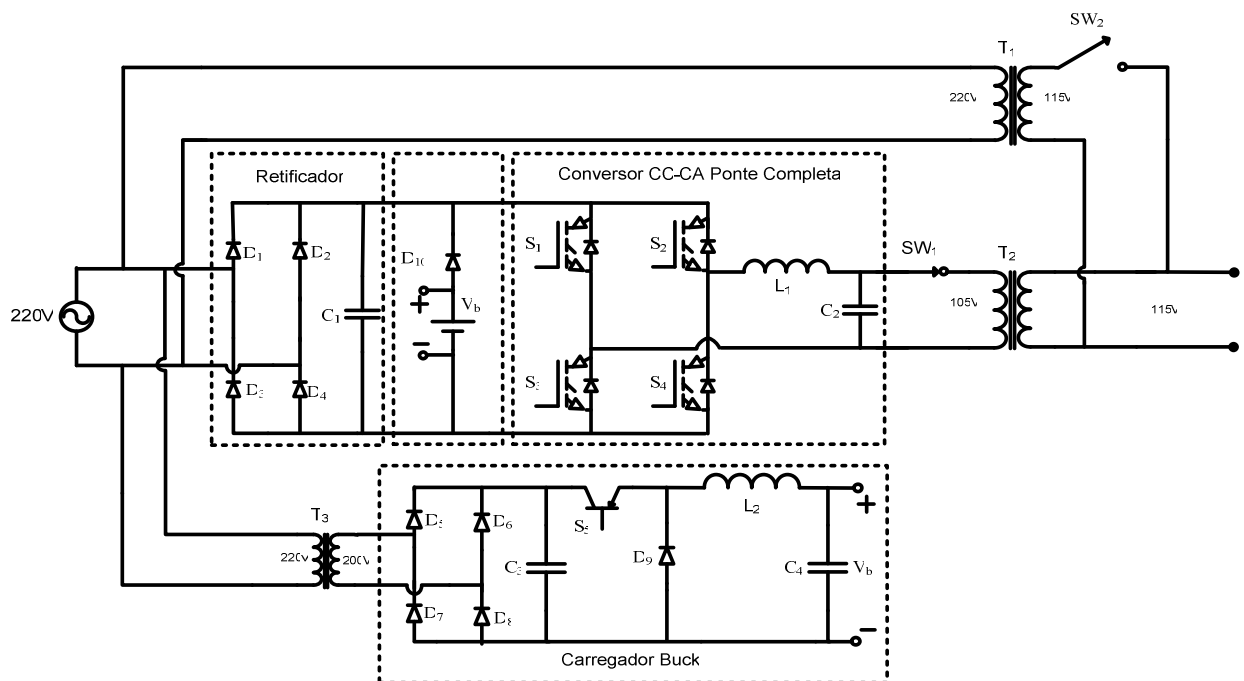


Figura 5.1 Esquema completo da UPS

As tabelas a seguir apresentam as especificações dos diversos blocos da UPS, como o inversor e seu transformador, o transformador do circuito de *bypass* e as especificações do

carregador de baterias. As especificações do inversor são apresentadas na Tabela 1.1.

Potência de saída	$S_o = 6000VA$
Potência útil de saída	$P_o = 4200W$
Fator de crista da corrente de saída	$FC = 3$
Variação da corrente do indutor	$\Delta i_{L_2 \max} = 50\%$
Tensão de saída	$V_o = 105V$
Variação da tensão de saída	$\Delta v_o = \pm 2\%$
Distorção harmônica Total da Tensão de Saída	$THD_{V_o} \leq 5\%$
Frequência de saída	$f_o = 60Hz$
Tensão de entrada	$V_{ef} = 220V$
Variação da tensão de entrada	$\Delta v_{in} = \pm 20\%$
Frequência de comutação	$f_s = 20kHz$

As especificações do transformador do inversor são apresentadas na Tabela 1.2.

Potência útil	$P_o = 4200W$
Potência aparente	$P_o = 6000VA$
Tensão de entrada	$V_{in} = 105V$
Tensão de saída	$V_{ef} = 115V$
Relação de transformação	$N = 0,47/0,91$

As especificações do transformador do circuito de *bypass* são apresentadas na Tabela

1. 3.

Tabela 1. 3 – Transformador do circuito de <i>Bypass</i>	
Potência útil do transformador	$P_0 = 4200W$
Tensão de entrada	$V_{in} = 220V$
Variação da tensão de entrada	$\Delta v_{in} = \pm 20\%$
Frequência da operação	$f_r = 60Hz$
Tensão de saída	$V_{0ef} = 115V$

As especificações do carregador de baterias são apresentadas na Tabela 1. 4.

Tabela 1. 4 - Carregador de Baterias (Buck):	
Tensão eficaz de saída	$V_{0ef} = 192V$
Tensão eficaz de entrada	$V_{in} = 200V$
Potência de saída	$P_0 = 230W$
Corrente de saída	$I_0 = 1,2A$
Frequência de comutação	$f_s = 50kHz$

## 5.2 Protótipo

A construção do protótipo foi realizada em quatro etapas. A primeira etapa foi realizada em bancada, utilizando o primeiro *layout* do inversor. A segunda etapa com o protótipo em bancada com o *layout* definitivo. A terceira etapa contou com todo o sistema conectado dentro do primeiro gabinete. E a quarta e última etapa já dispunha do gabinete definitivo com banco de baterias e supervisão do projeto. As fotos do Projeto são apresentadas na seqüência de cada etapa descrita acima.

A primeira fotografia apresentada na Figura 5.2 pode ser observado o primeiro protótipo desenvolvido e testes realizados em bancada. A Figura 5.3 mostra o protótipo sendo testado em bancada com o *layout* definitivo da placa de potência do inversor.

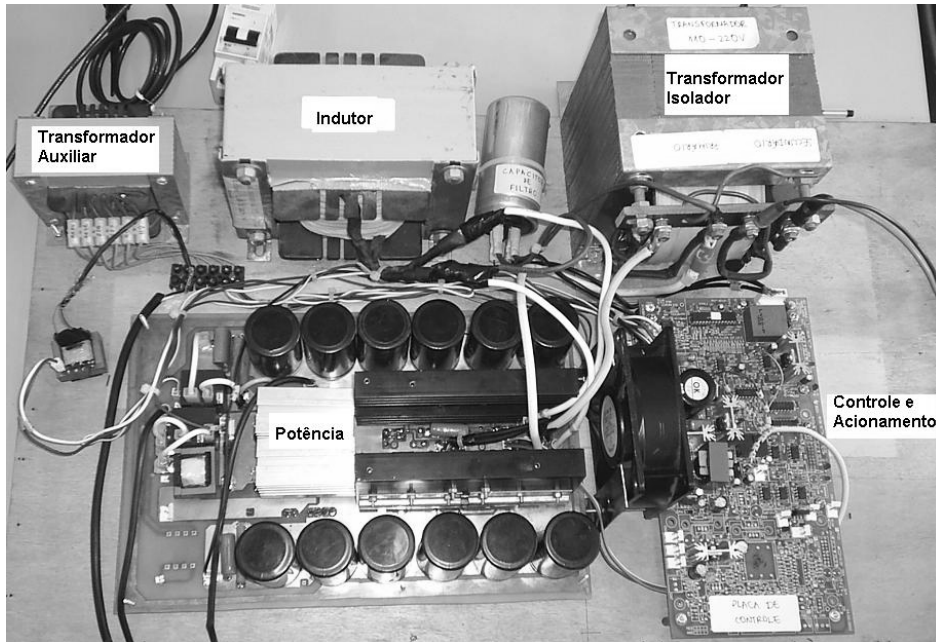


Figura 5.2 - Foto do protótipo em bancada com primeiro *layout* desenvolvido

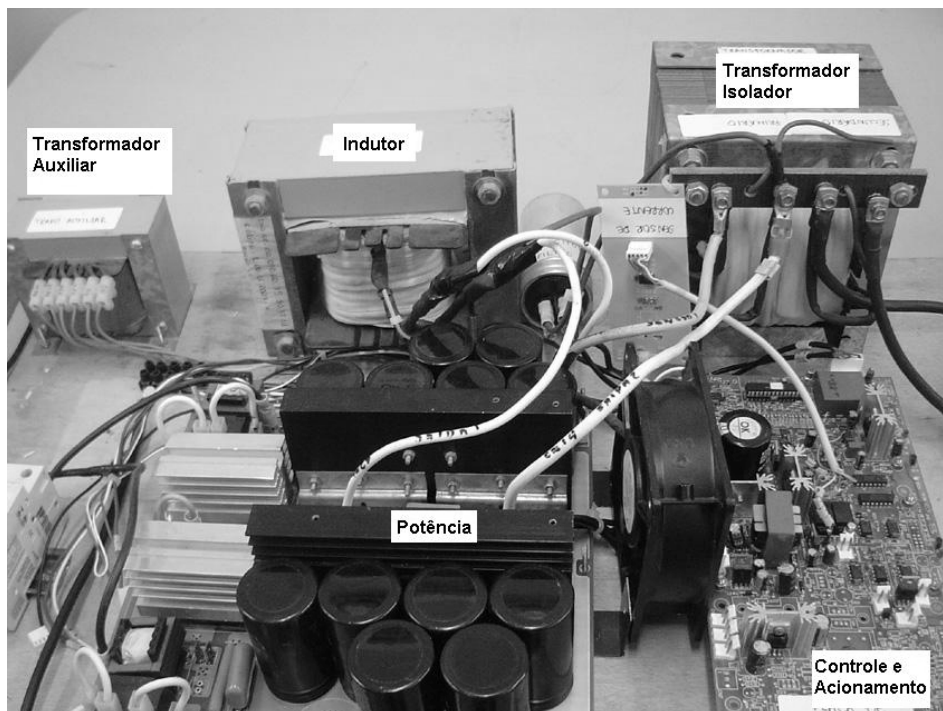


Figura 5.3 - Foto do protótipo em bancada com segundo *layout* desenvolvido

As fotos da Figura 5.4 e da Figura 5.5 a seguir, mostram a UPS montada no gabinete, etapa essa de grande importância para finalização dos testes, pois se verificou que, devido a EMI (interferências eletromagnéticas) proveniente dos magnéticos ocorria a interferência no controle, não sendo possível a elevação da carga, provocando a entrada da proteção dos *drivers*. No gabinete por haver uma blindagem metálica formada chapas de metal as quais separavam os magnéticos das PCI's como também a maior distância entre estes, houve redução das interferências sobre o controle.

A Figura 5.4 apresenta a primeira tentativa de evitar a interferência proveniente dos magnéticos e do inversor sobre a placa de controle, colocando-se uma chapa de metal como blindagem entre as duas placas.

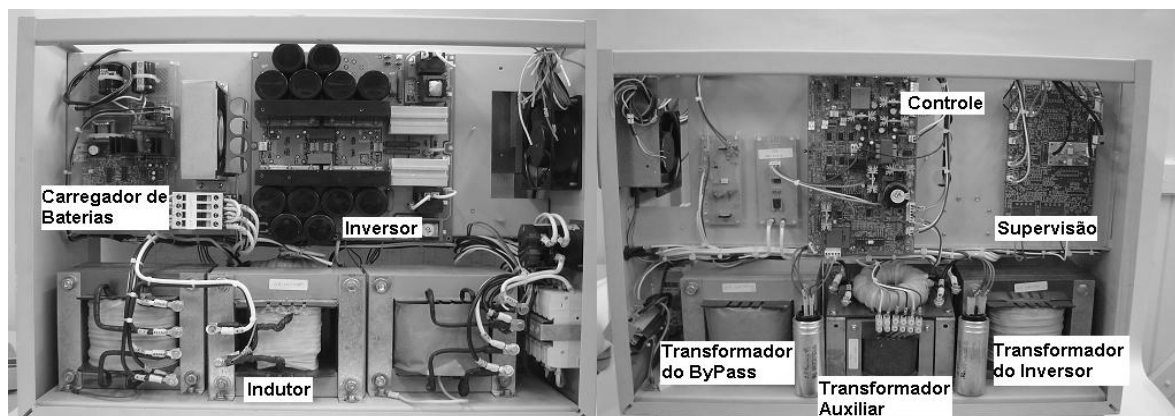


Figura 5.4 - Foto do primeiro gabinete em fase de montagem

Após a montagem e testes no primeiro gabinete, sendo comprovada e verificada que a interferência fora minimizada, o protótipo foi montado em um gabinete mais compacto com chapas de metal mais finas para redução do peso do gabinete como mostra a Figura 5.5 contendo o banco de baterias e todos as outras placas que compõem a UPS.

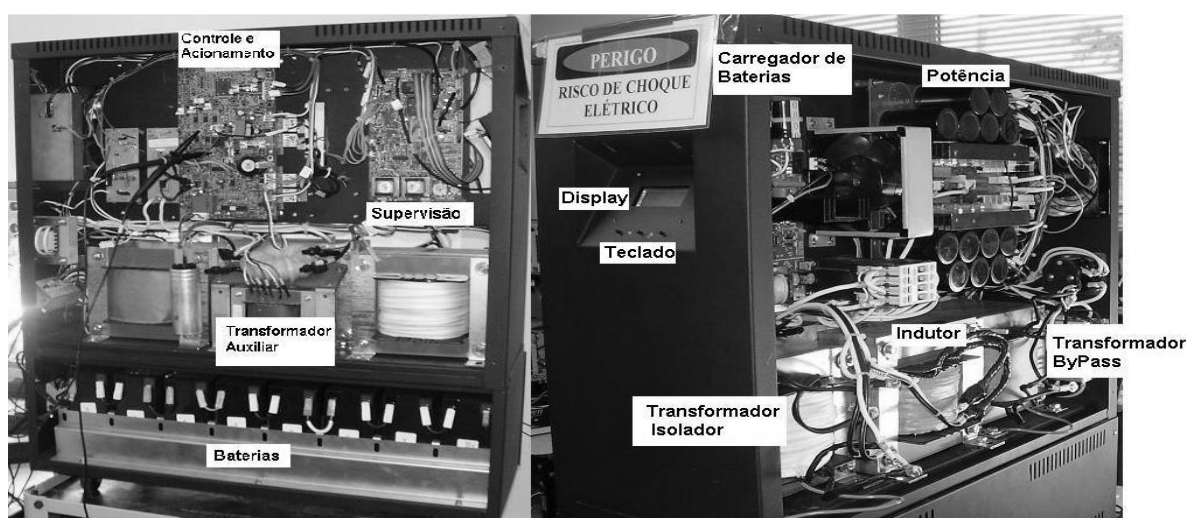


Figura 5.5 - Foto do gabinete definitivo montado

## 5.3 Resultados de Simulação

### 5.3.1 Simulação em Modo Rede

Os resultados de simulação serão apresentados e divididos em duas etapas, uma em modo rede e outra em modo bateria.

A simulação do inversor em modo rede com carga linear é apresentada a seguir, todas as simulações foram realizadas com carga de 4,2KW. A Figura 5.6 apresenta a tensão e a corrente na saída do inversor antes de ser aplicado o transformador elevador.



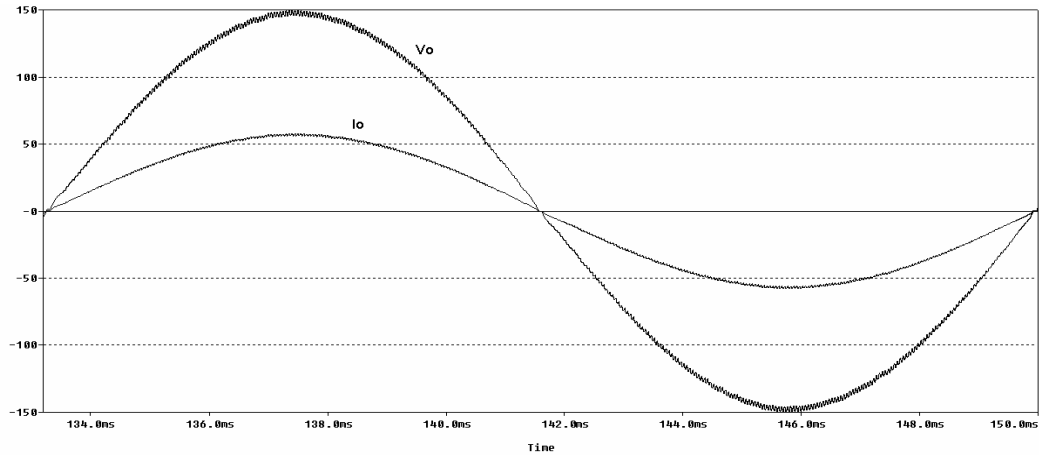


Figura 5.6 - Tensão e corrente na saída do inversor

A taxa de distorção harmônica (TDH) na simulação da Figura 5.6 ficou abaixo de 2% ficando abaixo do especificado de 5%.

A Figura 5.7 mostra a tensão e a corrente na entrada do inversor quando o inversor opera conectado a uma carga linear com valor de 4,2kW.

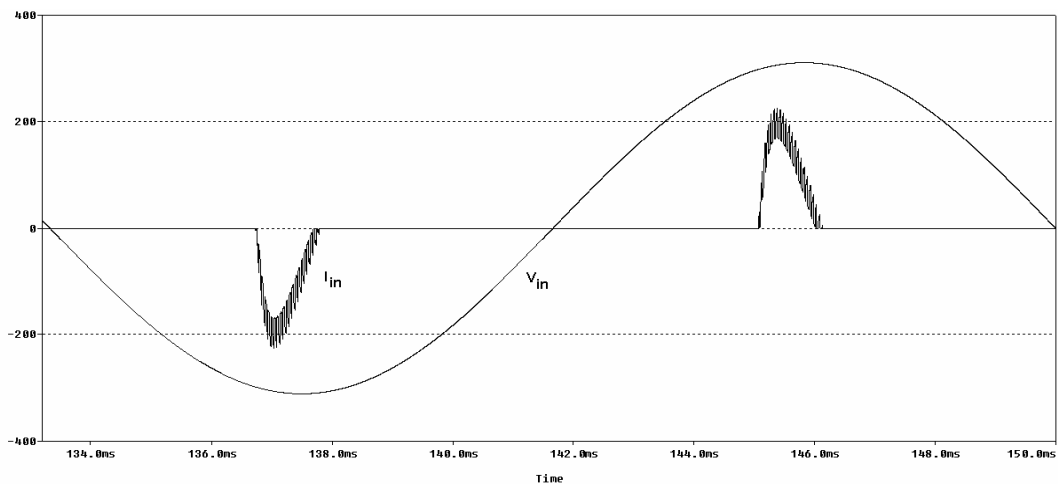


Figura 5.7 - Tensão e corrente na entrada na UPS com carga Linear

A corrente e a tensão no indutor  $L_1$  é apresentada na Figura 5.8.

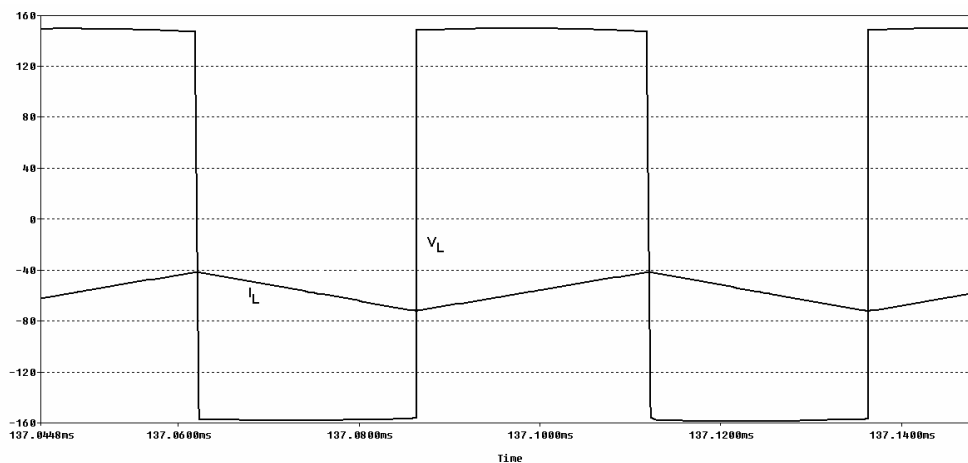


Figura 5.8 - Tensão e corrente no indutor  $L_1$

A ondulação da corrente e da tensão na saída do inversor é mostrada nas Figura 5.9 e Figura 5.10 respectivamente.

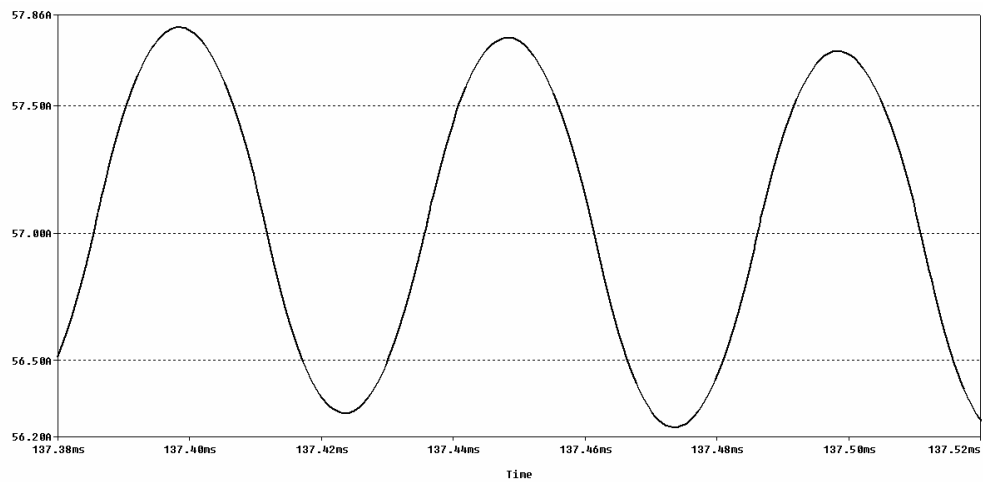


Figura 5.9 - Ondulação de corrente na saída do inversor

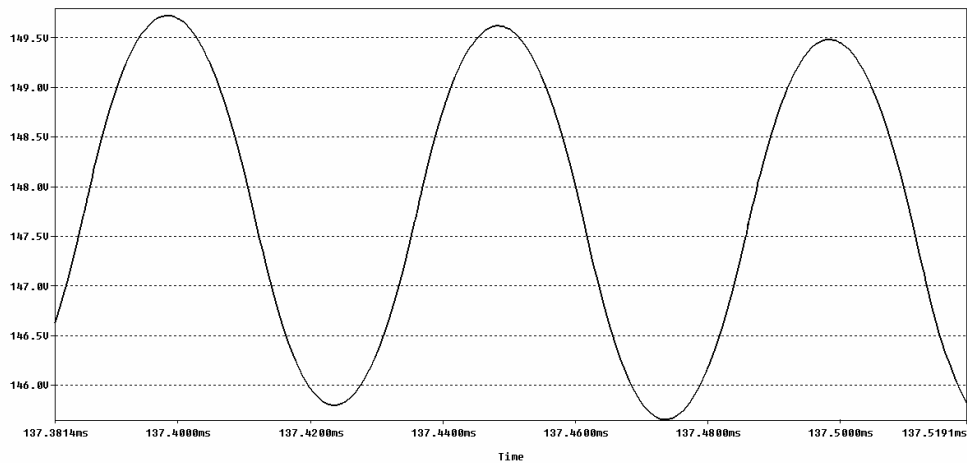


Figura 5.10 - Ondulação de tensão na saída do inversor

A ondulação da tensão no barramento CC é apresentada na Figura 5.11.

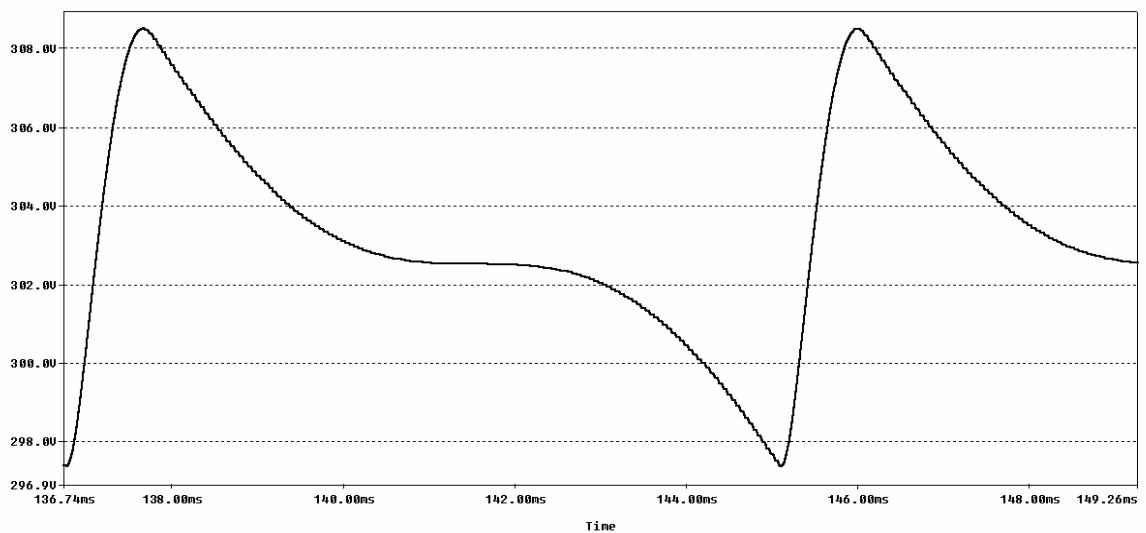


Figura 5.11 – Ondulação da tensão no barramento CC

A simulação do inversor em modo rede e com carga não linear é apresentado a seguir. A Figura 5.12 apresenta a tensão e a corrente no primário do transformador de saída ao se aplicar uma carga não linear no secundário.

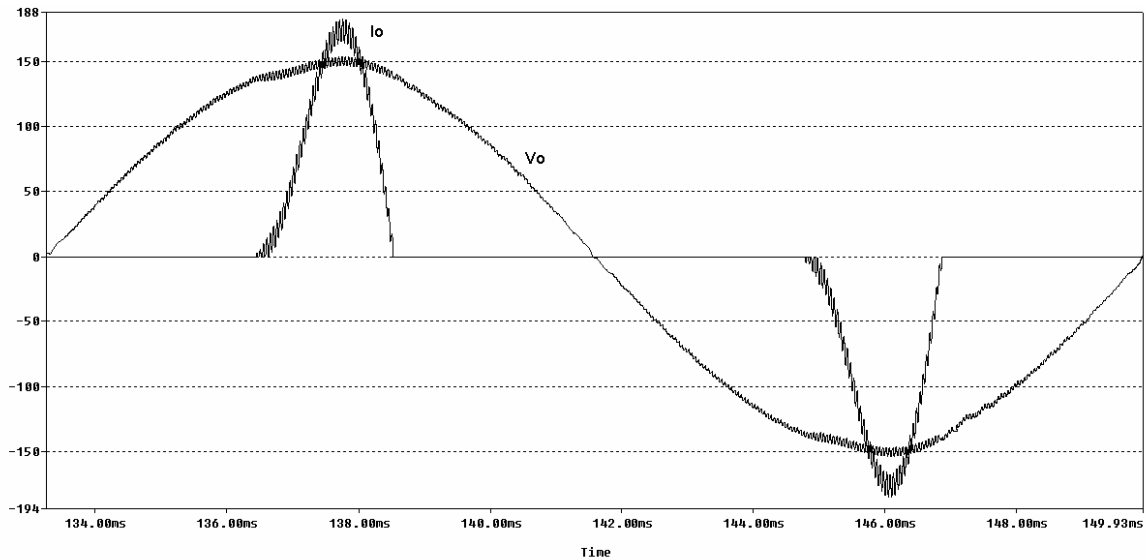


Figura 5.12 - Tensão e corrente no primário do transformador com carga não Linear

Na Figura 5.12 a TDH ficou em torno de 3,6% comprovando um valor abaixo dos 5% como especifica a norma CEI/IEC 61000-3-2 que determina uma TDH menor que 5% para cargas lineares para UPS de até 3kVA.

Com a potência de 6kVA aplicada à saída do inversor após o filtro LC, é apresentada na Figura 5.13, apresentado a tensão e a corrente na entrada da UPS. A corrente e a tensão no indutor é apresentada na Figura 5.14.

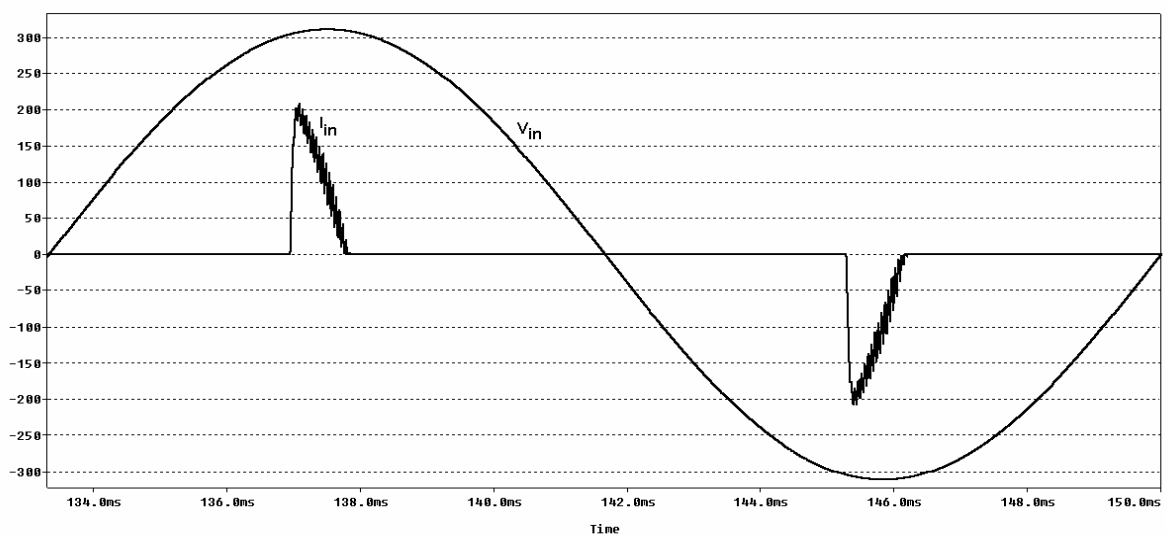


Figura 5.13 - Tensão e corrente na entrada UPS com carga não Linear

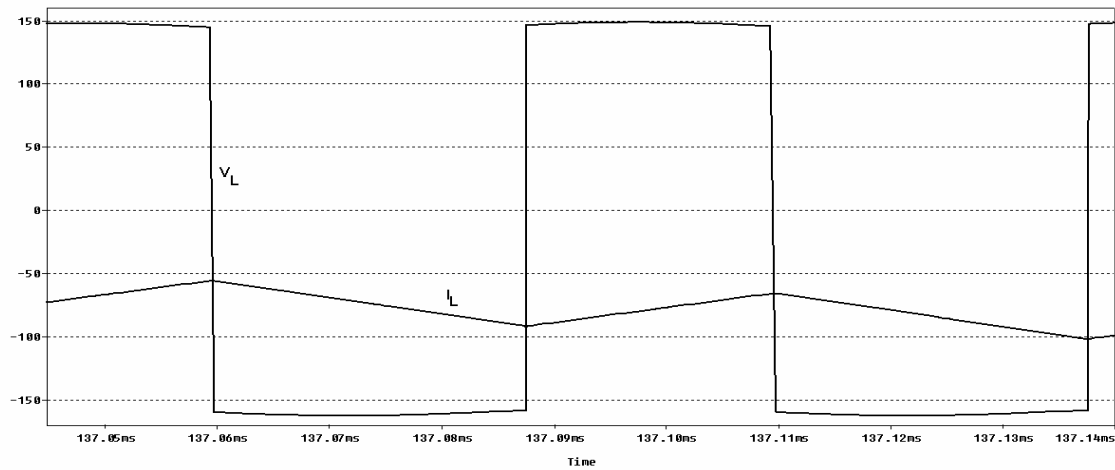


Figura 5.14 - Tensão e corrente no indutor  $L_1$  com carga não Linear

A ondulação de corrente e de tensão são apresentadas nas Figura 5.15 e Figura 5.16 respectivamente.

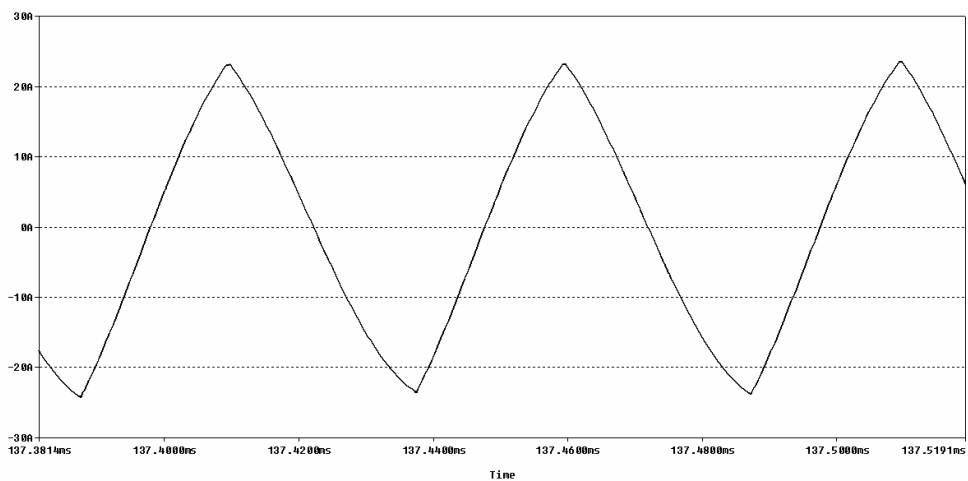


Figura 5.15 - Ondulação de corrente na saída do inversor após o filtro LC com carga não Linear

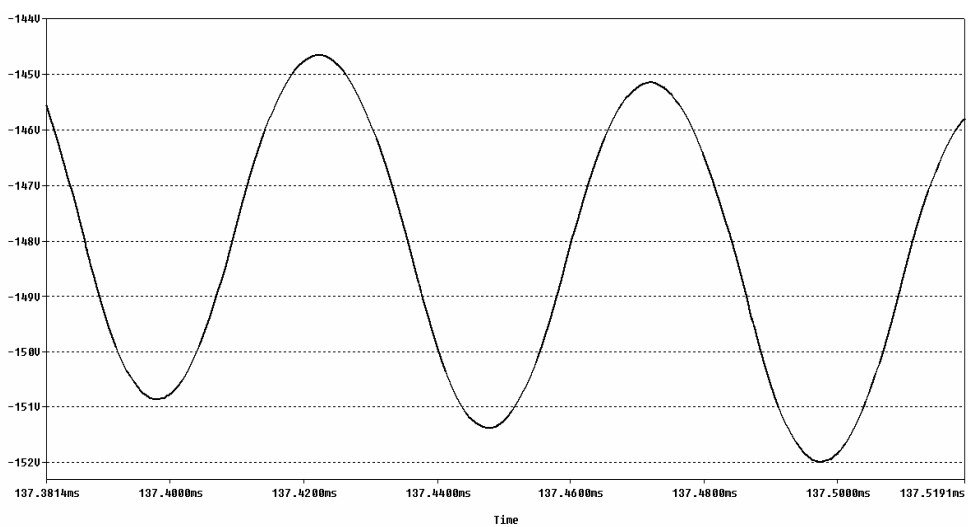


Figura 5.16 - Ondulação de tensão na saída do inversor após o filtro LC com carga não Linear

Na Figura 5.17 apresenta a tensão no barramento quando o inversor opera com carga não linear e em modo rede.

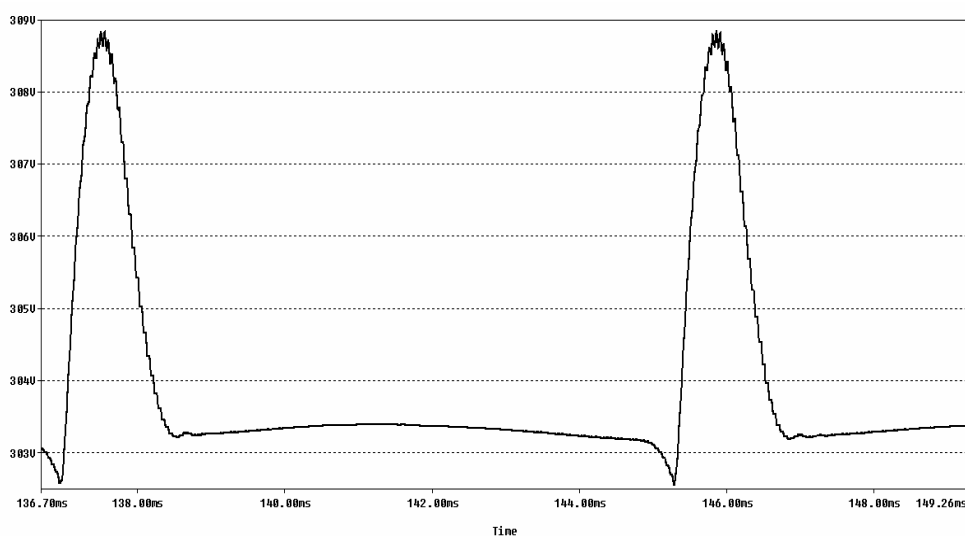


Figura 5.17 - Tensão no barramento CC com carga não Linear

Após verificar as simulações realizadas com carga linear e não linear em modo rede, verifica-se que os valores dimensionados no capítulo 2 estão de acordo com o esperado.

### 5.3.2 Simulação em Modo Bateria

A simulação do inversor em modo bateria utilizando carga linear é apresentada a seguir. A Figura 5.18 mostra a tensão e a corrente no primário do transformador ao se aplicar 4,2kW de carga e a Figura 5.19 apresenta a tensão e a corrente na bateria quando o inversor opera com a mesma carga.

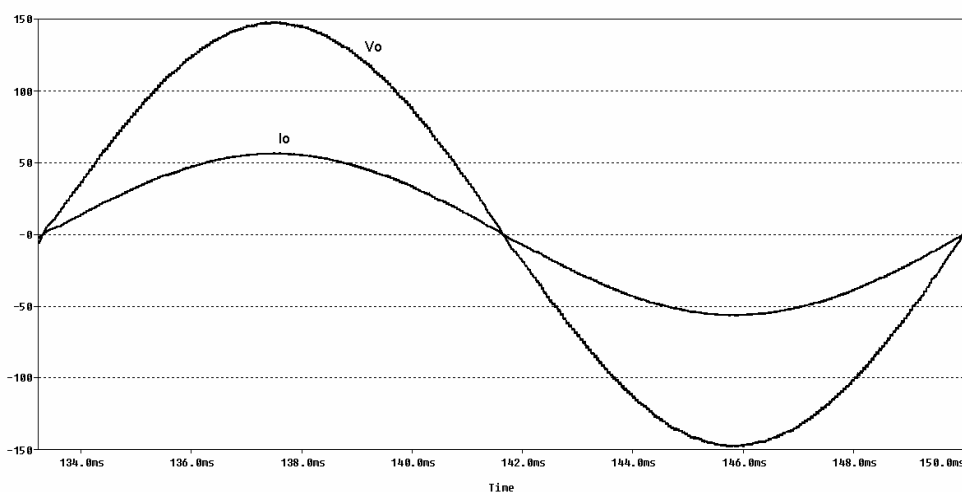


Figura 5.18 - Tensão e corrente no primário do transformador

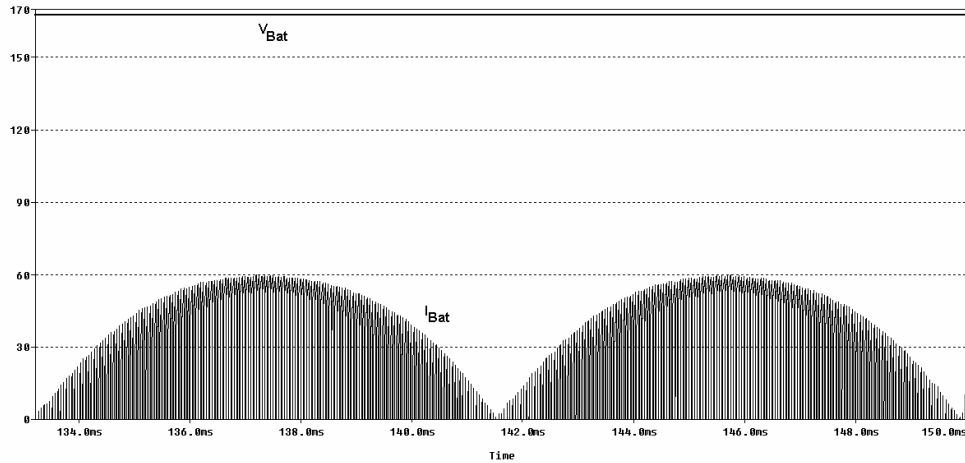


Figura 5.19 - Tensão e corrente na conexão do banco de baterias com o barramento CC

A Figura 5.20 mostra a tensão e corrente no indutor  $L_1$  em modo bateria ao se aplicar carga máxima.

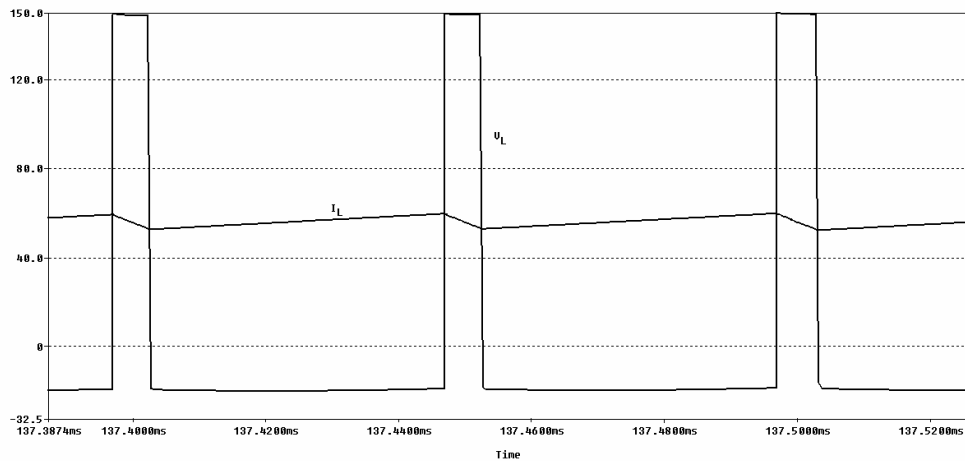


Figura 5.20 - Tensão e corrente no Indutor

A ondulação de corrente e tensão na saída do inversor é apresentado nas Figura 5.21 e Figura 5.22 respectivamente.

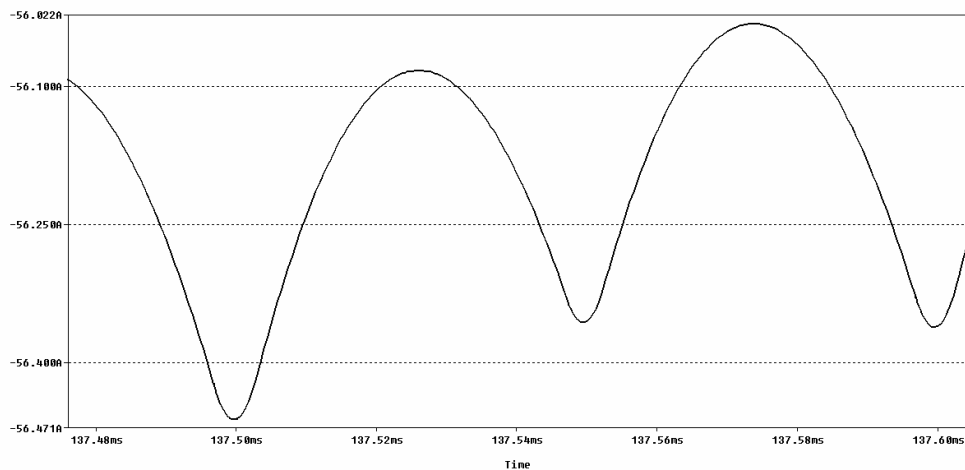


Figura 5.21 - Ondulação de corrente na saída do inversor após o filtro LC

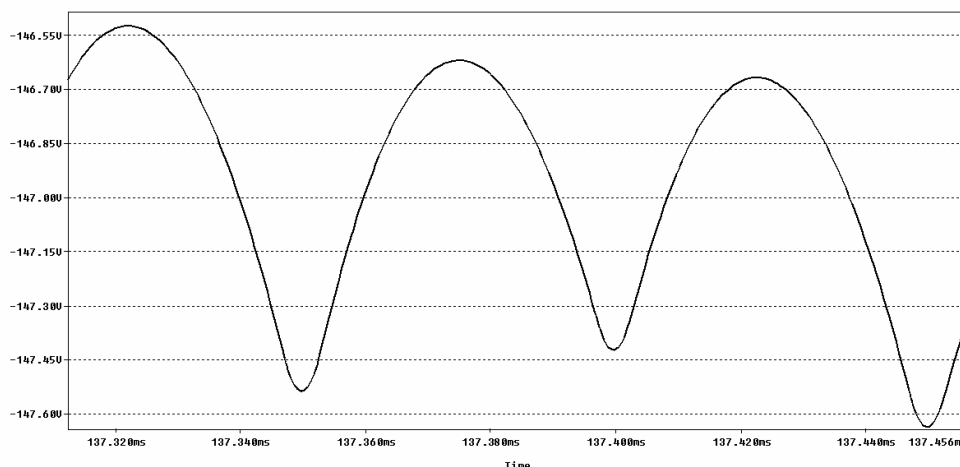


Figura 5.22 - Ondulação de tensão na saída do inversor após o filtro LC

## 5.4 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais serão mostrados a seguir e foram divididos em modo rede com carga linear e não linear e o modo bateria com carga linear e não linear.

### 5.4.1 Resultados do Modo Rede

A seguir são mostrados os resultados extraídos do protótipo, no qual as aquisições para o modo rede são divididas para uma carga linear e para uma carga não linear.

A carga linear é composta de lâmpadas de 220V/200W formando uma carga de 4.2kW. A carga não linear é composta de um retificador não controlado, um indutor de 176 $\mu$ H, capacitores de 1000 $\mu$ F/450V em paralelo, resistores de 20 $\Omega$ /25W formando uma resistência de 0.8 $\Omega$  e lâmpadas de 220V/200W postas em série duas a duas como pode ser vista no esquema da Figura 5.23.

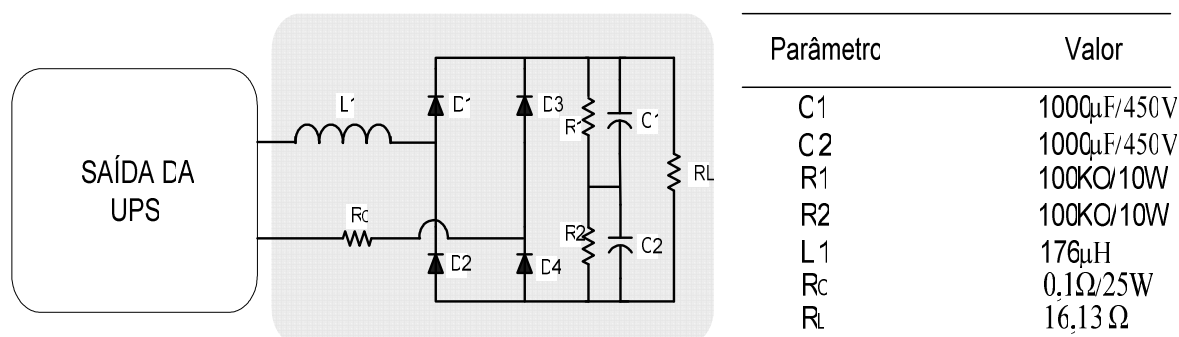


Figura 5.23 - Esquema da carga não Linear.

A Figura 5.24 mostra a tensão de saída do inversor com a atuação do *soft start* com carga linear onde em (a) tem-se a tensão sem a aplicação de carga e em (b) aplicando carga máxima.

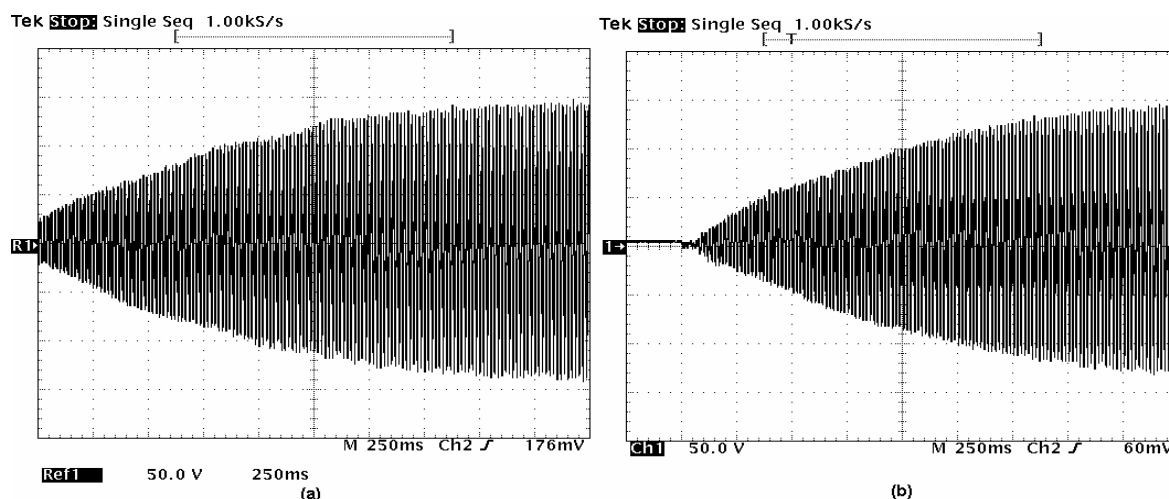


Figura 5.24 – Tensão na saída do inversor sem carga (a) e com carga (b) com a atuação do *soft start* : a) 50V/div; b)50V/div; 250ms/div.

A Figura 5.25 mostra a transição da tensão do barramento do modo rede para o modo bateria (a) e a transição da tensão do modo bateria para o modo rede (b).

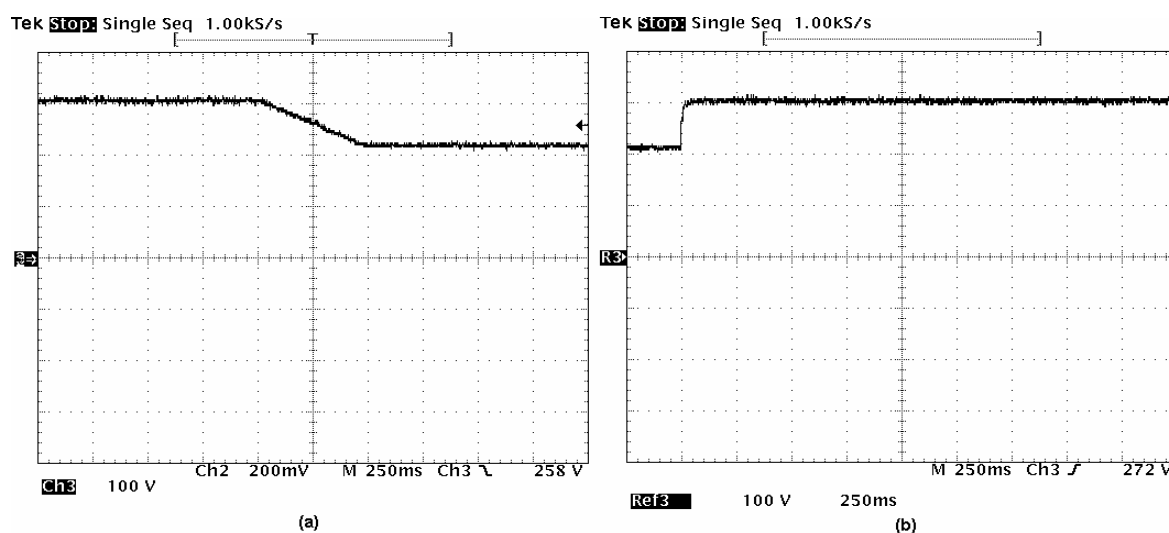


Figura 5.25 - Tensão no barramento na transição de modo rede para modo bateria (a) e de modo bateria para modo rede (b): a) 100V/div; b) 100V/div; 250ms/div.

A comprovação da atuação da transferência do modo inversor para o modo *bypass* (a) e do modo *bypass* para o modo inversor (b) é realizada através da Figura 5.26. Neste ponto é importante notar que o tempo de transferência é zero para o perfeito funcionamento de cargas sensíveis a uma variação brusca da tensão. A variação da tensão entre os dois modos também comprova que o inversor mantém a tensão de saída regulada mesmo com a tensão da rede abaixo dos 220V.



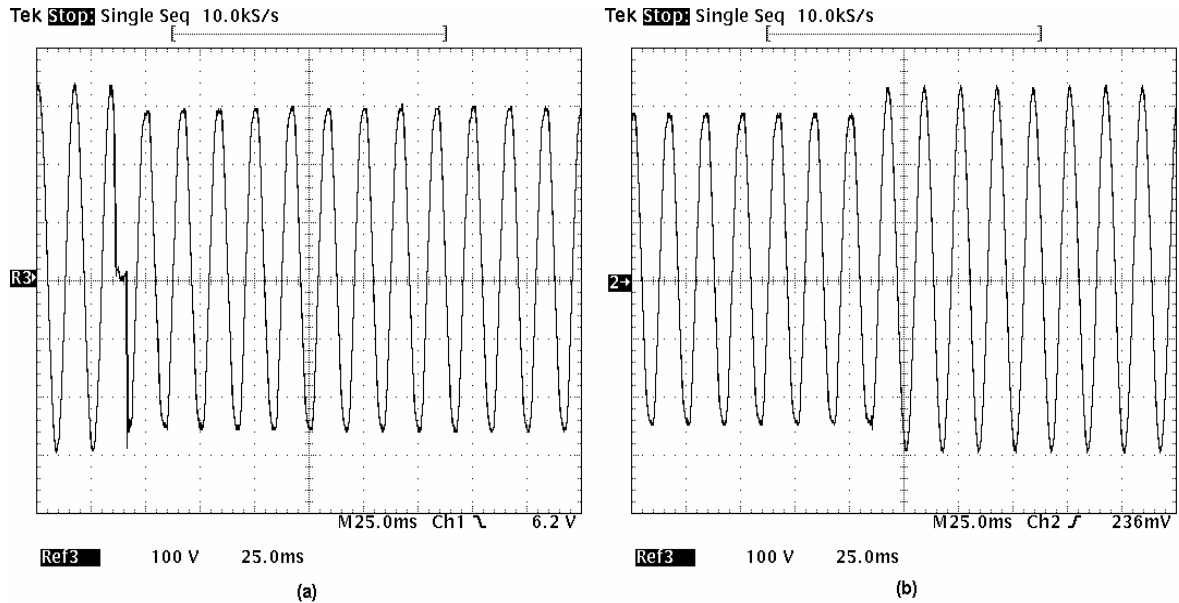


Figura 5.26 - Tensão na saída da UPS na transição do modo inversor para modo *bypass* (a) e do modo *bypass* para modo inversor (b): a) 100V/div; b) 100V/div; 25ms/div.

A Figura 5.27 apresenta a tensão no barramento  $V_b$ , a tensão na saída do inversor ( $V_{inv}$ ) e a corrente na saída do inversor ( $I_{inv}$ ) ao se aplicar uma carga linear de 3kW no secundário do transformador.

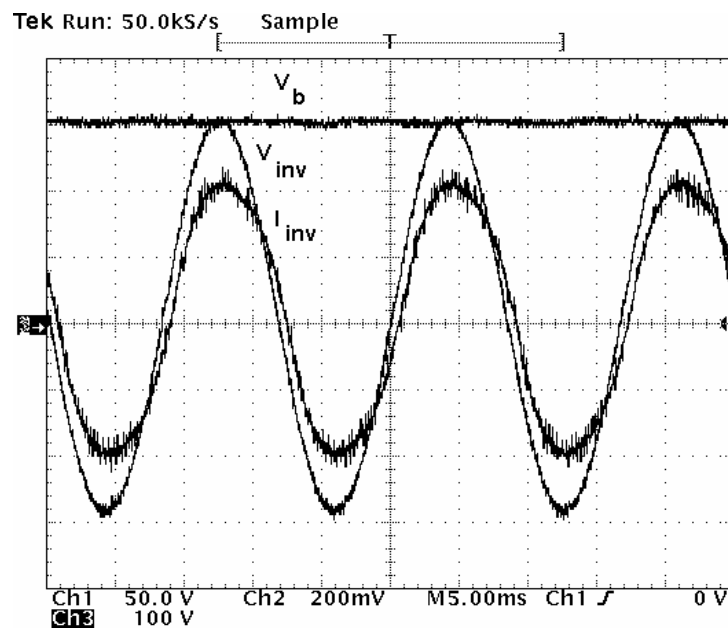


Figura 5.27 - Tensão no barramento em modo rede ( $V_b$ ), tensão na saída do inversor ( $V_{inv}$ ), e corrente na saída do inversor ( $I_{inv}$ ): ( $V_b$ ) 100V/div; ( $V_{inv}$ ) 50V/div; ( $I_{inv}$ ) 200mV/div; 5ms/div.

A Figura 5.28 apresenta a corrente e a tensão na saída do inversor ao se aplicar uma carga de aproximadamente 3,7 kVA não linear.

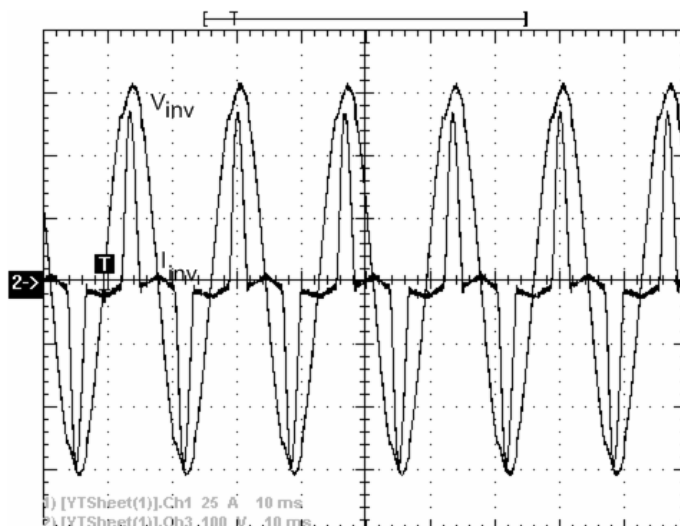


Figura 5.28 – Tensão e corrente na saída do inversor aplicando carga não linear: ( $V_{inv}$ ) 100V/div; ( $I_{inv}$ ) 25A/div ; 10ms/div.

A Figura 5.29 mostra a tensão de saída na transição do modo rede para o modo bateria, comprovando que a tensão de saída não decai nesta transição.

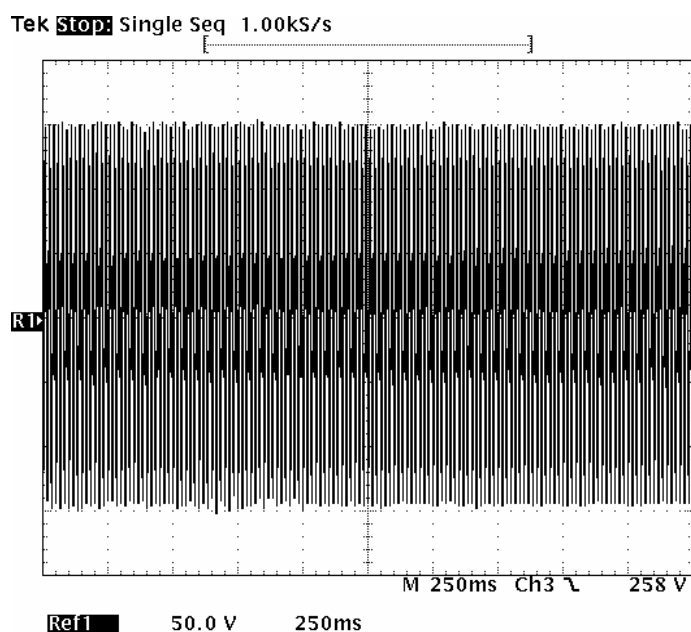


Figura 5.29 – Tensão de saída na transição do modo rede para o modo bateria: 50V/div; 250ms/div.

A Figura 5.30 mostra a tensão, a corrente na saída da UPS e a tensão no barramento ao simular falta de rede sem haver o banco de baterias conectado. Pode-se verificar que houve a atuação do circuito de *bypass* sem a utilização da chave estática, onde houve um período sem tensão na saída.

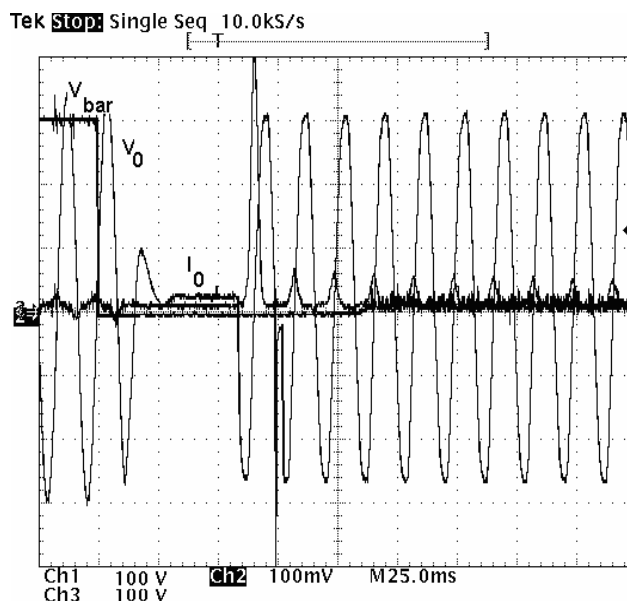


Figura 5.30 - Tensão e corrente na saída da UPS e tensão no barramento na falta de rede sem a utilização de chave estática: ( $V_{\text{bar}}$ ) 100V/div; ( $V_o$ ) 100V/div; ( $I_o$ ) 100mV/div; 25ms/div.

A Figura 5.31 mostra a análise do conteúdo harmônico da tensão de saída da UPS os quais ficaram abaixo dos 5% como especificados na norma CEI/IEC 61000-3-2 operando com carga não linear com fator de crista 3.

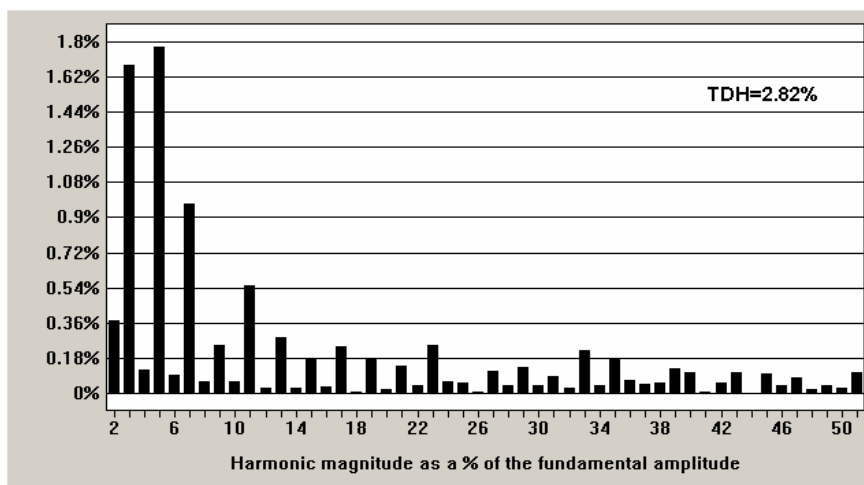


Figura 5.31 - Análise harmônica da tensão de saída da UPS.

#### 5.4.2 Resultados do Modo Bateria

A seguir serão mostrados os resultados extraídos do protótipo com a UPS operando em modo bateria. A Figura 5.32 mostra a atuação do *soft start* em modo bateria sem a aplicação de carga (a) e aplicando-se carga (b) na saída da UPS.

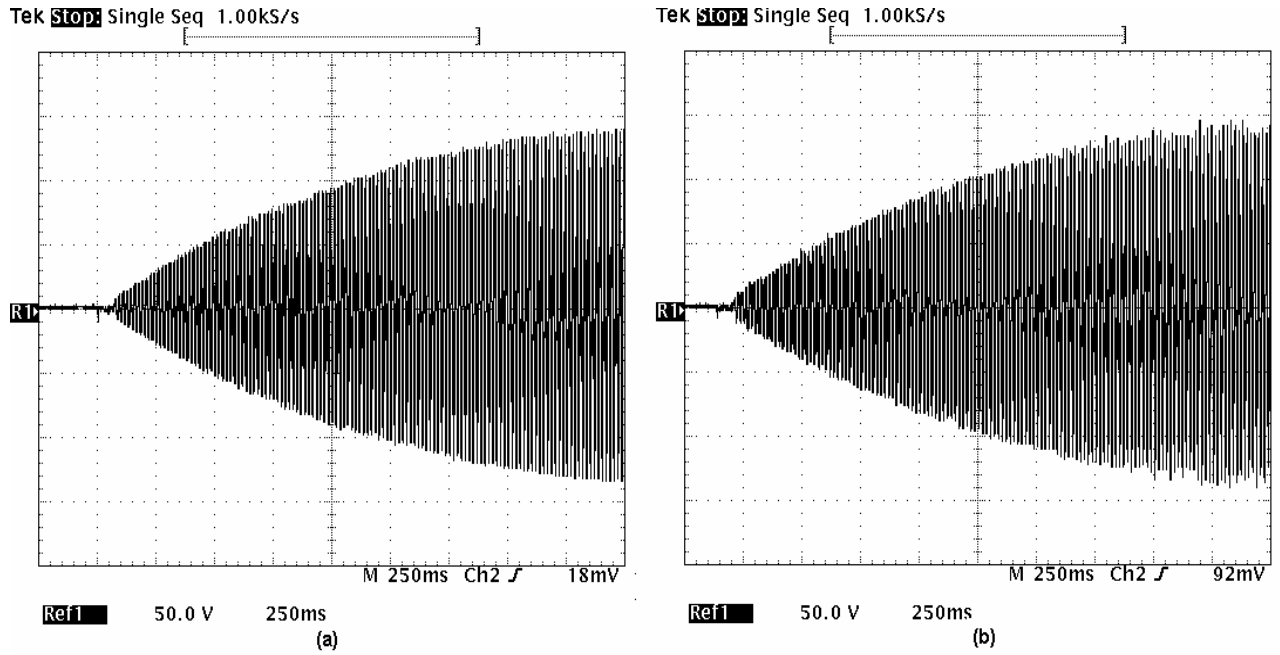


Figura 5.32 - Tensão de saída em modo bateria com a atuação do soft start sem carga (a) e aplicando carga (b):  
(a) 50V/div; (b) 50V/div; 250ms/div.

A Figura 5.33 mostra a tensão na saída do inversor quando a UPS está operando em modo bateria.

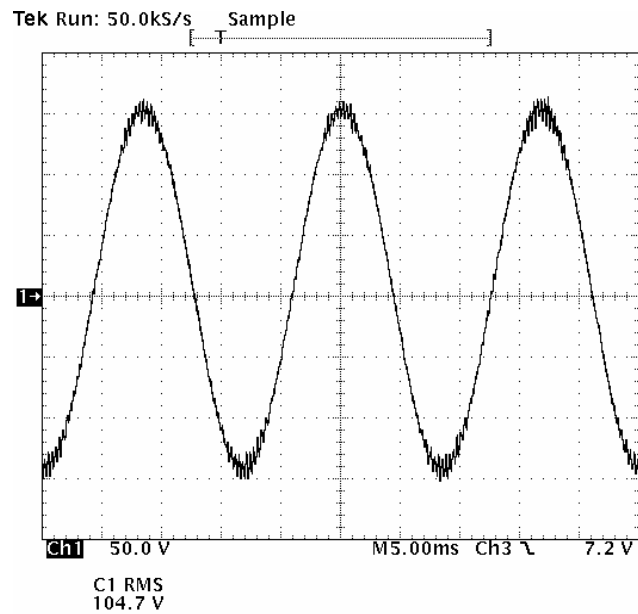


Figura 5.33 - Tensão na saída do inversor em modo bateria: 50V/div; 5ms/div.

A Figura 5.34 mostra a tensão no barramento a tensão e a corrente na saída do inversor ao se aplicar uma carga não linear quando a UPS operando em modo bateria.

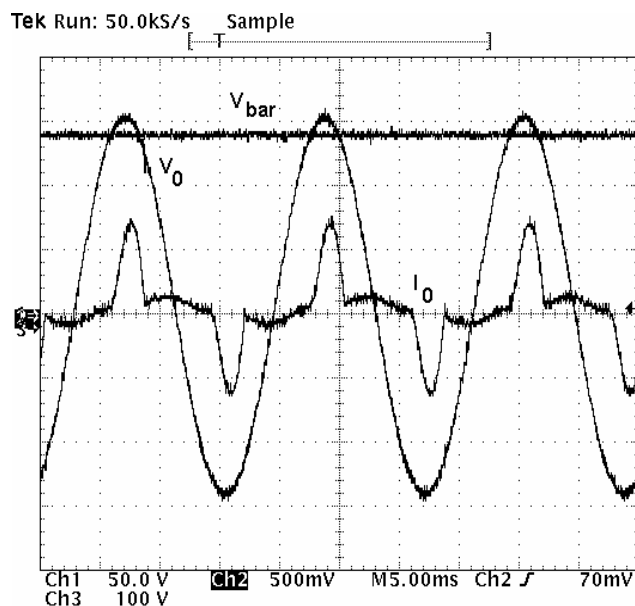


Figura 5.34 - Tensão e corrente na saída do inversor, com carga não linear e tensão de barramento: ( $V_{bar}$ ) 100V/div; ( $V_o$ ) 50V/div; ( $I_o$ ) 500mV/div; 5ms/div.

## 5.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema UPS *on-line* de acordo com o projeto realizado no capítulo 2. Foi simulado o inversor em modo rede e modo bateria com carga linear e não linear. Os ensaios experimentais foram realizados para modo bateria, modo rede, transição rede-bateria e transferência do inversor para o modo *bypass* utilizando carga linear e não linear.

Devido a limitações físicas e de equipamentos existentes nos locais das coletas das aquisições, não foi possível a aplicação da potência máxima da UPS utilizando-se carga não linear. Também não foi possível a coleta de dados de comutação das chaves devido ao *layout* da placa do inversor e pela potência a ser processada durante os ensaios.

Os resultados mostraram que o sistema operou como requerido em projeto com distorção harmônica abaixo do especificado pelas normas, o resultado das transições do modo rede para o modo bateria ocorreu sem problemas e com tempo de transferência zero e, a transferência do inversor para o modo *bypass* também foi satisfatória também apresentando uma transferência entre os dois modos sem a interrupção da tensão de saída, concluindo que a UPS funcionou sem maiores problemas.

## CONCLUSÃO

Como conclusão geral afirma-se que o projeto da UPS de 6kVA atendeu as especificações requeridas como comprovam os resultados apresentados e os valores dimensionados nos capítulos anteriores.

No capítulo 1 foram abordadas algumas topologias de inversores para escolha de um tipo de inversor que fosse robusto e de fácil manutenção, verificando-se que a topologia do inversor em ponte completa atendeu ao esperado no projeto.

No capítulo 2 foi realizado o dimensionamento de todo o bloco de potência como também seu controle, foi escolhida a modulação a ser utilizada, verificando-se que os valores dimensionados ficaram bem próximos dos valores encontrados durante os testes realizados contidos no capítulo 5, como também os valores encontrados em simulação.

O estudo do transformador realizado no capítulo 3 foi importante para verificar a possibilidade de reduzir o custo na UPS ao retirar o magnético de filtro e usar a dispersão do transformador para esta finalidade. O teste mostrou que não é tão simples realizar a mudança sem o devido conhecimento do comportamento do sistema. Um outro ponto verificado foi o aumento das perdas no transformador e no inversor que este tipo de mudança ocasionou ao sistema, e a limitação provocada ao inversor deixando-o capaz de processar apenas 80% de sua potência total, diminuindo sua confiabilidade.

No capítulo 4 foram abordados a importância de se ter um *layout* adequado das PCIs existentes na UPS, para minimizar os ruídos gerados no sistema, as sobretensões no inversor e a não necessidade de se utilizar limitadores de tensão (*snubber*) nos interruptores, reduzindo assim as perdas no bloco de potência. Também foi abordado o projeto do carregador de baterias como também os circuitos auxiliares existentes na UPS. Todo o estudo realizado neste capítulo foi comprovado com os resultados coletados durante os ensaios e contidos no capítulo 5.

No capítulo 5 verificou-se com os resultados de simulação que o projeto realizado no capítulo 2, os resultados experimentais, os testes com a UPS como também as formas de onda coletadas, comprovaram o funcionamento dos circuitos da UPS.

### SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros propõe-se o projeto de um transformador com dispersão mais elevada para ser utilizado como filtro do inversor, união do transformador auxiliar no mesmo

núcleo do transformador do *bypass*, a utilização de um outro modelo de sensor de corrente para excluir o circuito de *offset* utilizado neste projeto, a elevação da tensão da entrada do carregador de baterias para que o mesmo opere com razão cíclica menor e a adição de uma correção de fator de potência

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CASTELO Branco, C.G. *Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão, não Isolado, com Tensões de Entrada e Saída Universais*. Fortaleza, 2005 Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará. Fortaleza.
- [2] SANTIAGO, Reuber Saraiva. *Desenvolvimento de uma UPS de 10KVA dupla conversão on-line*. Fortaleza, 2003 Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará. Fortaleza.
- [3] MENEZES, Lucas M. *Projeto inversol – desenvolvimento de uma fonte Ininterrupta de energia com possibilidade de uso em sistema fotovoltaico*. Fortaleza, 2007 Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará. Fortaleza.
- [4] BEKIAROV, S. B.; EMADI, A. “*Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, p. 597-604, mar. 2002.
- [5] KAMRAN, F.; HABETLER T. G. “*A novel on-line UPS with universal filtering capabilities*” IEEE Trans. on Power Electronics, v. 13, n. 2, p. 366–371, mar. 1998.
- [6] BARBI, I; Martins, D. C. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. Florianópolis. Edição dos Autores, 2005.
- [7] MOHAN, N; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: converters, applications, and design*, 2 Ed, New York, USA, John Wiley & Sons, 1995.
- [8] RASHID, Muhammad H. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*, São Paulo, Makron Books, 1999.
- [9] BAKER, David M.; AGELIDIS, Vassilios G.; NAYAR, Chem. “*A Comparison of Tri-Level and Bi-Level Current Controlled Grid-Connected Single-Phase Full-Bridge Inverters*”. Em ISIE’97, vol. 2, pág. 463 – 468.
- [10] PRAÇA; Paulo Peixoto. Projeto, *Implementação e Comparação de Controladores Digitais Aplicados a um Inversor Três Níveis*. Fortaleza, 2006 Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará. Fortaleza.
- [11] BARBI, I; Martins, D. C. *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis. Edição dos Autores, 2000.
- [12] LIMA, F.K.A.; Cruz, C.M.T.; Antunes, F.L.M.; “*Study of Passive Snubbers Applied to a Single-phase High Power Factor Rectifier*”. Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina), Vol 2, Nº2, 2004. pp.1-1.
- [13] BARBI, I; Martins, D. C. *Projeto de Fontes Chaveadas* Florianópolis. Edição do Autor, 2001.
- [14] TORRICO-Bascopé, R. P.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência*. Porto Alegre. Sagra Luzzato, 1997.
- [15] MARTIGNONI, Alfonso. *Transformadores* 8<sup>a</sup> Edição. São Paulo, Editora Globo, 1969.
- [16] ERICKSON, Robert; MAKSIMOVIC, W. *Fundamentals of Power electronics*. 2 Ed.
- [17] GOURISHANKA, Vembu. *Conversion de Energia Electromecánica*. México 1<sup>a</sup> Edição 1975



- [18] BOGLIETTI, A.; PASTORELLI, M. “*About the possibility of defining a standard method for iron loss measurement in soft magnetic materials with inverter supply*” IEEE Trans. On Industry applications v. 33, n.5 sep./oct. 1997.
- [19] WILSON, Thomas G.; THOTTUVELIL, V. Joseph. “*High frequency measurement techniques for magnetic cores*” IEEE Trans. on Power Electronics v. 5, n. 1, jan. 1990.
- [20] PASTORELLI, M; BOGLIETTI, A. “*Two simplified methods for the iron losses prediction in soft magnetic materials supplied by PWM inverter*” IEEE Trans. On Industry applications v. 33, n.5 sep./oct. 1997.
- [21] ROSHEN, A. W. “*A practical, accurate and very general core loss model for non-sinusoidal waveforms*” IEEE Trans. 2005
- [22] MOSES, A. J.; ANDERSOR, P. “*Iron losses in electrical machines excited by non-sinusoidal voltages*” IEEE Trans. N. 487 April 2002.
- [23] BOGLIETTI, A.; CAVAGNINO, A. “*Comparison of lamination iron losses supplied by PWM voltages: US and European experiences*” IEEE Trans. 2005
- [24] MOSES, A. J. “*Power loss of non oriented electrical steel under square wave excitation*” IEEE Trans. 2001
- [25] BOGLIETTI, A.;Lazzari, M.; PASTORELLI, M. “*Iron losses prediction with PWM inverter supply using steel producer data sheets*”, IEEE industry Application Society, October 1997.
- [26] THOTTUVELIL, V. Joseph; WILSON, Thomas G.; “*High frequency measurement techniques for magnetics cores*” IEEE Trans. 1990
- [27] PLEITE, J. VALDIVIA, V. ZUMEL, P. “*Transformer and Series Inductance Integration for Harmonic Filtering in PWM Inverters Based in a Simple Design Procedure*” IEEE Trans. 2007.
- [28] Application Characterization of IGBTs. AN-990
- [29] YALES R.N. *Estudo de um Snubber para o Inversor de Três Níveis com Neutro Grampeado. Florianópolis, 2000. Dissertação (Mestrado em Engenharia. Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.*
- [30] SAED Sobhani, Rahul Chokhawala; *Switching Voltage Transient Protection Schemes for High Current IGBT Modules. IEEE Transactions on, Vol 33, N°6, 1997. pp.1601-1610.*
- [31] YI ZHANG, Saed Sobhani, Rahul Chokhawala; *Snubber Considerations for IGBT Applications. IPEMC,1994. pp.261-269.*
- [32] MARTY B. *Practical Switching Power Supply Design. 1ª Edição. Califórnia. Editora: Academic Press, 1990.*
- [33] OLIVEIRA, S. V. G.; BARBI, I.; ROMANELI, E. F. R. *Metodologia de projetos de inversores monofásicos PWM senoidais alimentando cargas não lineares. Em: SEP’2002 - Seminário de Eletrônica de Potência do INEP. Florianópolis, p.131-136, 2002.*
- [34] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno. 4ª Edição. São Paulo. Editora Prentice Hall, 2003.*
- [35] *Gate Driver Characteristics and Requirements for HEXFET Power Mosfets. AN-937*

- [36] *How P-Channel Mosfets Can Simplify Your Circuit*. Application Notes AN-940  
Use Gate Charge to Design the Gate Driver Circuit for Power MOSFETs and IGBTs.  
AN-944
- [37] AGUIAR, Francisco J. Ponte. “*Influência da não conformidade senoidal da tensão de alimentação nas perdas de magnetização em transformadores de potência*” Fortaleza 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- [38] GERENT, Fernando Haeming. “*Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não lineares*” Florianópolis 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.
- [39] KRISHNAN, R.; SRINIVASA, S. “*Topologies for uninterruptible power supplies*” in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hungary, p. 122–127 jun. 1993.
- [40] WU J. C.; JOU H. L. “*A new UPS scheme provides harmonic suppression and input power factor correction*” IEEE Trans. on Industrial Electronics, v. 42, n. 6, p. 2216-2226, dez. 1995.
- [41] ENSLIN, J.H.R. “*Maximum power point tracking: a cost saving necessity in solarenergy systems*” Industrial Electronics Society, v. 2, p.1073 – 107, nov. 1990.
- [42] HIRACHI, K.; YAMAMOTO, H.; SAKANE, M.; TOMOKUNI, Y.; NAGAI, Y. “*A novel 3 kVA UPS using a switch mode rectifier*” Telecommunications Energy Conference, p.392 - 399, out. 1990.
- [43] HIRACHI, K.; ARAI, Y.; YOSHITSUGU, J.; GAMAGE, L.; NAKAOKA, M. “*A feasible high-performance single-phase UPS incorporating switch mode rectifier with high-frequency transformer link*”. In: PEDS’97 – International Conference on Power Electronics and Drive Systems Proceedings, v.2, pp. 792-797, 1997.
- [44] YAMADA, R.; KUROKI, K.; SHINOHARA, J.; KAGOTANI, T. “*High-frequency isolation UPS with novel SMR*.” In: IECON’93 - Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings, v. 2, p.1258-1263, 1993.
- [45] KRISHMAN, R. “*Design and development of a high frequency on-line uninterruptible power supply*.” In: IECON’95 - Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings, v. 1, p. 578-583, 1995.
- [46] PINHEIRO, H.; JAIN, P.; JOOS, G “*AC power supply based on half-bridge resonant converters*.” Electrical and Computer Engineering, IEEE Canadian Conference, v.2, p.654-657, maio 1997.
- [47] DIXON, Lloyd. “*Average current control of switching power supplies*”. UNITRODE, Application Note U-140, p.9-457 - 9-470, 1994.
- [48] TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B.. “*Small-signal modeling of Average current-mode control*”. IEEE APC’92 Conference Proceedings, p.747-755, 1992.
- [49] UNITRODE. “*Linear integrated circuits - data and applications handbook*”, 1994.
- [50] ROMERO, Manuel R. R.; *Sistema ininterrupto de energia monofásico tipo off-line*. publicação Interna, Florianópolis, 1998.

- [51] KIM, J.; CHOI, J.; HONG, H. “*Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller*”. In: POWERCON’2000 - Power System Technology Proceedings, v.3, p. 1659-1664, 2000.
- [52] McLYMAN, Colonel W. T. *Transformer and inductor design handbook*. New York. Marcel Dekker, 1988.
- [53] VORPERIAN, V, “*Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch: parts I and II*”. In: IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. AES-26, pp. 490-505, 1990.
- [54] TORRICO-Bascopé, R; OLIVEIRA, Demercil S. Jr.; CASTELO Branco, C.G.; ANTUNES, Fernando L.M.”*A high frequency transformer isolation UPS system with 110V/220V input voltage*” In: SOBRAEP – Eletrônica de Potência ISSN1414-8862 vol.11,nº 3, novembro de 2006.
- [55] CASTELO Branco, C.G.; TORRICO-Bascopé, R.; ANTUNES, Fernando L.M.; “*A non-isolated single phase UPS topology whith 110V/220V input output voltage ratings*” In: SOBRAEP – Eletrônica de Potência ISSN1414-8862 vol.11,nº 2, julho de 2006.

## **APÊNDICE A**

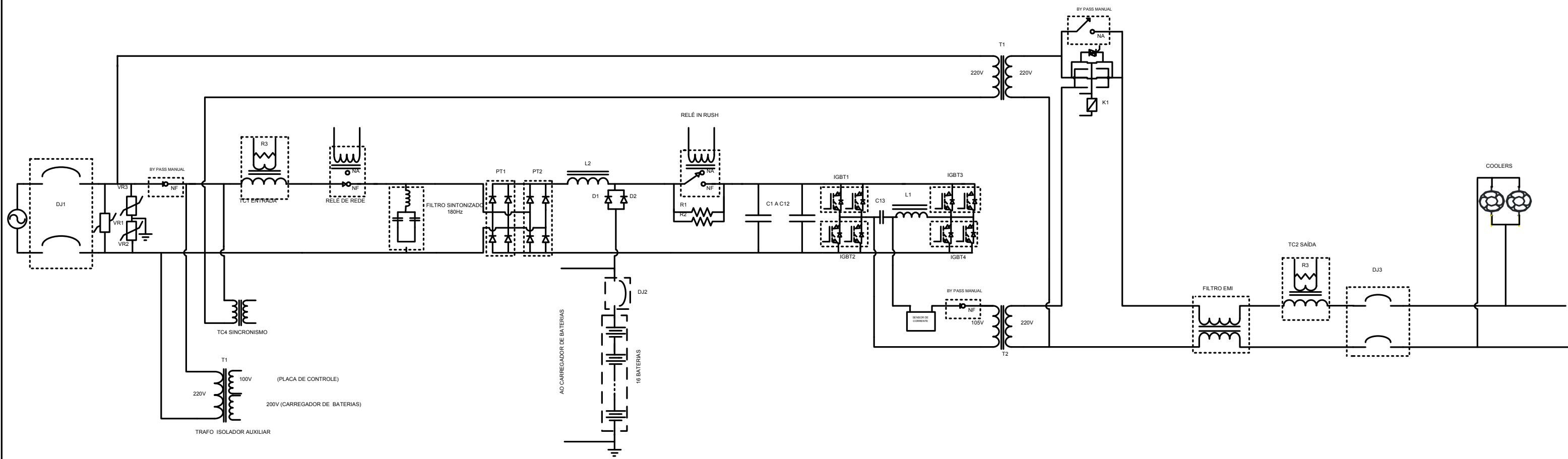
(Esquemático do Bloco de Potência - Inversor)



## **APÊNDICE B**

(Diagrama Elétrico da UPS)

# ESQUEMA ELÉTRICO DA UPS

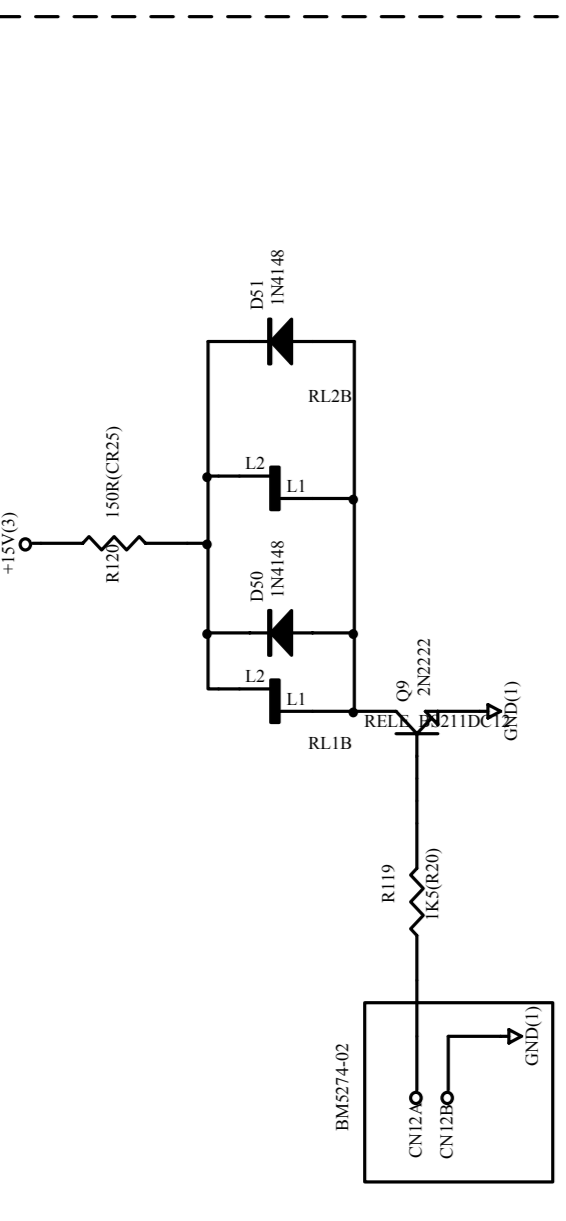


## **APÊNDICE C**

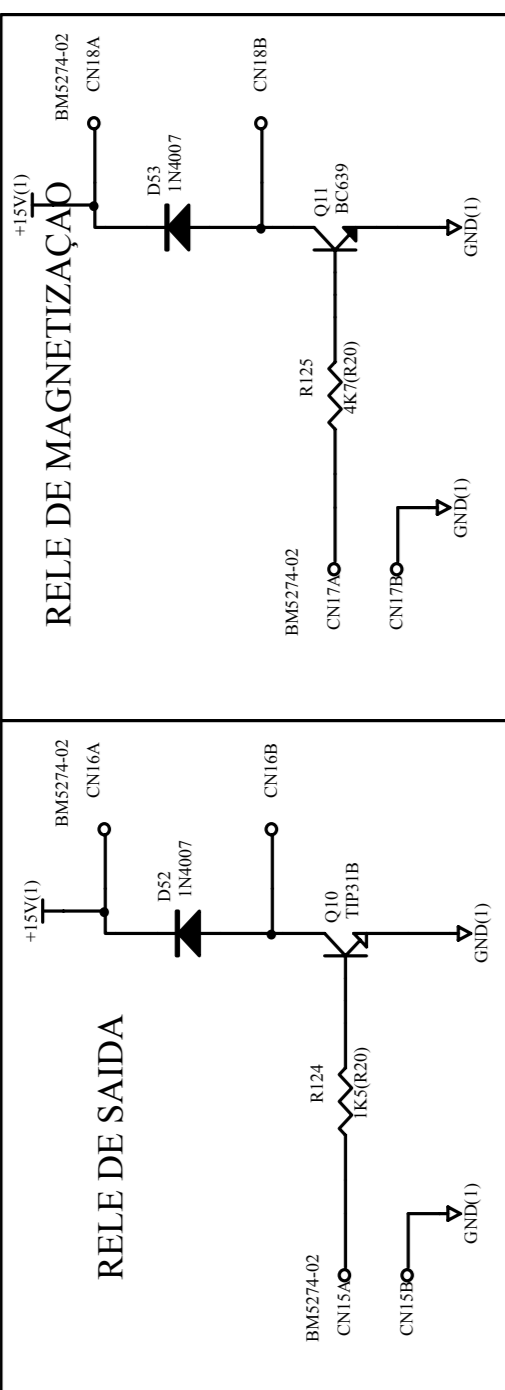
(Esquemático da Placa de Controle)



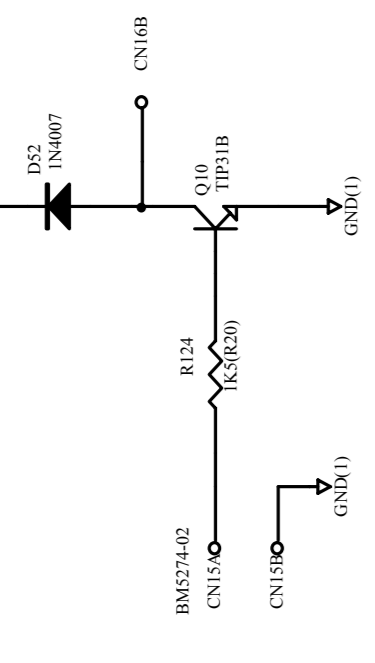
**DESLIGAMENTO DO INVERSOR**



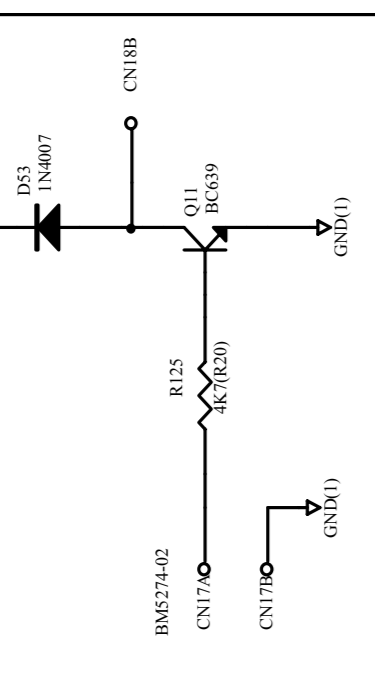
**CIRCUITO PARA MAGNETIZACAO DO AUTO-TRAFEO**



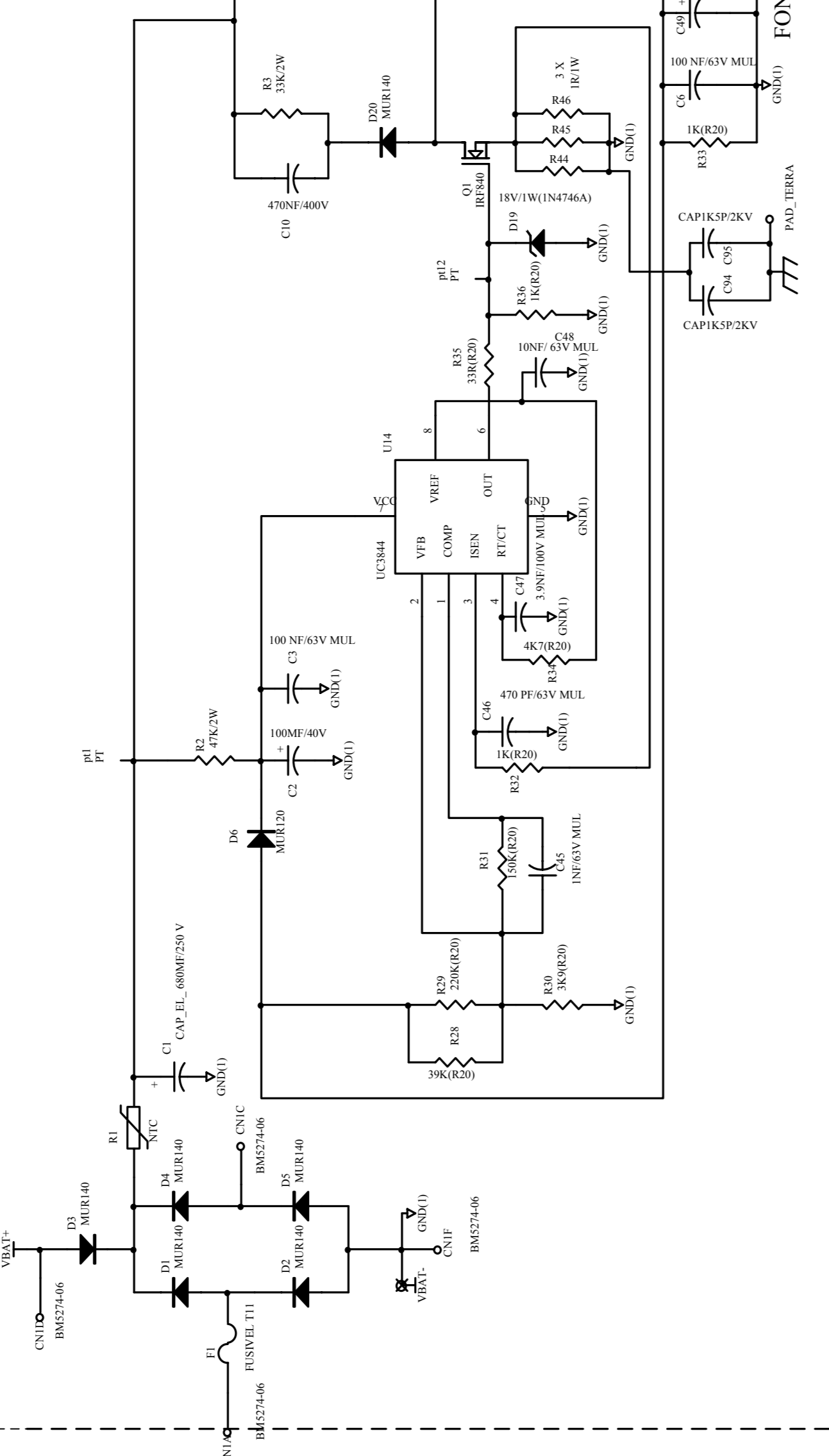
**RELE DE SAIDA**



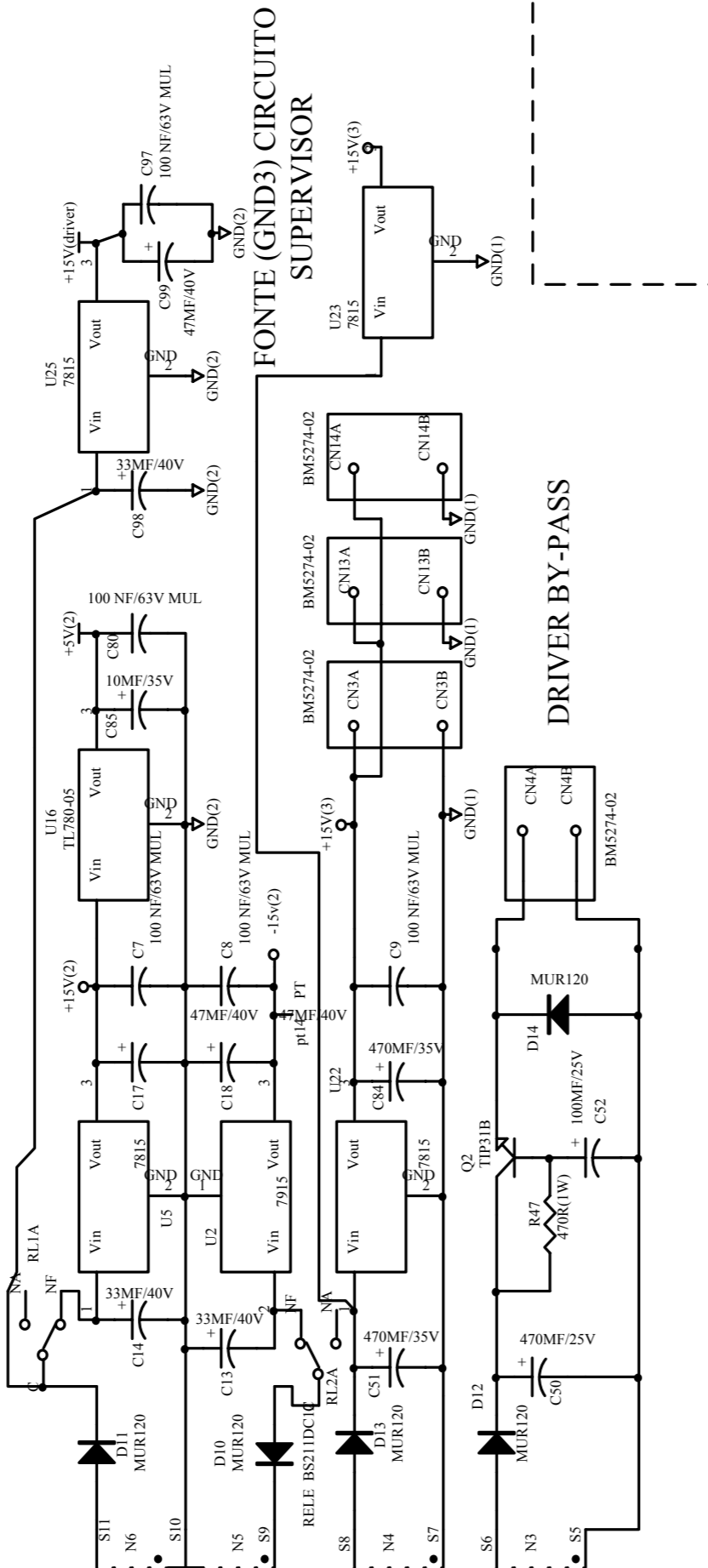
**RELE DE MAGNETIZACAO**



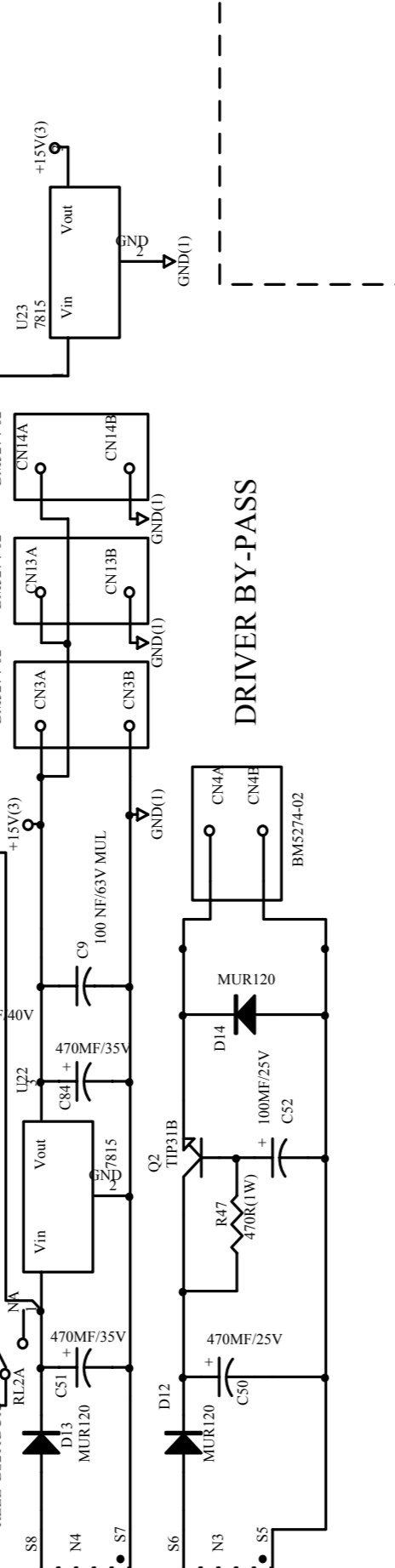
**FONTE AUXILIAR**



**FONTE (GND2) PARA OS CIRCUITO DE CONTROLE DO INVERSOR**



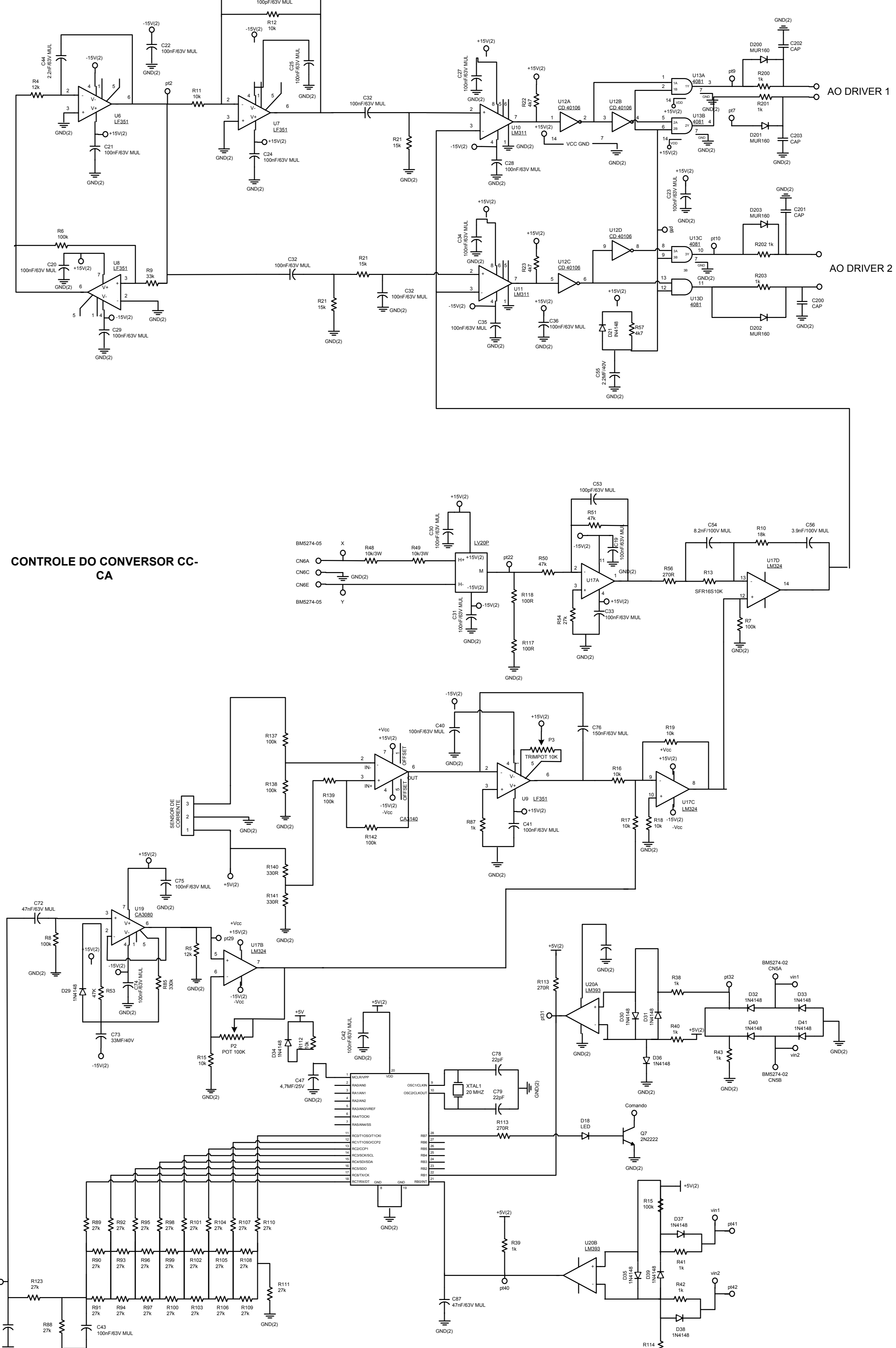
**FONTE (GND3) CIRCUITO SUPERVISOR**



**DRIVER BY-PASS**



**CONTROLE DO CONVERSOR CC-CA**



## **APÊNDICE D**

(Esquemático do Carregador de Baterias)



## **APÊNDICE E**

(Esquemático do Sensor de Corrente)



## **APÊNDICE F**

(Projeto do Transformador do Inversor com saída 220V)

### F.1. Dimensionamento do Transformador do inversor (105V/220V)

O procedimento de projeto do transformador do inversor com potência de 6KVA e saída de 220V, segue o mesmo projeto descrito no capítulo 2 para o transformador com saída de 115V. De acordo com [16] o dimensionamento do transformador isolador é realizado fazendo uso das equações seguintes.

Para determinar o empilhamento faz-se uso de (6.1).

$$Sm = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S_2}{f}} = 75cm^2 \quad (6.1)$$

A seção geométrica é definida pela Eq. (6.2).

$$Sg = 1,1 \cdot Sm = 82,5cm^2 \quad (6.2)$$

O cálculo da área da janela é dado pela Eq.(6.3).

$$Aj = 0,75 \cdot a^2 = 27cm^2 \quad (6.3)$$

Onde “a” é o tamanho da perna central da lâmina.

O número de espiras do primário e do secundário são dados por Eq.(6.4). e Eq.(6.5).

$$N_p = \frac{10^8}{4,44 \cdot Bm \cdot f} \cdot \frac{V_p}{Sm} = 47 \text{ Espiras} \quad (6.4)$$

$$N_s = \frac{10^8}{4,44 \cdot Bm \cdot f} \cdot \frac{V_s}{Sm} = 103 \text{ Espiras} \quad (6.5)$$

As corrente no Primário e no Secundário do transformador é dado por Eq.(6.6) e Eq.(6.7).

$$I_p = \frac{Po}{V_p \cdot \eta} = 41,2A \quad (6.6)$$

$$I_s = \frac{Po}{V_s} = 18,75A \quad (6.7)$$

A seção dos condutores é calculada fazendo uso de (6.8) adotando o valor da densidade de corrente de  $J_{\max} = 300 \frac{A}{cm^2}$ .

$$S_p = \frac{I_p}{J_{\max}} = 0,137 \text{ cm}^2 \quad (6.8)$$

Adotando o condutor 9AWG/180°C com seção de 0,066 cm<sup>2</sup> sabe-se através da Eq. (6.9) o numero de condutores em paralelo necessários.

$$N_{cpp} = \frac{S_p}{0,066} = 2,08 \text{ Condutores} \quad (6.9)$$

O numero de condutores em paralelo para o secundário utilizando o condutor 10AWG/180°C e o mesmo fluxo de corrente pode ser encontrado pela Eq.(6.10).

$$N_{cps} = \frac{S_s}{0,05857} = 2 \text{ Condutores} \quad (6.10)$$

A possibilidade de execução pode ser verificada através da Eq.(6.11).

$$S_o = \frac{N_p \cdot 0,05857 \cdot N_{cpp} + N_s \cdot 0,05857 \cdot N_{cps}}{A_j} = 0,607 \quad (6.11)$$

Verificando a possibilidade de execução do transformador. A Tabela G.1 define as características do transformador projetado.

Tabela G.1 – Características do transformador 105/220V do inversor

Transformador 105V/220V	Primário	Secundário
Corrente	41,20A	18,75A
Número de fios em paralelo	2 Fios	2 Fios
Fio utilizado	9AWG/180°C	10AWG/180°C
Densidade de Corrente Utilizada	300A/cm <sup>2</sup>	300A/cm <sup>2</sup>
Indução no ferro utilizada	11000 Gauss	11000 Gauss



## **APÊNDICE G**

(Projeto do Transformador do bypass 220V/220V)

### G.1. Dimensionamento do Transformador do bypass (220V/220V)

De acordo com [16] o dimensionamento do transformador isolador com potência de 6KVA é realizado fazendo uso das equações seguintes.

Para determinar o empilhamento faz-se uso de (8.1)

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S_2}{f}} = 75 \text{ cm}^2 \quad (8.1)$$

A seção geométrica é definida pela Eq. (8.2)

$$S_g = 1,1 \cdot S_m = 82,5 \text{ cm}^2 \quad (8.2)$$

O cálculo da área da janela é dado pela Eq.(8.3)

$$A_j = 0,75 \cdot a^2 = 27 \text{ cm}^2 \quad (8.3)$$

Onde “a” é o tamanho da perna central da lâmina.

O número de espiras do primário e do secundário são dados por Eq.(8.4) e Eq.(8.5)

$$N_p = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \cdot \frac{V_p}{S_m} = 97 \text{ Espiras} \quad (8.4)$$

$$N_s = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \cdot \frac{V_s}{S_m} = 97 \text{ Espiras} \quad (8.5)$$

As corrente no Primário e no Secundário do transformador é dado por Eq.(8.6) e Eq.(8.7).

$$I_p = \frac{P_o}{V_p \cdot \eta} = 19 \text{ A} \quad (8.6)$$

$$I_s = \frac{P_o}{V_s} = 19 \text{ A} \quad (8.7)$$

A seção dos condutores é calculada fazendo uso de (8.8) adotando o valor da densidade de corrente de  $J_{\max} = 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ .

$$S_p = \frac{I_p}{J_{\max}} = 0,055 \text{ cm}^2 \quad (8.8)$$

Adotando o condutor 10AWG/180°C com seção de 0,05857 cm<sup>2</sup> sabe-se através da Eq. (8.9) o numero de condutores em paralelo necessários.

$$N_{cpp} = \frac{S_s}{0,05857} = 1 \text{ Condutor} \quad (8.9)$$

Adotando apenas 2 condutores.

O numero de condutores em paralelo para o secundário utilizando o condutor 10AWG/180°C e o mesmo fluxo de corrente pode ser encontrado pela Eq.(8.10).

$$N_{cps} = \frac{S_s}{0,05857} = 1 \text{ Condutor} \quad (8.10)$$

A possibilidade de execução pode ser verificada através da Eq.(8.11).

$$S_o = \frac{N_p \cdot 0,05857 \cdot N_{cpp} + N_s \cdot 0,05857 \cdot N_{cps}}{A_j} = 0,631 \quad (8.11)$$

Verificando a possibilidade de execução do transformador. A Tabela H.1 define as características do transformador projetado.

Tabela H.1– Características do transformador 220/220V do bypass

Transformador 220V/220V	Primário	Secundário
Corrente	19A	19A
Número de fios em paralelo	1 Fio	1 Fio
Fio utilizado	10AWG/180°C	10AWG/180°C
Densidade de Corrente Utilizada (J)	350A/cm <sup>2</sup>	350A/cm <sup>2</sup>
Indução no ferro utilizada (Bm)	11400 Gauss	11400 Gauss
Número de espiras	97 espiras	97 espiras

## **APÊNDICE H**

(Projeto do Transformador do bypass 220V/115V)

### H.1. Dimensionamento do Transformador do bypass (220V/115V)

De acordo com [16] o dimensionamento do transformador isolador com potência de 6KVA é realizado fazendo uso das equações seguintes.

Para determinar o empilhamento faz-se uso de (9.1).

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S_2}{f}} = 75 \text{ cm}^2 \quad (9.1)$$

A seção geométrica é definida pela Eq.(9.2).

$$S_g = 1,1 \cdot S_m = 82,5 \text{ cm}^2 \quad (9.2)$$

O cálculo da área da janela é dado pela Eq.(9.3).

$$A_j = 0,75 \cdot a^2 = 27 \text{ cm}^2 \quad (9.3)$$

Onde “a” é o tamanho da perna central da lâmina.

O número de espiras do primário e do secundário são dados por Eq.(9.4). e Eq.(9.5).

$$N_p = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \cdot \frac{V_p}{S_m} = 97 \text{ Espiras} \quad (9.4)$$

$$N_s = \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \cdot \frac{V_s}{S_m} = 51 \text{ Espiras} \quad (9.5)$$

As corrente no Primário e no Secundário do transformador é dado por Eq.(9.6) e Eq.(9.7).

$$I_p = \frac{P_o}{V_p \cdot \eta} = 19 \text{ A} \quad (9.6)$$

$$I_s = \frac{P_o}{V_s} = 36 \text{ A} \quad (9.7)$$

A seção dos condutores é calculada fazendo uso de (9.8) adotando o valor da densidade de corrente de  $J_{\max} = 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ .

$$S_p = \frac{I_p}{J_{\max}} = 0,056 \text{ cm}^2 \quad (9.8)$$

Adotando o condutor 10AWG/180°C com seção de 0,05857 cm<sup>2</sup> sabe-se através da Eq. (9.9) o número de condutores em paralelo necessários.

$$N_{cpp} = \frac{S_s}{0,05857} = 1 \text{ Condutor} \quad (9.9)$$

Adotando apenas 2 condutores.

O numero de condutores em paralelo para o secundário utilizando o condutor 10AWG/180°C e o mesmo fluxo de corrente pode ser encontrado pela Eq.(9.10).

$$N_{cps} = \frac{S_s}{0,05857} = 2 \text{ Condutores} \quad (9.10)$$

A possibilidade de execução pode ser verificada através da Eq.(9.11).

$$S_o = \frac{N_p \cdot 0,05857 \cdot N_{cpp} + N_s \cdot 0,05857 \cdot N_{cps}}{A_j} = 0,653 \quad (9.11)$$

Verificando a possibilidade de execução do transformador. A Tabela I.1 define as características do transformador projetado.

Tabela I.1– Características do transformador 220/115V do bypass

Transformador 220V/115V	Primário	Secundário
Corrente	19A	36A
Número de fios em paralelo	1 Fio	2 Fios
Fio utilizado	10AWG/180°C	10AWG/180°C
Densidade de Corrente Utilizada (J)	350A/cm <sup>2</sup>	350A/cm <sup>2</sup>
Indução no ferro utilizada (Bm)	11400 Gauss	11400 Gauss
Número de espiras	97 espiras	51 espiras

## **APÊNDICE I**

(Esquema de Acionamento do Circuito do Bypass)

