



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
– DSCE –
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

**Escalabilidade de Fonte de Alimentação Chaveada para uso
em Eletrodomésticos**

Autor: Gustavo Ortenzi

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. José Antenor Pomilio – FEEC / UNICAMP

Prof. Dr. Wilson Komatsu - Escola Politécnica / USP

Dr. Edson Adriano Vendrusculo - FEEC / UNICAMP

Campinas, 16 de fevereiro de 2009.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Or84e Ortenzi, Gustavo
Escalabilidade de fonte de alimentação chaveada para
uso em eletrodomésticos / Gustavo Ortenzi. --Campinas,
SP: [s.n.], 2009.

Orientador: José Antenor Pomilio.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Teria de comutação. 2. Aparelhos e materiais
eletrônicos - Abastecimento de energia. 3.
Eletrodomésticos. I. Pomilio, José Antenor. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Switch mode power supply scalability for use in home
appliances

Palavras-chave em Inglês: Switching theory, Electronic apparatus and appliances
- Power supply, Flyback

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Wilson Komatsu, Edson Adriano Vendrusculo

Data da defesa: 16/02/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Gustavo Ortenzi

Data da Defesa: 16 de fevereiro de 2009

Título da Tese: "Escalabilidade de Fonte de Alimentação Chaveada para uso em Eletrodomésticos"

Prof. Dr. José Antenor Pomílio (Presidente):

José Antenor Pomílio

Prof. Dr. Wilson Komatsu:

Wilson Komatsu

Dr. Edson Adriano Vandrúsculo:

Edson A. Vandrúsculo

Agradecimentos

A empresa Whirlpool S.A., por ter cedido o tempo para a dedicação ao trabalho e às atividades extra empresa, tais como aulas e congressos. Aos gerentes e chefes, Mussio Mussi, Carlos Tadeu Silva e Raimundo Rengel Júnior que sempre compreenderam e incentivaram a dedicação a este trabalho.

Ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio, meu orientador, pelo apoio nos momentos mais complexos do projeto, em especial no desenvolvimento da dissertação. Ao Prof. Carlos Augusto Ayres, que me despertou o interesse nas técnicas de desenvolvimento de fontes chaveadas.

Ao engenheiro Fernando Magalhães, por ter me iniciado nas técnicas de desenvolvimento avançado de fontes chaveadas, compatibilidade e interferência eletromagnética, como também, eletrônica de potência e ajudas não técnicas.

Às pessoas dentro da empresa que ajudaram na execução das especificações da fonte, Marcos da Costa Barros, Jonas José Villanova, Rafael Diogo Scheuer e Vitor Silvério da Silva Jr.

A empresa ST Microelectronics e ao engenheiro de aplicações e amigo, Americo Paulicchi, pelo suporte técnico e comercial.

Aos meus amigos e colegas, Daniel Marostegan e Carneiro, Thais Troncon Rosa, Ana Maria Dianezi Gambardella que sempre me incentivarem a não desistir, mesmo quando os caminhos pareciam complicados e difíceis de serem trilhados.

Aos meus pais, Sr. Antonio Vanderlei Ortenzi e Sra. Jacy Galachi Ortenzi, aos meus familiares Luciano Ortenzi, Lia Nunes Gozzi Ortenzi, Adriana Ortenzi, Renato Pisani Gomes da Silva, Andreia Ortenzi Dias, Alexandre Dias, Henrique D’Aragona Buzzoni e Sônia Aparecida Vieira Buzzoni por incentivarem, apoiarem e valorizarem sempre a continuidade dos meus estudos, nunca me deixando desistir.

À minha esposa Tatiana Vieira Buzzoni, pela grande paciência e compreensão demonstrada durante a execução deste trabalho e, mais recentemente, à minha filha Clara Buzzoni Ortenzi, mesmo que ainda não entenda, mas com certeza sentiu minha ausência durante a execução deste trabalho.

Dedico este trabalho à minha mãe, Jacy;
ao meu pai, Antonio;
à minha esposa Tatiana;
e a minha filha Clara.

“Ninguém ignora tudo, ninguém sabe tudo.

Por isso, aprendemos sempre.”

Paulo Freire

Resumo

Descreve-se neste trabalho o desenvolvimento de uma fonte de alimentação chaveada para utilização em eletrodomésticos, capaz de entregar três saídas com níveis de tensão e potência diferentes, com uma mínima troca de componentes entre as três versões.

Na primeira parte do trabalho é apresentada a aplicação da fonte e suas necessidades, seguido das especificações e da escolha da topologia e do modo de operação.

Dando continuidade no desenvolvimento do projeto da fonte, apresenta-se a metodologia de cálculo adotada para o dimensionamento dos componentes a serem utilizados. Uma vez com os componentes dimensionados, apresenta-se a seleção dos componentes visando a estratégia de escalabilidade. Finalizando o dimensionamento dos componentes, apresenta-se o esquemático da fonte de alimentação e os componentes que são modificados de acordo com a versão em questão.

A seguir, apresentam-se os resultados obtidos dos testes de regulação cruzada das saídas, as principais formas de onda de corrente e tensão do conversor, o rendimento das três versões considerando diferentes tensões de entrada de rede e a resposta a transiente.

Fechando os resultados práticos, apresentam-se os ensaios de desenvolvimento de EMC/EMI, mostrando os resultados iniciais, as modificações implementadas e as soluções adotadas.

No último capítulo apresenta-se as conclusões e as perspectivas de continuidade de desenvolvimento deste trabalho.

Abstract

This work describes the development of a switch mode power supply to be used at home appliances, capable to deliver three outputs with voltage and power different levels, changing a minimum number of components between them.

At the first part of the work is presented the application of the power supply and its needs, followed by the specifications and choose of the topology and the operation mode.

Continuing the design of the power supply's project, it is presented the methodology adopted to calculate and select the components to be used. With the components selected, it is presented the components selection criteria looking the scalability strategy. Ending the component's calculation and selection, the power supply schematic and the components that change according to the used version are shown.

After the design, experimental results of the output cross regulation, main waveforms of voltage and current, efficiency and transient response of the three versions considering different AC Mains voltages are shown.

Closing the experimental results, the EMI/EMC tests are presented, presenting the preliminary results, followed by the adopted modifications and solutions.

The last chapter presents the conclusions and the perspectives of new developments of this work.

Sumário

Sumário	1
Lista de Figuras	3
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	5
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	5
Capítulo 1	7
Introdução.....	7
Capítulo 2	11
Desenvolvimento do Projeto	11
2.1 Eletrônica embarcada nos eletrodomésticos	11
2.2 O Refrigerador Frost-Free ou No-Frost	11
2.3 As cargas eletroeletrônicas.....	13
2.4 Dados de projeto.....	19
2.5 Topologias Analisadas	20
2.6 Funcionamento básico do flyback em MCD.....	21
2.7 Especificações do Projeto.....	25
2.8 Dimensionamento dos Componentes.....	26
Cálculo da indutância primária do elemento magnético	26
Cálculo das correntes no primário.....	27
Cálculo das correntes nos secundários	28
Definição da bitola dos fios.....	29
Definição do número de espiras nos enrolamentos	29
Definição dos enrolamentos	30
Definição do capacitor eletrolítico de entrada.....	35
Definição dos capacitores eletrolíticos de saída.....	37
Circuito <i>clamper</i>	38
Limitador de corrente de partida	39
2.9 Esquemático da Fonte de Alimentação	40
Capítulo 3	42
Resultados	42
3.1 Regulação cruzada das saídas	42
3.2 Corrente e tensão nos componentes	49
3.3 Resposta transitória – Condição 1	52
3.4 Resposta transitória – Condição 2	53
3.5 Rendimento	55
Capítulo 4	56
Interferência Eletromagnética	56
4.1 A norma de certificação	56
4.2 Ensaio	58
4.3 Resultado dos ensaios.....	62
Capítulo 5	64
Conclusão	64
Apêndice I	66
Apêndice II.....	67

Apêndice III.....	77
Referências Bibliográficas	78

Lista de Figuras

Fig. 1.1: Diagrama de blocos do sistema de controle do refrigerador	9
Fig. 2.1: Modos de acionamento do TRIAC	14
Fig. 2.2: Circuito de disparo de TRIAC com mesma referência que a rede CA.....	15
Fig. 2.3: Controle eletrônico do refrigerador contendo a fonte de alimentação.....	18
Fig. 2.4: Módulo de interface com usuário	19
Fig. 2.5: Utilização das topologias de fonte chaveada	21
Fig. 2.6: Conversor <i>flyback</i> com uma saída	22
Fig. 2.7: Formas de onda do conversor <i>flyback</i> operando em MCD. (a) Corrente do indutor de entrada. (b) Corrente do diodo de saída. (c) Tensão na chave Q1.	24
Fig. 2.8: Diagrama elétrico do indutor	31
Fig. 2.9: Diagrama de montagem dos enrolamentos	31
Fig. 2.10: Fio tripla isolamento TEX-E da Furukawa [28].....	34
Fig. 2.11: Diagrama de montagem do carretel para obtenção de isolamento físico.....	34
Fig. 2.12: Comparativo entre as duas formas de isolamento elétrico [29].....	35
Fig. 2.13: Capacitor eletrolítico.....	38
Fig. 2.14: Circuito <i>clumper</i>	39
Fig. 2.15: Limitador de corrente.....	39
Fig. 2.16: Diagrama eletrônico da Fonte de Alimentação, versão 2	40
Fig. 2.17: Marcação dos componentes que modificam de acordo com a versão	41
Fig. 3.1: Regulação de carga cruzada: saída -14V da versão 1	43
Fig. 3.2: Regulação de carga cruzada: saída -14V da versão 2	43
Fig. 3.3: Regulação de carga cruzada: saída -14 V da versão 3	44
Fig. 3.4: Regulação de carga cruzada: saída -7V da versão 1	45
Fig. 3.5: Regulação de carga cruzada: saída -7V da versão 2	45
Fig. 3.6: Regulação de carga cruzada: saída -7 V da versão 3	46
Fig. 3.7: Regulação de carga cruzada: saída +17V da versão 1	47
Fig. 3.8: Regulação de carga cruzada: versão 2, saída +17V	47
Fig. 3.9: Regulação de carga cruzada: versão 3, saída +17 V.....	48
Fig. 3.10: Tensão <i>drain-source</i> nas três versões, tensão de $85V_{CA}$	49
Fig. 3.11: Corrente no primário, tensão de $85V_{CA}$	50
Fig. 3.12: Tensão <i>drain-source</i> nas três versões, tensão de $280V_{CA}$	51
Fig. 3.13: Corrente no primário, tensão de $280V_{CA}$	51
Fig. 3.14: Resposta transitória 1. Esquerda: tensão CA de 85 V; Direita: tensão CA de 280 V....	52
Fig. 3.15: Resposta transitória 2. Esquerda: tensão CA de 85 V; Direita: tensão CA de 280 V....	54
Fig. 3.16: Rendimento da fonte para as três versões.....	55
Fig. 4.1: <i>Setup</i> de ensaio de emissão de ruído conduzido em campo aberto	58
Fig. 4.2: Gráfico de ruído conduzido, produto original 220V/fase 1	59
Fig. 4.3: Gráfico de ruído conduzido, produto original 220V/fase 2	60
Fig. 4.4: Dispositivo magnético com blindagem eletromagnética	61
Fig. 4.5: Gráfico de ruído conduzido, produto 220 V/fase 2 e dispositivo magnético blindado ...	61
Fig. 4.6: Gráfico de ruído conduzido, produto modificado 220V/fase 2	62
Fig. 4.7: Esquema elétrico do novo circuito de filtro.....	63
Fig. A1.1: Desenho mecânico do carretel.	66
Fig. A3.2: Especificação magnética do núcleo de ferrite utilizado no indutor	77

Lista de Tabelas

Tab. 2.1: Características de carga nas saídas de tensão	20
Tab. 2.2: Indutância primária para as diversas versões	27
Tab. 2.3: Indutância primária com 20 % a menos para as diversas versões	27
Tab. 2.4: Corrente primário de pico para as diversas versões	27
Tab. 2.5: Corrente primária eficaz para as diversas versões.	28
Tab. 2.6: Correntes de pico e eficaz nos secundários.....	28
Tab. 2.7: Bitola dos fios.	29
Tab. 2.8: Número de espiras para os indutores.	30
Tab. 2.9: Capacitância de entrada para as diversas versões	36
Tab. 2.10: Capacitância de saída calculada para as saídas nas diversas versões	37
Tab. 2.11: Resistência série equivalente máxima dos capacitores de saída	37
Tab. 2.12: RSE máxima dos capacitores (EPCOS – B41858 [24])	38
Tab. 4.1: Limites de ruído eletromagnético conduzido [5]	56

Lista de Símbolos e Abreviaturas

CA	: Corrente Alternada;
CC	: Corrente Contínua;
L_P	: Indutância primária do dispositivo magnético;
$D_{MÁX}$: Ciclo máximo de trabalho;
$V_{inMÍN}$: Tensão CC mínima de entrada;
f_{ch}	: Frequência de chaveamento;
P_o	: Potência de saída;
η	: Rendimento estimado.
I_{PK}	: Corrente de pico no primário do dispositivo magnético;
I_{PKsec}	: Corrente de pico no secundário do dispositivo magnético;
I_{RMSsec}	: Corrente eficaz no secundário do dispositivo magnético;
$D_{MÁX(diodo)}$: Ciclo máximo de trabalho no diodo de saída;
I_{OSEC}	: Corrente de saída do secundário;
N_P	: Número de espiras do enrolamento primário;
A_e	: Área efetiva da seção transversal do núcleo;
B_{MAX}	: Densidade máxima de fluxo magnético do núcleo de ferrite;
N_{SEC}	: Número de espiras do enrolamento secundário;
V_{OUT}	: Tensão de saída do secundário;
V_D	: Tensão direta do diodo de saída;
PWM	: Modulação por largura de pulso – Tradução do termo em inglês “Pulse Width Modulation”;
LED	: Diodo emissor de luz – Tradução do termo em inglês “Light Emitting Diode”;
PCI	: Placa de circuito impresso;
IEC	: Comissão Internacional de Eletrotécnica – Tradução do termo em inglês “International Electrotechnical Commission”;
MCD	: Modo de Condução Descontínua de Corrente;

- EMC : Compatibilidade Eletromagnética – Tradução do termo em inglês “Electro Magnetic Compatibility”;
- EMI : Interferência Eletromagnética – Tradução do termo em inglês “Electro Magnetic Interference”;
- LISN : Termo em inglês “Line Impedance Stabilization Network”;
- TRIAC : Abreviatura do termo em inglês “TRIode for Alternating Current”;
- MOSFET : Abreviatura do termo em inglês “Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”.

Capítulo 1

Introdução

O objetivo deste trabalho é apresentar uma fonte de alimentação chaveada, que será utilizada em controles eletrônicos de eletrodomésticos, que seja capaz de comportar três versões de potência distintas, mantendo o mesmo *layout* da placa de circuito impresso, PCI, apresentando baixa complexidade e modificação de componentes entre elas, assim, definindo o conceito de escalabilidade de fonte de alimentação.

A aplicação inicial desta fonte é para controles eletrônicos de refrigeradores, sempre tendo em vista que, como forma de padronização e modularização, também poderá ser aplicada em outros eletrodomésticos que tenham os requisitos semelhantes de tensão e corrente.

Os eletrodomésticos, de maneira geral, vêm passando por transformações, carregando consigo a necessidade de incorporar melhorias tecnológicas desde o ponto de vista estético, até o controle de suas funções e, por conseqüência, a interatividade para com o consumidor. Na busca de produtos mais eficientes e interativos com o consumidor, os controles eletromecânicos têm sido substituídos por controles eletrônicos. O controle eletrônico é responsável por monitorar os sensores e acionar as cargas elétricas e eletro-eletrônicas do produto, de acordo com os modos de operação selecionados pelos usuários através da placa de interface. Esta busca trouxe como resultado uma constante necessidade de modificação dos controles eletrônicos, assim como a necessidade de modificação das cargas elétricas convencionais para cargas eletro-eletrônicas, entregando ao consumidor maior conforto e, principalmente, produtos mais eficientes.

Com todas estas modificações ocorrendo a cada lançamento de um produto, há sempre a necessidade de um novo desenvolvimento de controle eletrônico, sendo projetado desde uma nova fonte de alimentação, até os circuitos e dispositivos de acionamento das cargas. Diante do fato de que, cada vez mais, novos controles eletrônicos estavam sendo desenvolvidos, aumentando o número de peças para serem controladas pelo setor de logística da fábrica, foi realizada uma análise de todos os produtos que a empresa Whirlpool S.A. produzia e quais novos produtos precisariam ser desenvolvidos no futuro próximo, agrupando-os por características, funcionalidade e requisitos de controle. A partir desta análise identificou-se que seria possível desenvolver um controle eletrônico para atender três grupos, desde que a fonte de alimentação

deste controle atendesse os requisitos de variedade de potência de saída impostas pelas cargas de cada um destes três grupos e, principalmente, pudesse ser acomodado dentro de um mesmo *layout* de placa de circuito impresso.

O desenvolvimento da fonte de alimentação para o controle eletrônico trouxe para a empresa uma somatória de benefícios, justificando e cumprindo as metas estipuladas inicialmente nas análises de redução de complexidade e números de peças em estoque da fábrica. Em função da escolha do conceito da fonte ter sido chaveado, a empresa teve o advento de produzir uma única placa para duas tensões de operação, pois o projeto da fonte permite o requisito de operar em ambas as tensões de alimentação [1] encontradas no Brasil, 127 V e 220 V. Desta forma, ao invés da empresa desenvolver e produzir seis placas para os três grupos de produtos, a empresa necessitará apenas de três, independentemente da tensão CA de alimentação do produto.

O refrigerador passou pela evolução do simples controle de temperatura eletromecânico com ajuste interno para um controle de temperatura eletrônico externo ao produto, não havendo mais a necessidade de se ter que abrir a porta do refrigerador para selecionar a temperatura desejada. Além disto, com a incorporação de circuitos eletrônicos ao controle, foi possível incorporar o controle de temperatura independente do compartimento de *freezer* e do compartimento de refrigeração, e ainda trouxe a possibilidade de implementar algoritmos de controle de forma a identificar hábitos dos consumidores e selecionar temperaturas e modos de operação independentes da intervenção do usuário, podendo também, através de sensoriamento de abertura de porta e temperatura externa, executar rotinas específicas, tal como *6th Sense*¹.

A instalação do módulo de interface com o usuário na porta do *freezer* requisitou uma alimentação isolada da rede elétrica, isto pelo fato de que os cabos passam pela dobradiça da porta [2]. De forma a minimizar a quantidade de cabos passando pela dobradiça do produto, a comunicação entre o módulo de interface e o controle eletrônico realizou-se através de uma comunicação serial assíncrona e isolada através de acopladores ópticos.

O controle eletrônico é constituído por uma fonte de alimentação, objeto de estudo deste trabalho, um processador digital, dispositivos de acionamento de cargas de corrente alternada, CA e corrente contínua, CC, circuito de comunicação serial isolado e circuitos eletrônicos condicionadores de sinais externos CA e CC, tais como leitura de tensão CA, sensores de temperatura, circuito de detecção de passagem por zero da tensão CA. Já o módulo de interface é

¹ *6th Sense* é um algoritmo que ajusta o funcionamento do produto de acordo com os hábitos do consumidor, identificados através de suas ações.

considerado com uma carga eletrônica pela fonte de alimentação do controle eletrônico, e é constituída de um processador digital, diversos botões e *LEDs*, um *display* de quatro dígitos de *LED*, um circuito de *buzzer* e sensor de temperatura. A figura 1.1 ilustra o diagrama de blocos do sistema empregado para controlar o refrigerador.

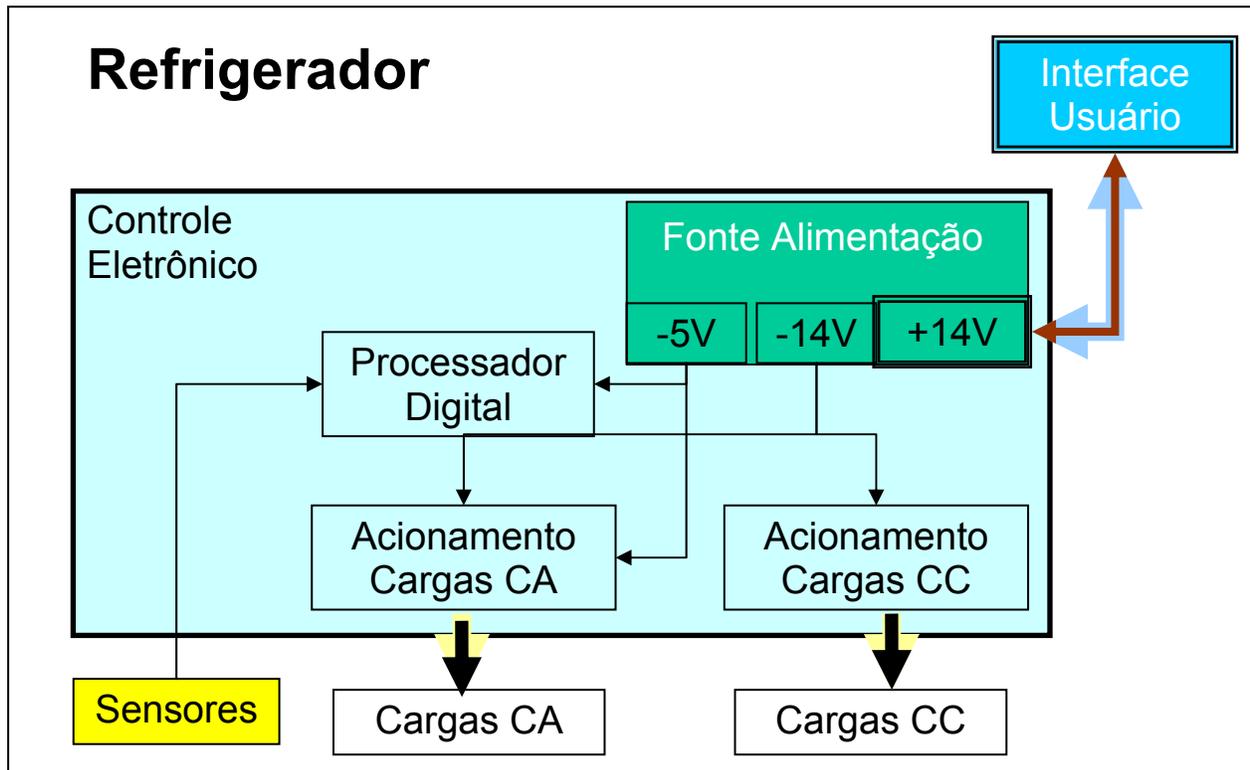


Fig. 1.1: Diagrama de blocos do sistema de controle do refrigerador

Este trabalho de desenvolvimento de fonte de alimentação chaveada apresenta uma estratégia que unifica três versões de fonte em apenas uma placa, utilizando o mesmo *layout* e também o mesmo elemento magnético, considerando as potências de saída de 5 W, 8 W e 12 W.

A fonte desenvolvida deve ser submetida à certificação de órgãos internacionais de segurança elétrica e compatibilidade eletromagnética de acordo com normas específicas [3-5], além de ser também submetida a testes de vida considerando umidade e temperatura seguindo padrões de ensaio internos à empresa.

A validação do controle eletrônico quanto à questão de segurança elétrica é realizada através de um laboratório internacional, no caso VDE, para onde são enviados todos os desenhos e especificações técnicas do elemento magnético que, no caso da fonte de alimentação chaveada, é o componente responsável pelo isolamento elétrico [6], assim como amostras do componente e

de toda a matéria-prima utilizada para construí-lo. A construção do elemento magnético será abordada no Capítulo 2, que segue todos os critérios para a obtenção do certificado de conformidade.

Os ensaios de certificação do controle eletrônico perante as normas de compatibilidade eletromagnética devem ser realizados em laboratórios normatizados e certificados, seguindo a norma internacional IEC aplicada a eletrodomésticos. Neste caso, o controle eletrônico deverá ser certificado na aplicação, ou seja, instalado no produto. O ensaio verificará se os níveis de ruído eletromagnético emitidos pelo produto dentro de um espectro de frequência estão conformes com os limites estipulados pela norma [5]. O espectro de frequência é dividido em duas faixas, cada qual possui um método específico para a análise, sendo que:

- Conduzido pela rede elétrica – Faixa de espectro de frequência de 150 kHz a 30 MHz;
- Radiado pelo cabo de alimentação do produto – Faixa de espectro de frequência de 30 MHz a 300 MHz.

Este trabalho trouxe como consequência a publicação de dois artigos em congressos da área de eletrônica de potência. O primeiro artigo foi publicado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, realizado em Blumenau - SC no ano de 2007 [7]. Já o segundo artigo foi publicado no SPEEDAM, realizado em Ischia - Itália, no ano de 2008 [8].

No capítulo 2 apresentam-se as especificações da fonte, assim como a metodologia de projeto utilizada no desenvolvimento dos componentes para a fonte de alimentação.

O capítulo 3 apresenta os resultados práticos da fonte, mostrando as principais formas de onda, análise de regulação cruzada das tensões de saída e eficiência.

O capítulo 4 apresenta os resultados práticos dos ensaios de EMC/EMI realizados nos produtos e também as soluções propostas para os problemas enfrentados descobertos durante o desenvolvimento.

O capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho e as perspectivas futuras no desenvolvimento de fontes chaveadas aplicadas a controles eletrônicos de eletrodomésticos.

O apêndice I apresenta a especificação mecânica do carretel utilizado no dispositivo magnético;

O apêndice II apresenta as especificações técnicas do controlador *PWM*, VIPer 32.

O apêndice III apresenta a especificação técnica do núcleo de ferrite utilizado no dispositivo magnético.

Capítulo 2

Desenvolvimento do Projeto

2.1 Eletrônica embarcada nos eletrodomésticos

Os eletrodomésticos têm passado por uma modificação nos seus conceitos, de modo que mais circuitos eletrônicos estão sendo adicionados, tanto para controlá-los quanto para torná-los mais interativos com o consumidor e, sobre tudo, tornando-os mais eficientes, principalmente em consumo de energia. Em função deste aumento de circuitos eletrônicos, as fontes de alimentação têm acompanhado estes requisitos podendo, assim, satisfazer as necessidades de potência impostas pelos circuitos eletrônicos e, dependendo do tipo de fonte escolhida, podendo trazer elevada eficiência e redução de custos para o controle eletrônico e o produto como um todo.

Dentro de uma mesma categoria de eletrodomésticos existe uma excursão de funcionalidades e interatividade, indo desde um controle eletro-mecânico a um controle eletrônico contendo *displays*, *LEDs* e cargas eletrônicas como, por exemplo, ventilador CC ou eletro-válvula CC. Esta variedade demanda também uma variedade nos requisitos dos controles que, para uma mesma família de produtos, pode ter mais de quatro tipos de controle e, conseqüentemente, quatro tipos de fonte de alimentação com níveis de tensão e potência diferentes.

Olhando para a diversidade de controles, níveis de tensão e potência, tipos de cargas e o constante crescimento de eletrônica embarcada nos eletrodomésticos, a padronização e a unificação propostas por este trabalho, enquadram-se como possíveis soluções.

2.2 O Refrigerador *Frost-Free* ou *No-Frost*

O refrigerador é um eletrodoméstico utilizado nas residências como utensílio de conservação de alimentos perecíveis. Ele é constituído de um gabinete e uma ou duas portas metálicas, todos preenchidos com uma espuma isolante de baixa condutividade térmica para reduzir a troca de calor entre o ambiente interno e externo do refrigerador. O funcionamento do

refrigerador é muito simples e deve-se à existência de uma serpentina, chamada de evaporador, oculta no interior do gabinete, por onde circula um gás muito frio, aproximadamente $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$. O calor dos alimentos é transferido para este gás que se aquece à medida que percorre o evaporador. Para transferir esse calor para o exterior utiliza-se um compressor elétrico que, ao aumentar a pressão do gás, aumenta-lhe também a temperatura. Este gás aquecido segue para o condensador, serpentina visível na parte traseira do refrigerador, onde troca calor com o ar exterior, arrefecendo o gás e condensando-o. Uma vez que o gás condensou, ele se torna líquido, e o líquido refrigerador flui por uma válvula de expansão, que provoca um abaixamento brusco na pressão e conseqüente evaporação instantânea e auto-arrefecimento. Novamente em forma de gás, mas agora frio, ele flui ao evaporador, completando o ciclo termodinâmico.

Resumindo, para garantir o funcionamento de um refrigerador, são necessários quatro componentes principais:

Compressor: Responsável por comprimir o fluido refrigerante, elevando a pressão e a temperatura.

Condensador: Responsável por condensar o gás superaquecido vindo do compressor.

Tubo capilar: Responsável pela brusca redução da pressão, fazendo com que o fluido refrigerante chegue ao condensador na forma líquida e em temperaturas próximas a $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ negativos.

Evaporador: Responsável pela retirada do calor interno do refrigerador. No interior dos seus tubos, circula o líquido refrigerante a uma temperatura de aproximadamente $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ que se vaporiza à medida que o calor é transferido do interior do refrigerador para o evaporador. O compressor sugará este vapor, comprimindo-o em forma de gás [9-10].

Como a temperatura do evaporador está abaixo do ponto de orvalho do ar, a umidade do ar condensa sobre ele e congela em função da sua baixa temperatura, criando uma camada de gelo ao seu redor. Em sistemas *Frost-Free* ou *No-Frost*, a umidade do ar é removida no evaporador através de uma resistência elétrica de aquecimento acionada entre períodos pré-definidos de tempo ou por rotinas de emergência, evitando a perda de rendimento do refrigerador. Durante o processo de degelo, o evaporador é aquecido através desta resistência elétrica que descongela o evaporador. A água resultante do degelo é drenada para um recipiente que, em muitos casos, fica sobre o compressor por se tratar de uma região muito quente, facilitando assim a evaporação desta água.

Para que o sistema Frost-Free funcione corretamente é necessário um sistema de circulação de ar para a troca de calor entre o evaporador e o compartimento interno, garantindo a refrigeração do compartimento. O sistema de circulação de ar é realizado por um ou dois ventiladores [9-10].

Em geral, os refrigeradores são divididos em dois compartimentos, chamados de *freezer* e refrigerador. Existe a possibilidade de se ter apenas um compartimento, mas o foco do trabalho está em refrigeradores com dois compartimentos, ou duas portas.

2.3 As cargas eletroeletrônicas:

As cargas contidas no refrigerador podem ser divididas basicamente em dois grupos, CA e CC. Dentre as de corrente alternada, duas principais já foram comentadas anteriormente: compressor e resistência. Ainda existem o ventilador e a lâmpada. Já no grupo de corrente contínua, o refrigerador possui ventilador, circuitos eletrônicos e o módulo de interface com o usuário.

Cada carga possui o seu dispositivo de acionamento apropriado, que traz ao projeto da fonte e do controle eletrônico requisitos específicos que serão comentados a seguir.

O ventilador é utilizado tanto em corrente alternada, quanto em corrente contínua. Isto se deve ao fato de que cada produto possui sua própria característica de operação, seja ela em função do mercado, do produto ou mesmo do projeto de refrigeração do produto. Exemplificando, existem produtos que requerem controle independente de temperatura dos compartimentos, necessitando assim da utilização de dois ventiladores, que no caso do controle eletrônico analisado, possui a característica de um ventilador ser CA e outro CC. Este mesmo controle eletrônico pode ser aplicado em diversos produtos que requerem apenas um ventilador e, dependendo do requisito de desempenho e robustez do sistema de refrigeração, este ventilador pode ser CA, CC de 3 W ou CC de 5 W.

Ventilador CA

O acionamento do ventilador é realizado através de um TRIAC. Este dispositivo é um semicondutor da família de tiristores que opera como chave, porém, apresentando vantagem em relação às chaves mecânicas, por exemplo, por ser acionado rapidamente através de injeção de

corrente no seu terminal de *gate* e desligar-se automaticamente, tão logo a corrente da carga que flui através dele cair praticamente a zero. O TRIAC possui a característica de conduzir corrente em duas direções, positiva e negativa, o que o torna ideal para o acionamento de cargas em rede CA, tendo o desligamento “automático” do TRIAC a cada semi-ciclo de rede [11].

Por se tratar de um semicondutor que possui a característica de acionamento rápido e aliado ao monitoramento do cruzamento da tensão CA por zero, é possível fazer o controle de potência entregue à carga ciclo a ciclo, acionando o TRIAC em ângulos de disparos maiores que zero e menores que 180°.

O acionamento do TRIAC é baseado na injeção de corrente no terminal do *gate*, podendo esta ser positiva ou negativa. A tensão CA aplicada nos seus terminais MT1 e MT2 também pode ser positiva ou negativa, e com a combinação, obtêm-se um gráfico X-Y com quatro áreas, chamadas de quadrantes, em que o eixo X representa a corrente de *gate* e o eixo Y representa a tensão entre os terminais do TRIAC [11]. A figura a seguir ilustra este gráfico.

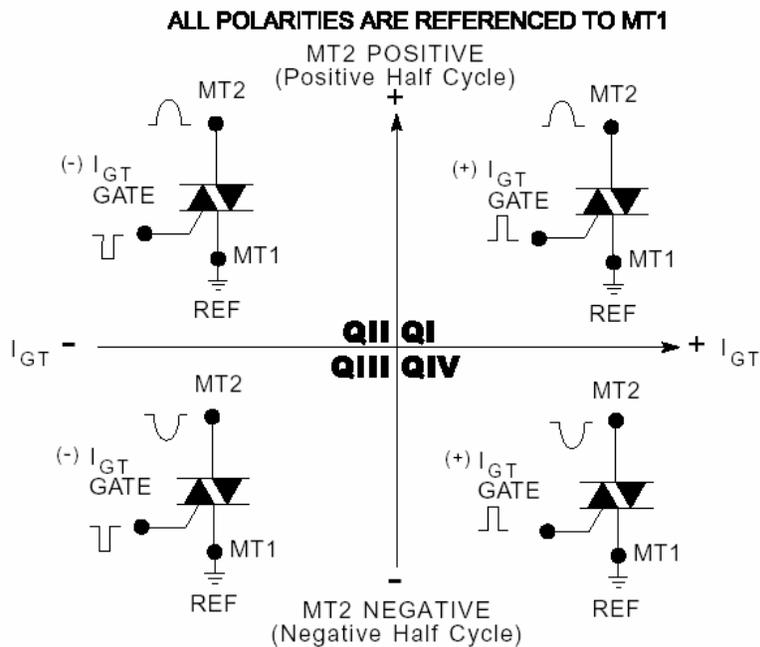


Fig. 2.1: Modos de acionamento do TRIAC

O princípio de funcionamento descrito refere-se aos TRIACs convencionais, porém o componente utilizado nesta aplicação possui uma característica inerente à sua tecnologia de confecção que difere dos demais, não permitindo que trabalhe no quarto quadrante. Assim, um

driver de acionamento que injete corrente negativa no terminal do *gate* [11] é requerido, pois este dispositivo pode apenas ser acionado dentro do segundo e terceiro quadrantes.

Este TRIAC possui o nome comercial de “*AC Switch*” e dispensa a necessidade de circuitos amaciadores de tensão e corrente externos, por ser um dispositivo *snubberless*. Dispensa também a necessidade de utilização de componentes contra sobre tensão, tal como, varistores, necessários quando cargas muito indutivas são utilizadas, como por exemplo, o próprio ventilador.

Por fim, este componente foi adotado por estar em acordo com a metodologia de padronização e reutilização de componentes e, principalmente, com foco em qualidade e custo, pois o mesmo já aplicado para o mesmo tipo de carga em outros produtos.

A utilização deste dispositivo de acionamento traz duas especificações diretas à fonte de alimentação: Saída negativa em relação à sua referência e esta referência de potencial igual a uma das fases da rede elétrica, impossibilitando a utilização de retificação da rede CA através de circuito de onda completa. A figura 2.2 ilustra o circuito de disparo com a mesma referência que a rede elétrica.

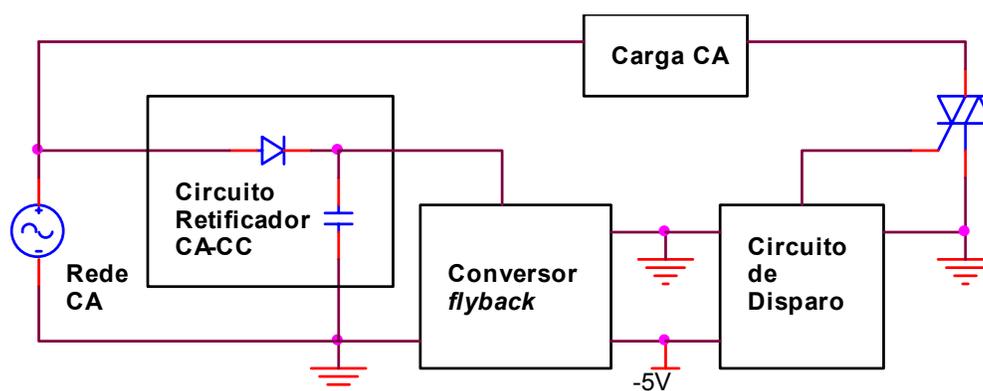


Fig. 2.2: Circuito de disparo de TRIAC com mesma referência que a rede CA.

Ventilador CC

No caso do ventilador CC, o dispositivo de acionamento é um transistor do tipo MOSFET, de canal P. O transistor é configurado para trabalhar no corte e na saturação, efetuando um controle de tensão por modulação de largura de pulso, PWM. A frequência de chaveamento é de 400 Hz e o ciclo de trabalho nunca ultrapassa 80 %, garantindo que a tensão média entregue ao ventilador não exceda a tensão nominal de trabalho de 12 V. Conforme citado acima, o controle

eletrônico foi projetado para entregar a potência requerida por ambos os ventiladores CC, tanto o modelo de menor potência, 3 W quanto o modelo de maior potência, 5 W.

O transistor de canal P não é comumente utilizado em sistemas de acionamento CC, devido a sua baixa disponibilidade no mercado e maior complexidade de acionamento. Por outro lado, como este transistor já é utilizado em outro controle eletrônico dentro da empresa, optou-se por mantê-lo, garantindo um volume maior.

Compressor Elétrico

O compressor é o elemento principal do sistema de refrigeração do eletrodoméstico e também é o componente elétrico que demanda a maior potência da rede, em particular durante a partida do motor elétrico interno. O compressor é dimensionado de acordo com o tamanho do refrigerador. Considerando o maior refrigerador, a corrente de pico durante a partida atinge o valor de 40 A, por um período que pode chegar a 10 segundos, com a tensão nominal de operação, 127 V. Neste caso, o dispositivo de acionamento utilizado é um relé eletromecânico, com tratamento nos seus contatos elétricos a título de minimizar a resistência de contato, suportando os picos de corrente aplicados.

O relé utilizado possui uma bobina CC, que é acionada através da aplicação de uma tensão de pelo menos 12 V. No circuito eletrônico desenvolvido são aplicados 14 V devido a padronizações internas à empresa. A fim de se obter o correto acionamento da bobina e, conseqüentemente, dos contatos elétricos, é necessário desenvolver uma potência média de 0,4 W na bobina. A tensão de 14 V é fornecida pela fonte de alimentação do controle eletrônico e é controlada através de um microprocessador por meio de um transistor bipolar.

Resistência Elétrica de Aquecimento

Assim como o compressor, a resistência possui um relé eletromecânico como dispositivo de acionamento.

O nível de corrente eficaz envolvida é da ordem de 2 A para uma tensão de operação de 127 V, na tensão de trabalho de 220 V este nível de corrente cai para 1,2 A. Com a corrente inferior ao do compressor, a especificação da corrente dos contatos elétricos do relé também é inferior em relação ao compressor.

A bobina do relé da resistência é igual à bobina do relé do compressor, inclusive com os mesmos níveis de tensão e potência de acionamento, 14 V e 0,4 W.

Lâmpada

Esta carga é utilizada para iluminar o compartimento do refrigerador e, em alguns modelos mais sofisticados, com uma segunda carga em paralelo, também ilumina o compartimento do *freezer*.

A lâmpada é uma carga que deve atender o requisito da empresa de acionamento com baixo ruído sonoro, utilizando assim um TRIAC como dispositivo de acionamento, seguindo os mesmos critérios de acionamento e polaridade de tensão da fonte de alimentação do controle eletrônico, previamente definidos pelo TRIAC do Ventilador CA, porém este modelo não é do tipo *snubberless*. A potência de cada lâmpada é de 15 W e, quando associadas em paralelo, totalizam 30 W de carga para o TRIAC.

Controle Eletrônico

O circuito eletrônico é compreendido pelo micro-processador, utilizado para fazer o controle digital do produto que, por sua vez é programado com os algoritmos de controle e supervisão do refrigerador. Além do processador existem blocos de circuitos eletrônicos utilizados para conectar o controle digital aos dispositivos de acionamento de cargas CA e CC.

Também encontra-se neste conjunto blocos utilizados para condicionar sinais elétricos externos ao controle, tais como sensores de temperatura, detectores de sinal de rede para monitoramento do nível de tensão CA da entrada e cruzamento por zero, interface digital de comunicação serial e, principalmente, a fonte de alimentação, foco do trabalho.

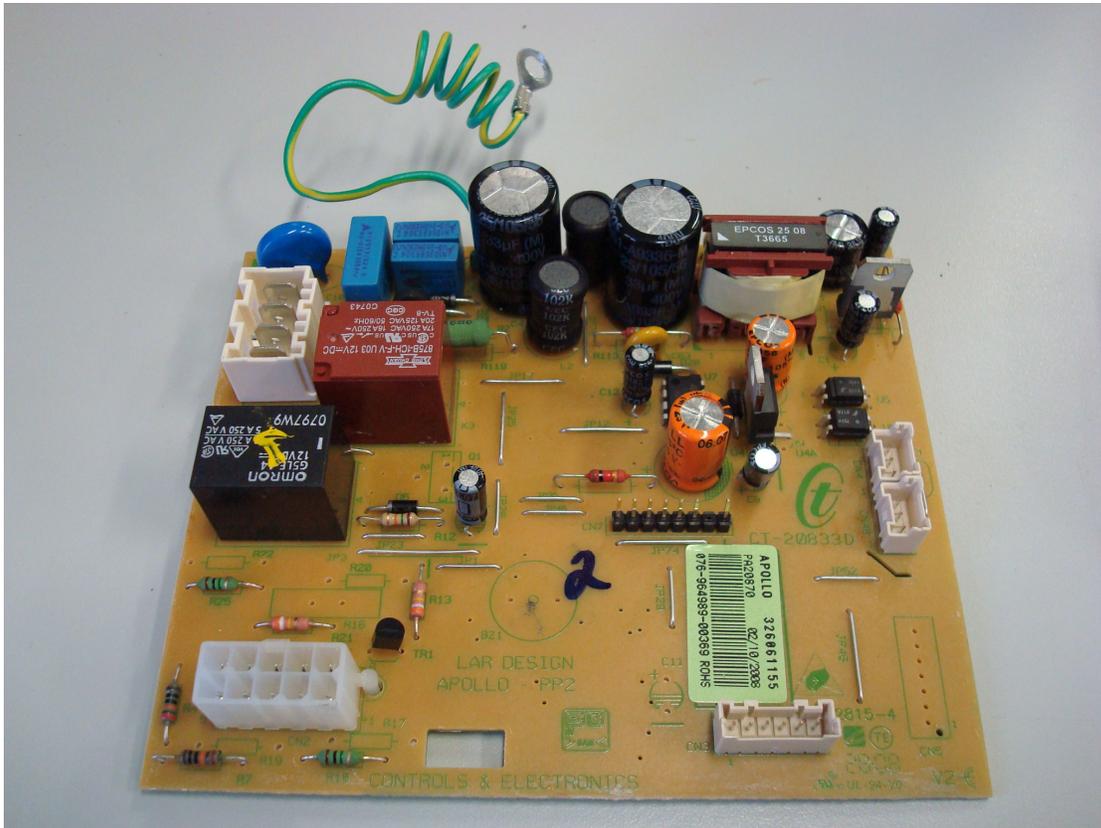


Fig. 2.3: Controle eletrônico do refrigerador contendo a fonte de alimentação

Módulo de Interface com o Usuário

O módulo de interface com o usuário é uma carga eletrônica, pois demanda energia da placa de controle, ou seja, da fonte de alimentação, de forma a poder energizar corretamente os *LEDs* e *displays* de *LEDs* utilizados para possibilitar a interação do consumidor com o produto, informando ao usuário quais modos de operação estão disponíveis, qual modo está em operação, quanto tempo o produto demanda para realizar determinada função selecionada pelo usuário, assim como mostrar o tempo restante para a finalização da rotina, enfim, é a interface homem-máquina.

Este módulo é constituído de uma placa eletrônica montada basicamente com um microprocessador, responsável por comunicar-se com a placa de controle e comandar os *LEDs*, *display* de *LEDs* e fazer o monitoramento das chaves de seleção de rotina e de sensores e também ativar o dispositivo sonoro, *buzzer*.

Como a localização deste módulo é na porta, existe a exigência da fonte de alimentação de ter uma saída de alimentação exclusiva para o mesmo, tendo como requisito uma isolação elétrica da rede CA de entrada.

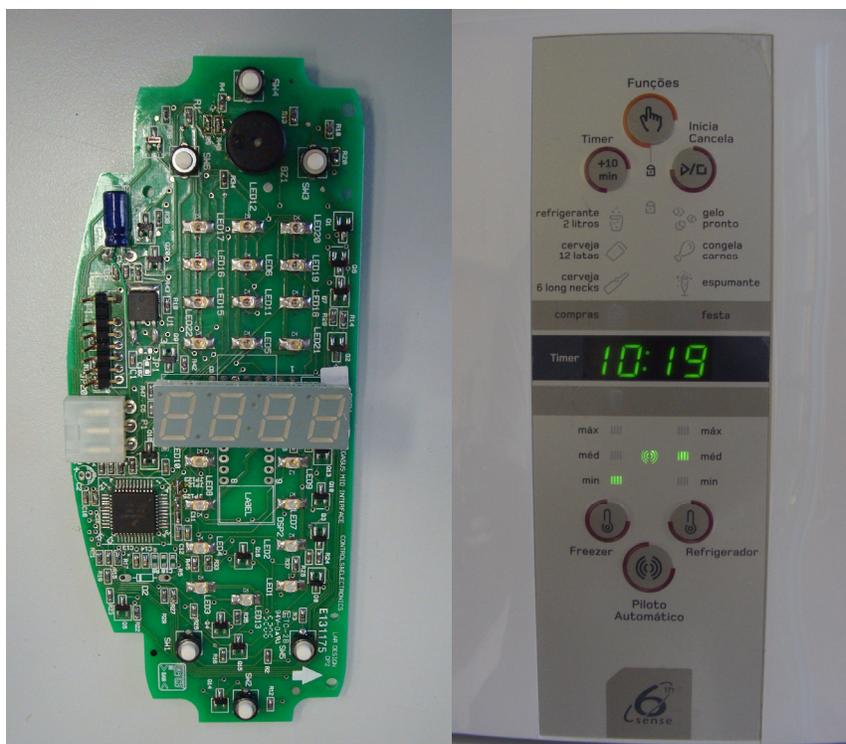


Fig. 2.4: Módulo de interface com usuário

2.4 Dados de projeto

Um dos pontos principais do projeto é a necessidade de se obter uma saída de tensão isolada eletricamente da rede CA de entrada. Os demais requisitos foram levantados de acordo com cada aplicação do produto a ser utilizado, que têm os mesmos níveis de tensão e, diferentes níveis de corrente em uma saída de tensão não isolada.

Desta forma, foi identificada a necessidade de uma fonte com três saídas de tensão, -5 V , -14 V e $+14\text{ V}$, e esta isolada da rede. A saída de -5 V será utilizada para o circuito digital e também para o disparo de TRIACs. A saída de -14 V será utilizada para a alimentação de bobinas de relés e também do ventilador CC. Por fim, a saída positiva e isolada de $+14\text{ V}$ alimentará o módulo de interface com o usuário.

Com os níveis de tensão definidos, torna-se necessária a identificação dos níveis mínimos e máximos de corrente para cada saída, focando as diversas aplicações, garantindo a padronização e a escalabilidade.

Foi identificado que para as saídas de tensão de -5 V e $+14\text{ V}$ poderiam ser utilizadas as mesmas correntes para as três configurações, havendo a necessidade de modificação de corrente apenas na saída de -14 V . Isto está ligado ao fato de existir, ou não, uma determinada carga e, existindo a carga, podendo haver dois níveis distintos de potência.

Compreendidos os requisitos das cargas, em termos de tensão e corrente para as três configurações ou versões de produto, foi possível montar a tabela abaixo, na qual são indicados os níveis de tensão e os níveis mínimos e máximos de corrente de cada saída para cada configuração.

Tab. 2.1: Características de carga nas saídas de tensão

	Corrente de saída	Tensão de saída (V)			Potência total de saída no transformador
		Não isolada		Isolada	
		-14	-5	+14	
Versão 1	mínima (mA)	0	0	35	5,1 W
	máxima (mA)	90	50	200	
Versão 2	mínima (mA)	0	0	35	8,7 W
	máxima (mA)	350	50	200	
Versão 3	mínima (mA)	0	0	35	12,2 W
	máxima (mA)	600	50	200	

2.5 Topologias Analisadas

Uma vez tendo os requisitos mínimos da fonte definidos, tais como, múltiplas saídas, isolamento elétrica entre a entrada e a saída, níveis de potência e a tensão de entrada, o direcionamento da análise das topologias restringiu-se basicamente a duas alternativas, *flyback* e *forward* isolado. As demais topologias com isolamento, *Ćuk*, *push-pull*, meia-ponte e ponte completa deixam de ser atrativas para o projeto devido à maior complexidade de implementação

levando em conta o maior número de componentes e também o modo de funcionamento, isto quando comparadas ao *flyback* e *forward*.

A figura abaixo evidencia a seleção de topologia levando em consideração a tensão de entrada e a potência de saída [12].

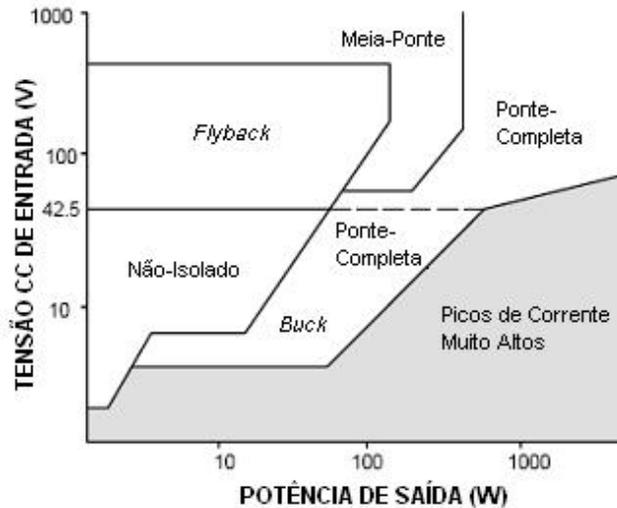


Fig. 2.5: Utilização das topologias de fonte chaveada

Ao analisar as duas opções do ponto de vista de número de componentes, a topologia *forward* apresenta uma desvantagem de dois componentes adicionais, montados na etapa de saída. Observando que serão três saídas, obtém-se então uma diferença de seis componentes. Os componentes em questão são o indutor de saída e o diodo de *free-wheeling*.

No mercado de CIs controladores de fontes chaveadas [13-17], a topologia mais utilizada na faixa de potência deste trabalho é a *flyback*.

Aliada ao modo de condução descontínua de corrente, MCD, a topologia *flyback* traz uma série de vantagens, entre elas, a compatibilidade dos CIs controladores de fontes chaveadas e também a facilidade de implementar a malha de realimentação [1, 6 e 18].

Assim, a topologia escolhida foi a *flyback*, operando em MCD.

2.6 Funcionamento básico do *flyback* em MCD

O conversor *flyback* é baseado na transferência de energia entre o enrolamento de entrada, também chamado de primário e os enrolamentos de saída (ou secundário) do dispositivo

magnético, ou indutor acoplado magneticamente. Desta forma, no momento que a chave está ligada, a energia é armazenada no indutor de entrada, L_p , e a energia é suprida para a carga pelo capacitor de saída do conversor, C_o . Durante o tempo que a chave está desligada, a energia armazenada no campo magnético do núcleo é transferida para a carga e para o capacitor de saída, repondo a energia consumida durante o tempo ligado da chave [18].

A figura 2.6 ilustra o circuito básico do conversor com uma saída. A realimentação negativa ocorre a partir de uma fração da tensão da saída principal. Esta tensão será comparada com uma referência e , então, uma tensão de erro será gerada de forma a controlar a largura de pulso do sinal de gatilho da chave fazendo com que as tensões se igualem, compensando variações de carga da saída ou mesmo da tensão de entrada.

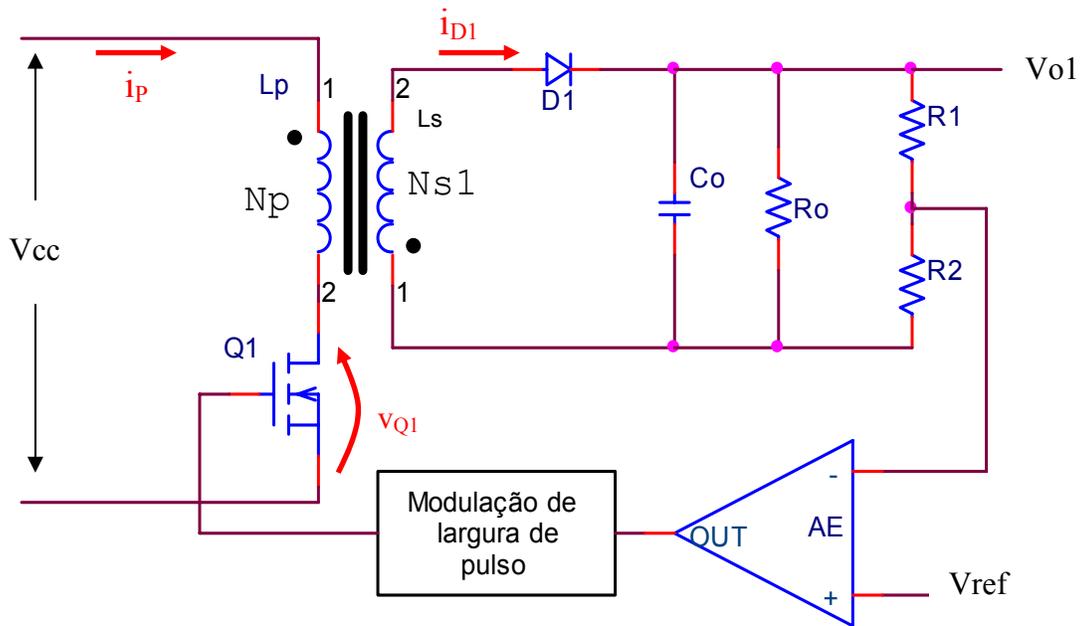


Fig. 2.6: Conversor *flyback* com uma saída

O funcionamento do controle de tensão por modulação de largura de pulso, ou do termo em inglês, PWM, resume-se à operação da chave com uma frequência fixa e o tempo da chave ligada variável. Este tempo de chave ligada é definido pela comparação entre um sinal de modulação, normalmente de uma onda triangular, e um sinal modulante, a tensão de erro proveniente do amplificador de erro, AE [19].

O conversor *flyback* pode ser imediatamente reconhecido através dos pontos dos enrolamentos do indutor, também chamados de marcação de fase, identificando assim que os enrolamentos estão em contra fase. O seu funcionamento também é relacionado aos pontos, ou seja, no instante em que a chave Q1 é fechada, surge uma tensão nos enrolamentos apontada para os pontos, e desta forma, o diodo retificador D1 estará reversamente polarizado e cortado. Ainda neste instante, a energia demandada pela carga é suprida pelo capacitor de saída, C_o , e a energia circulante pelo primário será armazenada no núcleo.

Durante o tempo que a chave Q1 está ligada, existe uma tensão fixa no primário do dispositivo magnético, e uma corrente que cresce a uma taxa linear definida por $dI/dt = V_{cc}/L_p$, no qual L_p é a indutância primária. No final do tempo ligado da chave, a corrente primária atingiu um valor de $I_{pk} = (V_{cc} \cdot T_{on}) / L_p$. Esta corrente representa a energia armazenada, $E = (L_p \cdot I_{pk}^2) / 2$.

Quando a chave é desligada, o fluxo magnético força a reversão de polarização de todos os enrolamentos. Como o fluxo magnético não pode mudar de sentido instantaneamente, no momento do desligamento da chave, a corrente do primário transfere-se para o secundário com uma amplitude de $I_{s1} = I_{D1} = I_{pk} (N_p/N_{s1})$, dando continuidade ao fluxo.

Após um número de ciclos, o nível de tensão do secundário terá alcançado a tensão de saída, V_{o1} . Com a chave desligada, a tensão nos enrolamentos se invertem devido à mudança da derivada do fluxo. A corrente flui pelo enrolamento de saída e, decresce linearmente a uma taxa de $dI_{s1}/dt = V_{o1}/L_s$, no qual L_s é a indutância secundária. A corrente no secundário deve atingir o valor de zero antes que inicie o próximo acionamento da chave, de forma que toda a energia armazenada na indutância do dispositivo magnético enquanto a chave estava ligada, tenha sido transferida para a carga e, desta forma, garanta o funcionamento do conversor em MCD.

A figura 2.7 ilustra as formas de onda citadas.

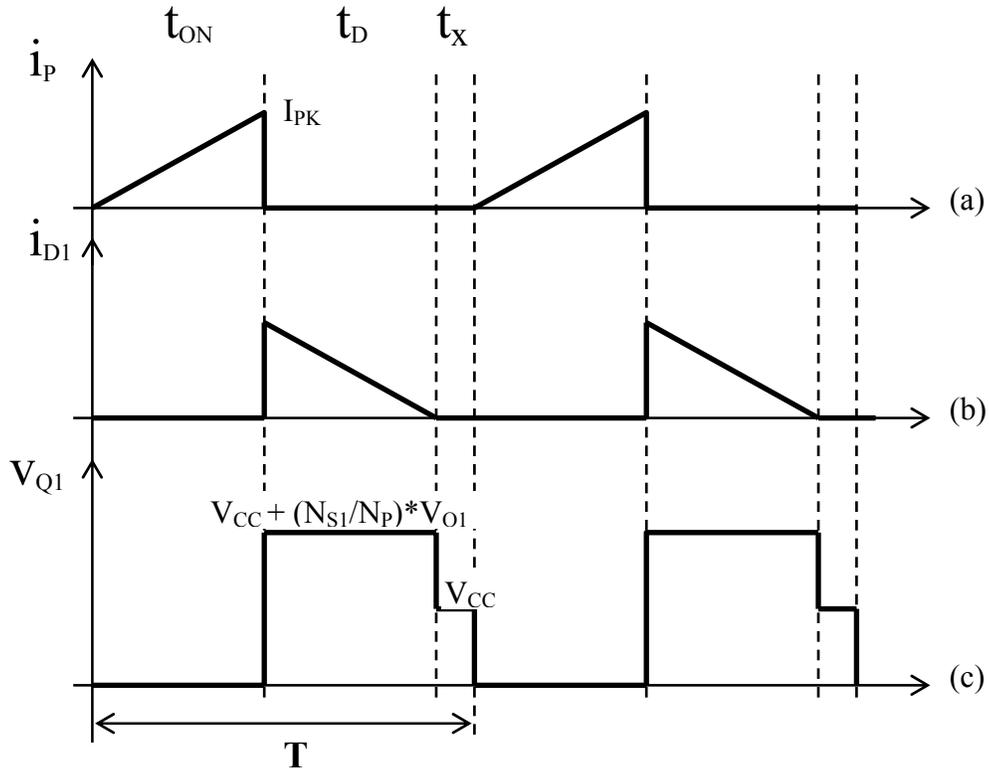


Fig. 2.7: Formas de onda do conversor *flyback* operando em MCD. (a) Corrente do indutor de entrada. (b) Corrente do diodo de saída. (c) Tensão na chave Q1.

O conversor *flyback* possui a característica de prover múltiplas saídas, mas normalmente as saídas secundárias não monitoradas pelo circuito de controle não possuem uma boa regulação de carga [1, 6, 12, 18-21].

Existe a possibilidade de executar um monitoramento fracionado das saídas de forma que o controle monitore parcelas de tensão das saídas atuando de maneira fracionada no circuito de gatilho da chave, o que leva à não obtenção de uma boa regulação das saídas. Para casos em que as saídas de tensão alimentem cargas padronizadas e conhecidas, é possível obter bons resultados de regulação, fazendo um correto fracionamento da amostra de cada saída em função da sua carga de saída [22].

Uma alternativa de obtenção de boa regulação para conversores com diversas saídas é a utilização de reguladores lineares ou mesmo chaveados, de forma a se garantir níveis de regulação desejados [21], porém perdendo eficiência, pois a saída deverá entregar a tensão especificada somada à tensão de entrada do regulador linear ou chaveado, que geralmente possui pelo menos o valor de 2 V acima da tensão de saída desejada.

2.7 Especificações do Projeto

O projeto foi realizado em parceria com a ST Microelectronics. Os Circuitos Integrados da família VIPer x2 foram selecionados devido às suas escalabilidades de potência mantendo as características pino a pino compatíveis. As especificações dos CIs podem ser visualizadas no Apêndice II.

Uma vez tendo o CI de controle PWM definido, outras informações de projeto vêm agregadas a esta escolha, tal qual a frequência de chaveamento, que no caso é fixa em 60 kHz. A malha de realimentação é realizada através de injeção de corrente no pino de *feedback* e a alimentação deve ter um nível mínimo de tensão de 10 V. A partida do controlador ocorre devido a uma fonte de corrente interna do VIPer, responsável por carregar o capacitor da alimentação. Tão logo a tensão atinja o *threshold* de partida, o controlador inicia o ciclo de chaveamento e, então, desliga a fonte de corrente interna, tendo a própria saída como alimentação do controlador.

A tensão de entrada do controle eletrônico na qual a fonte será implementada é universal, ou seja, de 85 Vca a 264 Vca. Como o produto poderá ser exportado para países onde a tensão da rede excede 264 V, o controle eletrônico, e por sua vez a fonte de alimentação, terá a especificação de sobre tensão maior que o convencional, 280 V [23]. A frequência de rede é de 50 ou 60 Hz, dependendo do mercado onde o produto for comercializado. Porém, no caso de redes 50 Hz, a tensão de entrada é 220 V, e desta forma, os capacitores eletrolíticos de entrada da fonte podem ser dimensionados para 60 Hz considerando a menor tensão de rede 127 V, ou seja $85 V_{CA}$,

A retificação da rede é implementada através de um retificador de meia-onda, devido à necessidade do disparo dos TRIACs da placa eletrônica, comentado anteriormente neste capítulo. A utilização deste retificador agrega o custo superior de um maior capacitor de filtragem necessário na entrada, pois se trabalhará com uma retificação da rede de 60 Hz, ao passo que o retificador de onda completa trabalharia com o dobro da frequência de rede, 120 Hz.

Outras duas informações importantes são a tensão de *ripple* na entrada, definida como 40 V de pico a pico e o ciclo máximo de trabalho do conversor *flyback*, definido como 0,4.

De posse dos dados de projeto comentados anteriormente, será apresentado um resumo dos dados mais importantes para o dimensionamento dos componentes envolvidos.

- Tensão de entrada (V_{IN}) = 85 a 280 V_{CA}
- Tensão de *ripple* no capacitor de entrada = 40 V
- Frequência de chaveamento (f_{ch})= 60 kHz
- Ciclo máximo de trabalho ($D_{MÁX}$)= 0,4
- Modo de Condução Descontínua de Corrente, MCD
- Saída 1 ($V01@I_{OSEC1}$): -5 V_{CC} @ 0,05 A
- Saída 2 ($V02@ I_{OSEC2}$): -14 V_{CC} @ 0,09 A/ 0,35 A/ 0,60 A
- Saída 3 ($V03@ I_{OSEC3}$): +14 V_{CC} @ 0,2 A
- Tensão de *ripple* máximo de saída = 150 mV
- Circuito de controle PWM = VIPer 12, 22 e 32
- Rendimento estimado = 75 %

2.8 Dimensionamento dos Componentes

Cálculo da indutância primária do elemento magnético

Foi utilizada a equação 2.1 de forma a calcular as indutâncias necessárias para as três versões [1]. O equacionamento abaixo se refere ao funcionamento do conversor em MCD:

$$L_P = \frac{(D_{MÁX} \times V_{inMÍN})^2 \times \eta}{2 \times f_{ch} \times P_O} \quad (2.1)$$

No qual:

- L_P → Indutância primária;
- $D_{MÁX}$ → Ciclo máximo de trabalho;
- $V_{inMÍN}$ → Tensão CC mínima de entrada;
- f_{ch} → Frequência de chaveamento;
- P_O → Potência de saída;
- η → Rendimento estimado.

Conforme os dados de projeto foi montada a tabela abaixo com os valores de indutância primária calculados para cada versão:

Tab. 2.2: Indutância primária para as diversas versões

	Versão 1	Versão 2	Versão 3
Indutância Primária	2,86 (mH)	1,66 (mH)	1,18 (mH)

Do ponto de vista de projeto para produção, é interessante que o modo de condução descontínuo seja assegurado e, desta forma, em função da própria variação de processo de produção do transformador, utilizou-se uma indutância 20 % menor que a calculada, obtendo assim a tabela 2.3.

Tab. 2.3: Indutância primária com 20 % a menos para as diversas versões

	Versão 1	Versão 2	Versão 3
Indutância Primária “Menos 20%”	2,2 (mH)	1,3 (mH)	0,95 (mH)

Cálculo das correntes no primário

Para o cálculo da corrente de pico no primário utiliza-se a equação 2.2 [1]:

$$I_{PK} = \sqrt{\frac{2 \times P_o}{\eta \times f_{ch} \times L_p}} \quad (2.2)$$

Conforme os dados de projeto, montou-se a tabela 2.4 com os valores das correntes primárias calculada para cada versão:

Tab. 2.4: Corrente primário de pico para as diversas versões

	Versão 1	Versão 2	Versão 3
Corrente de Pico (mA)	321	545	755

Para o dimensionamento da bitola do fio a ser empregado no indutor torna-se necessário o cálculo da corrente eficaz, que é realizado através da equação 2.3.

$$I_{RMS} = I_{Pk} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} \quad (2.3)$$

Tab. 2.5: Corrente primária eficaz para as diversas versões.

	Versão 1	Versão 2	Versão 3
Corrente Eficaz (mA)	117	199	276

Cálculo das correntes nos secundários

Para o cálculo das correntes de pico e eficaz nos secundários utilizam-se as equações 2.4 e 2.5, respectivamente [1]:

$$I_{PKsec} = \frac{2 \times I_{osec}}{D_{\max(diodo)}} \quad (2.4)$$

$$I_{RMSsec} = I_{PKsec} \times \sqrt{\frac{D_{\max(diodo)}}{3}} \quad (2.5)$$

No qual:

- I_{PKsec} → Corrente de pico no secundário do indutor;
- I_{RMSsec} → Corrente eficaz no secundário do indutor;
- $D_{\max(diodo)}$ → Ciclo máximo de trabalho no diodo de saída;
- I_{osec} → Corrente de saída do secundário;

Conforme os dados de projeto, montou-se a tabela 2.6 com os valores das correntes secundárias calculadas para cada versão:

Tab. 2.6: Correntes de pico e eficaz nos secundários.

		-14 V	-5 V	+14 V
Versão 1	I_{PKsec} (mA)	360	200	800
	I_{RMSsec} (mA)	147	82	327
Versão 2	I_{PKsec} (mA)	1400	200	800
	I_{RMSsec} (mA)	572	82	327
Versão 3	I_{PKsec} (mA)	2400	200	800
	I_{RMSsec} (mA)	980	82	327

Definição da bitola dos fios

Para a definição da bitola de fios, utiliza-se o fator de densidade de corrente igual a 400 A/cm², que é um valor utilizado por projetistas dentro da indústria de transformadores. Desta forma é possível obter a área de cobre necessária para conduzir a corrente demandada por cada enrolamento [1].

Tab. 2.7: Bitola dos fios.

	Primário	Saída -14 V	Saída -5 V	Saída +14 V
Versão 1	32 (AWG)	31 (AWG)	33 (AWG)	27 (AWG)
Versão 2	30 (AWG)	25 (AWG)	33 (AWG)	27 (AWG)
Versão 3	28 (AWG)	23 (AWG)	33 (AWG)	27 (AWG)

Definição do número de espiras nos enrolamentos

Tomando como base as equações 2.6 e 2.7, será montada a tabela 2.8 com o número de espiras de cada enrolamento considerando cada versão [1 e 18].

$$N_P = \frac{L_P \times I_{PK}}{Ae \times B_{MAX}} \quad (2.6)$$

No qual:

- N_P → Número de espiras do enrolamento primário;
- Ae → Área efetiva da seção transversal do núcleo;
- B_{max} → Densidade máxima de fluxo magnético do núcleo de ferrite;

$$N_{SEC} = \frac{N_P \times (V_{OUT} + V_D) \times (1 - D_{MAX})}{V_{inMIN} \times D_{MAX}} \quad (2.7)$$

No qual:

- N_{SEC} → Número de espiras do enrolamento secundário;
- V_{OUT} → Tensão de saída do secundário;
- V_D → Tensão direta do diodo de saída;

Tab. 2.8: Número de espiras para os indutores.

	Primário	Saída -14 V	Saída -5 V	Saída +14 V
Versão 1	140 (esp)	26 (esp)	15 (esp)	31 (esp)
Versão 2	88 (esp)	16 (esp)	10 (esp)	20 (esp)
Versão 3	54 (esp)	10 (esp)	6 (esp)	12 (esp)

Os cálculos realizados acima levaram em conta os núcleos EE16, EE20 e EE25 para as versões 1, 2 e 3 respectivamente.

Também foi levado em conta o valor de 2500 mT para o parâmetro de densidade de fluxo magnético, uma vez que o material utilizado é o N27 da EPCOS [24]. Este núcleo permite trabalhar com frequências superiores a 60 kHz sem perdas significativas e ainda possui uma densidade de fluxo magnético superior aos outros fabricantes, permitindo reduzir o número de espiras do enrolamento garantindo a não saturação do núcleo.

Definição dos enrolamentos

Com todos os parâmetros calculados e definidos para os três transformadores, será colocado aqui o principal ponto de estudo do trabalho: escalabilidade da fonte de alimentação. O objetivo é que se tenha um único *layout* de placa de circuito impresso, com pequenas modificações de componentes como, por exemplo, os capacitores eletrolíticos de entrada e o da saída de -14 V, os elementos de proteção de entrada CA e o controlador PWM, mantendo os demais componentes sem modificação, principalmente o elemento magnético.

Desta forma, foi definido apenas um transformador ao invés de três, minimizando o tempo e custo de desenvolvimento da fonte, por se tratar de um transformador com classe de isolamento elétrica tipo 2 [4] e ser aplicado em mercados os quais são exigidas certificações internacionais de segurança elétrica, tais como IEC e UL [3, 4 e 25].

O dispositivo definido foi baseado na versão 3, considerando a indutância primária de acordo com a equação 2.1, levando em conta a redução da indutância primária em 10 % e não mais 20 %. Desta forma, garantindo que a variação do processo de fabricação do indutor não ultrapasse 10 %, a fonte operará em MCD, mesmo com condição de tensão de rede mínima. O núcleo a ser utilizado será o considerado para a versão 2, ou seja, EE20, mantendo os parâmetros

de bitola de fio, relação de espiras, número de espiras, conforme calculados para a versão 3, porém considerando o novo valor da área efetiva do núcleo, A_e .

A figura 2.8 ilustra o diagrama elétrico do dispositivo magnético.

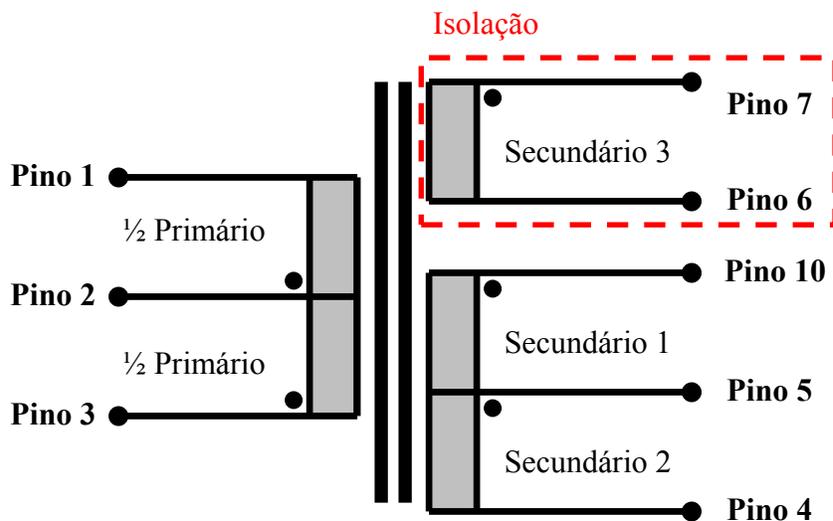


Fig. 2.8: Diagrama elétrico do indutor

O diagrama de montagem dos enrolamentos é feito segundo a figura 2.9, sendo possível identificar o número de espiras de cada enrolamento, assim como a bitola do fio e a disposição de camadas de fita de poliéster para isolação elétrica.

Pino		Pino	Enrolamento	Número de Voltas	Bitola do fio [AWG]
	Fita de Poliéster			2	
2		3	½ Primário	46	1 x 28
	Fita de Poliéster			1	
7		6	Secundário 3	20	1 x 27
	Fita de Poliéster			1	
4		5	Secundário 2	9	1 x 23
	Fita de Poliéster			½	
5		10	Secundário 1	8	1 x 23
	Fita de Poliéster			2	
1		2	½ Primário	46	1 x 28
Carretel					

Fig. 2.9: Diagrama de montagem dos enrolamentos

O arranjo dos enrolamentos foi desenhado de forma a minimizar a indutância de dispersão e maximizar o acoplamento magnético entre os enrolamentos [6, 19 e 26]. Observa-se a divisão do primário em dois enrolamentos ou em camadas, fazendo com que o enrolamento primário englobe os enrolamentos secundários. A primeira camada é o primeiro enrolamento do carretel e a segunda camada é o último enrolamento do carretel. Este recurso, conhecido como *split* do primário ou também *interleaving*, é muito utilizado para a redução da indutância de dispersão e também para ajudar no acoplamento magnético entre o enrolamento primário e os enrolamentos secundários. Isso é importante em especial para o dispositivo proposto em função de se ter um enrolamento não monitorado pelo controlador PWM. Esta configuração também apresenta um fator contra, do ponto de vista de custo e produção, pois necessita de um pino adicional no carretel para fazer a união entre os enrolamentos primários, acarreta na necessidade de uma camada a mais de fita isolante elétrica de poliéster e, por fim, reduz o fator de utilização da janela do carretel.

Outro ponto importante de ser mencionado é em relação aos secundário 1 e secundário 2. O enrolamento do secundário 1, saída de -7 V , foi concebido de forma a se obter um *tap* do enrolamento da saída de -14 V , realizado através dos enrolamentos secundários 1 e 2, lembrando que a referência destes enrolamentos é o pino 10. Com esta estratégia, espera-se obter uma regulação razoável, ou seja, em torno de $\pm 10\%$ no enrolamento do secundário 1, saída de -7 V , tendo em vista que a saída de -14 V é quem realimenta o controlador PWM. Desta forma, a carga do secundário 1 obrigatoriamente flui pelo enrolamento que possui realimentação, permitindo uma regulação melhor do que se estivesse simplesmente conectada ao mesmo ponto de referência, não fazendo parte do sistema de realimentação.

O enrolamento secundário isolado ficou mais afastado do centro do núcleo, o que pode levar a uma regulação mais pobre, por isso, foi adicionado um elemento regulador linear na sua saída de forma a se obter uma regulação adequada ao projeto. O nível de tensão especificado para esta saída é de $+17\text{ V}$, de forma que o regulador linear em série com esta saída regule a tensão dentro do nível especificado de $+14\text{ V}$.

O carretel utilizado foi desenvolvido especialmente para esta aplicação, uma vez que para se obter a certificação de segurança, era necessário manter uma distância entre pinos não isolados e isolados.

O primário é especificado para uma indutância de 1,1 mH e não pode ter uma variação no valor maior que $\pm 10\%$.

A indutância de dispersão é outro parâmetro importante de ser especificado [26], pois é responsável pelo pico de tensão observado na chave durante o desligamento, havendo uma relação direta entre a indutância de dispersão e o valor do pico de tensão. É desejável que o valor desta indutância seja menor que 5 % do valor nominal da indutância primária. Em casos em que o valor do pico de tensão é crítico, é recomendado que seja obtida uma indutância máxima de dispersão de 1 %. Este parâmetro é intrínseco aos projetos de elemento magnéticos, principalmente quando possui mais de um enrolamento e esta indutância se refere à dispersão entre o enrolamento primário e os enrolamentos secundários [6, 26 e 21]. Ela está associada à distância entre os enrolamentos dos secundários, que geralmente é causado pela utilização de fitas de isolamento elétrica do tipo poliéster, ou mesmo pela própria construção do indutor. O projeto de uma fonte chaveada deve sempre levar em conta este parâmetro, minimizando-o através de algumas práticas já comentadas e convivendo com seus efeitos, como por exemplo, o pico de tensão, que pode ser minimizado com a adição de um circuito *clamber*.

No caso de adição de circuito de *clamber*, ou grampeador de tensão, em paralelo com o enrolamento primário, é possível selecionar uma topologia dentro de uma série de circuitos de grampeamento, porém a configuração mais utilizada é a configuração chamada de RCD, formada por um resistor, um capacitor e um diodo [19 e 27]. Este circuito será apresentado mais à frente.

A indutância de dispersão pode ser medida colocando todos os pinos dos secundários em curto, medindo a indutância entre os pinos do enrolamento primário.

No caso deste projeto, o máximo valor para a indutância de dispersão é de 5 % da indutância primária, ou seja, 55 μH .

Na saída isolada, secundário 3, existe uma necessidade de atenção especial, pois é esta que garantirá a isolamento elétrica e, qualquer descuido como, por exemplo, uma remoção da isolamento plástica do fio excessiva, ou mesmo no posicionamento errôneo do fio no carretel, pode acarretar na perda da isolamento e, principalmente, na não certificação do dispositivo conforme as normas internacionais de segurança elétrica [3, 4 e 25].

Existem basicamente duas maneiras de se efetuar a isolamento elétrica do enrolamento de acordo com as normas [4 e 25]. A primeira é através de fios especiais, constituídos de camadas

especiais de isolantes. A segunda é provendo barreiras físicas no próprio carretel, associadas a um número de voltas de fita de poliéster ao redor do enrolamento.

Ambas as maneiras de isolação prejudicam muito o fator de utilização da janela do carretel do núcleo, acarretando no seu baixo aproveitamento. A primeira opção impacta menos e é mais aceita perante os órgãos regulamentadores internacionais, VDE e IMQ.

O fio especial é o chamado de fio de tripla isolação. Este fio é composto pelo condutor elétrico, seguido de três proteções plásticas isolantes, garantindo a isolação reforçada.

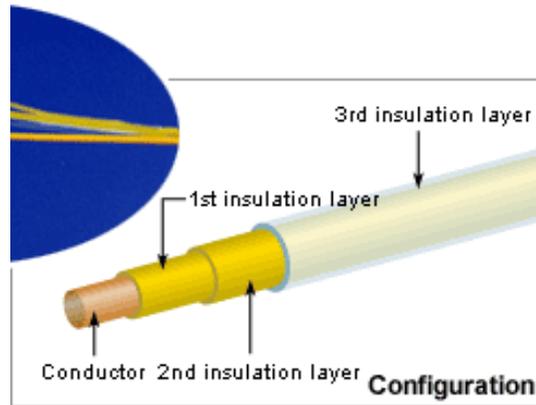


Fig. 2.10: Fio tripla isolação TEX-E da Furukawa [28]

No caso da utilização de barreiras isolantes físicas, é necessário que exista uma distância de 2 mm, representada pelas áreas vermelhas na figura 2.11, entre o enrolamento isolado e a lateral do carretel em ambos os lados, e ainda a isolação entre os enrolamentos de três voltas de fita isolante de poliéster, deixando a construção do carretel de forma semelhante à figura 2.11: A isolação na lateral do enrolamento, área vermelha, pode ser efetuada através de fita de poliéster ou mesmo com o próprio material do carretel.

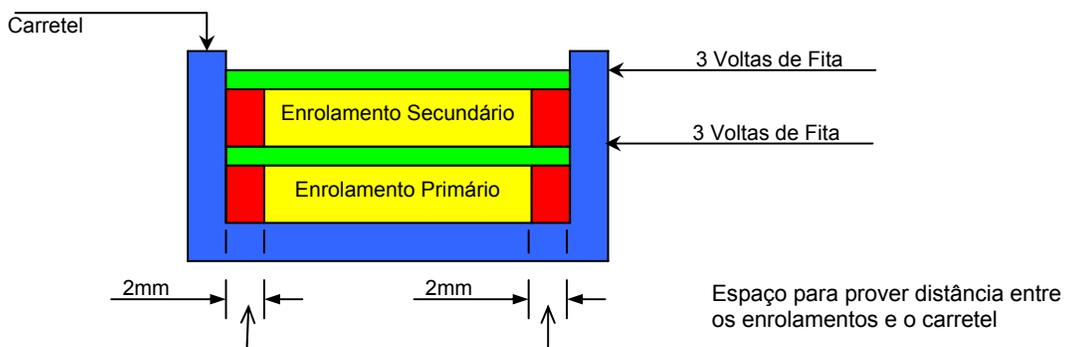


Fig. 2.11: Diagrama de montagem do carretel para obtenção de isolamento físico

Através da figura 2.11 é possível identificar a perda substancial da janela do carretel, fazendo com que o projeto do elemento magnético migre para um dispositivo maior, agregando custo e volume ao projeto. A figura 2.12 mostra a diferença de volume entre dois elementos magnéticos de mesma potência segundo o estudo realizado pelo fabricante de fios Furukawa [28].

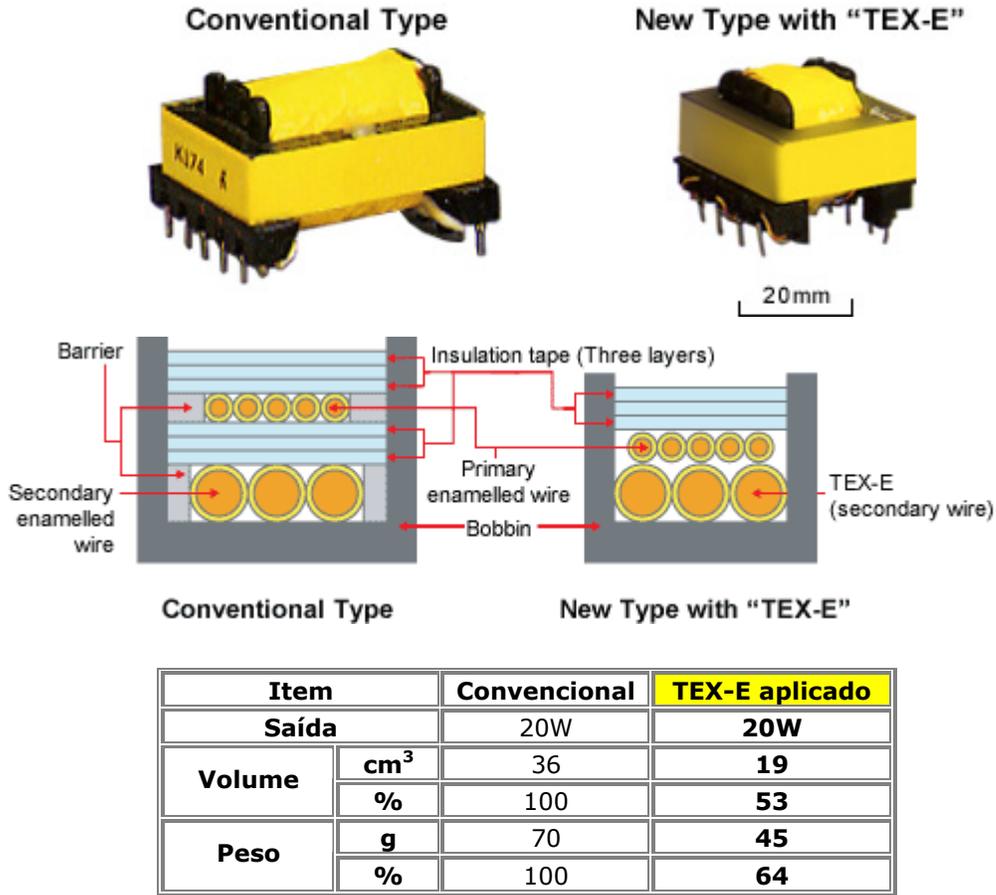


Fig. 2.12: Comparativo entre as duas formas de isolamento elétrico [29]

Definição do capacitor eletrolítico de entrada

Uma vez que a fonte de alimentação do controle eletrônico não pode perder a referência da rede elétrica devido ao acionamento de TRIACs, efetuou-se a retificação da rede utilizando a topologia de meia onda, que apresenta uma característica ruim do ponto de vista de custo em função da frequência de trabalho ser a mesma da rede, pois eleva o valor do capacitor para o dobro, quando comparado a uma retificação de onda completa, que é caracterizada pelo dobramento da frequência.

A capacitância necessária para cada versão pode ser calculada utilizando a equação 2.8 [6]. Utilizando como especificação de projeto a frequência de entrada de 60 Hz, tensão de *ripple* de 40 V, tensão mínima de operação de 85 Vca, rendimento de 75% e as potências de cada versão previamente apresentadas, montou-se a tabela com os valores das capacitância necessários para cada versão.

Lembrando que no caso de mercados cuja a frequência de entrada é 50 Hz, a tensão de operação é de 220 V, tornando assim viável a utilização dos mesmos capacitores de entrada selecionados para 60 Hz.

$$C_{\min} = \frac{2}{V_{\min DC}^2 - (V_{\min DC} - V_{Ripple})^2} \times \frac{Po}{\eta \times f_{CA}} \quad (2.8)$$

No qual:

- C_{\min} -> Capacitância mínima;
- V_{Ripple} -> Tensão de *ripple*
- f_{CA} -> Frequência da rede CA;

Tab. 2.9: Capacitância de entrada para as diversas versões

	Versão 1	Versão 2	Versão 3
Capacitância calculada	35,6 (uF)	61,3 (uF)	85,9 (uF)
Capacitância escolhida	1 x 10 (uF)	1 x 33 (uF)	1 x 33 (uF)
	1 x 22 (uF)	1 x 33 (uF)	1 x 47 (uF)

São utilizados dois capacitores eletrolíticos para manter a configuração do filtro Pi na entrada. Esta estrutura com dois capacitores é conveniente, pois além de formar o filtro de ruído, também protege os diodos retificadores de sobre-tensão gerada pelo indutor no instante que a alimentação é interrompida.

Definição dos capacitores eletrolíticos de saída

A capacitância é calculada para cada saída e versão, utilizando a equação 2.9 e os dados dos requisitos de projetos mencionados anteriormente [20].

$$C_o = \frac{I_{Osec} \times D_{MAX}}{f_{ch} \times \Delta V_o} \quad (2.9)$$

No qual:

I_{Osec} → Corrente de saída do secundário;

C_o → Capacitância de saída;

ΔV_o → Tensão de *ripple* de saída.

Tab. 2.10: Capacitância de saída calculada para as saídas nas diversas versões

	Versão 1			Versão 2			Versão 3		
Saída	-14 V	-5 V	+14 V	-14 V	-5 V	+14 V	-14 V	-5 V	+14 V
Capacitância calculada	4,0 μ F	2,2 μ F	8,9 μ F	15,6 μ F	2,2 μ F	8,9 μ F	26,7 μ F	2,2 μ F	8,9 μ F

A corrente que circula no capacitor é a diferença entre a corrente no secundário e a corrente de carga da saída em questão. Esta corrente, quando passa pelo capacitor, provoca uma queda de tensão na RSE, tornando-a um parâmetro necessário de ser especificado e que pode ser estimado através da equação 2.10. Com o resultado das RSE de cada capacitor, foi preparada a tabela 2.11 com os valores das resistências máximas.

$$RSE < \frac{\Delta V_o}{I_{PKsec}} \quad (2.10)$$

Tab. 2.11: Resistência série equivalente máxima dos capacitores de saída

	Versão 1			Versão 2			Versão 3		
Saída	-14 V	-5 V	+14 V	-14 V	-5 V	+14 V	-14 V	-5 V	+14 V
RSE _{Max} [m Ω]	417	750	188	107	750	188	63	750	188

A capacitância selecionada tem um valor superior ao calculado. Isto se deve ao fato de que o fator predominante na escolha é a RSE, e não o valor da capacitância [20 e 21]. A resistência série equivalente existe por causa do eletrólito e dos terminais do capacitor. A figura abaixo ilustra o capacitor eletrolítico.

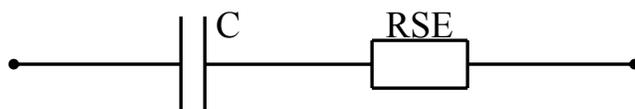


Fig. 2.13: Capacitor eletrolítico

A tabela 2.12, apresenta os valores de capacitância escolhidos para as saídas das três versões, assim como a RSE de cada capacitor.

Tab. 2.12: RSE máxima dos capacitores (EPCOS – B41858 [24])

Saída	Versão 1			Versão 2			Versão 3		
	-14 V	-5 V	+14 V	-14 V	-5 V	+14 V	-14 V	-5 V	+14 V
Capacitância [μF]	220	120	220	470	120	220	1000	120	220
RSE [$\text{m}\Omega$]	129	150	129	73	150	129	41	150	129
Tensão [V]	35	35	35	35	35	35	35	35	35

Ressalta-se que a escolha da família e tensão de operação dos capacitores, além de visar os requisitos técnicos, também visou o re-uso de componentes, uma vez que a empresa possui outros controles eletrônicos que utilizam os mesmos componentes, garantindo assim o aumento do volume de compra do mesmo item.

Circuito *clamper*

O circuito *clamper* é especificado de forma a garantir que a tensão aplicada na chave não ultrapasse o seu valor máximo, evitando que entre em ruptura.

Lembrando que é conveniente a reutilização, o circuito *clamper* é o mesmo já utilizado em outros projetos de fonte dentro da empresa e, ao ser testado na aplicação, mostrou-se eficiente, garantindo a padronização de componentes e, por consequência, consolidando volume de componentes.

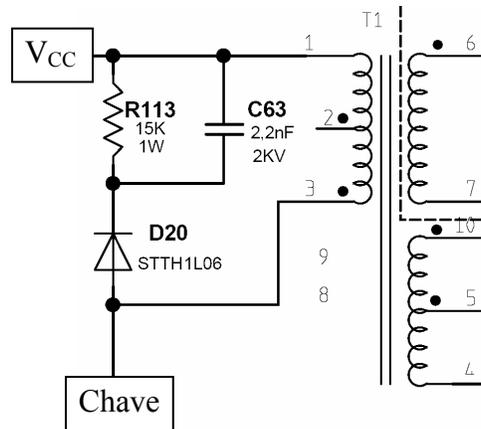


Fig. 2.14: Circuito *clamper*

Limitador de corrente de partida

O circuito limitador é utilizado para evitar que correntes superiores às de regime circulem pelos componentes de entrada da fonte, quando o controle é energizado. Em geral, é utilizado um dispositivo resistivo que pode ser um elemento passivo ou um termistor.

O termistor é um componente que possui uma resistência a uma dada temperatura e, devido ao coeficiente de temperatura negativa, a impedância decresce com o aumento da temperatura do corpo. Este componente é conhecido como NTC, *Negative Temperature Coefficient*, ou limitador de corrente *inrush*.

Ao utilizar um resistor de fio como elemento resistivo, torna-se possível operá-lo como fusível do circuito de proteção contra surtos elétricos. Tal circuito é constituído por um varistor, o qual limita a tensão entre os seus terminais. No instante em que o varistor atua, uma corrente alta circula pelo mesmo, exigindo um elemento que atue como fusível.

No projeto utiliza-se o elemento resistivo na versão 1 e uma associação série do resistor com o termistor nas versões 2 e 3, existindo sempre um elemento em série, resistor de fio, que trabalhe como fusível.

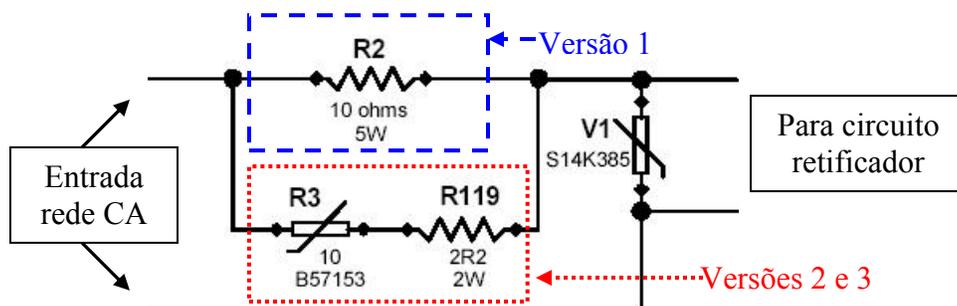


Fig. 2.15: Limitador de corrente

2.9 Esquemático da Fonte de Alimentação

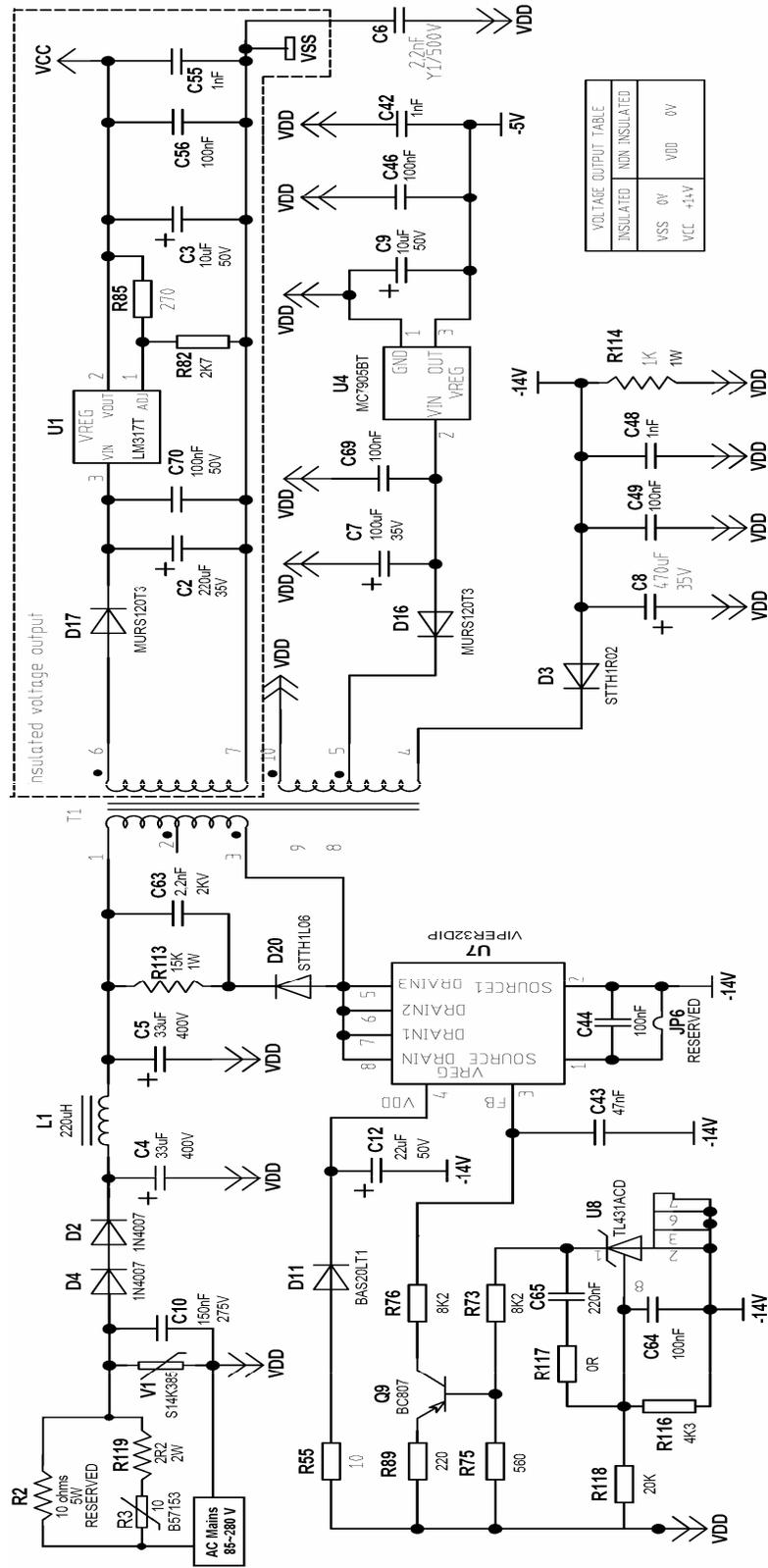


Fig. 2.16: Diagrama eletrônico da Fonte de Alimentação, versão 2

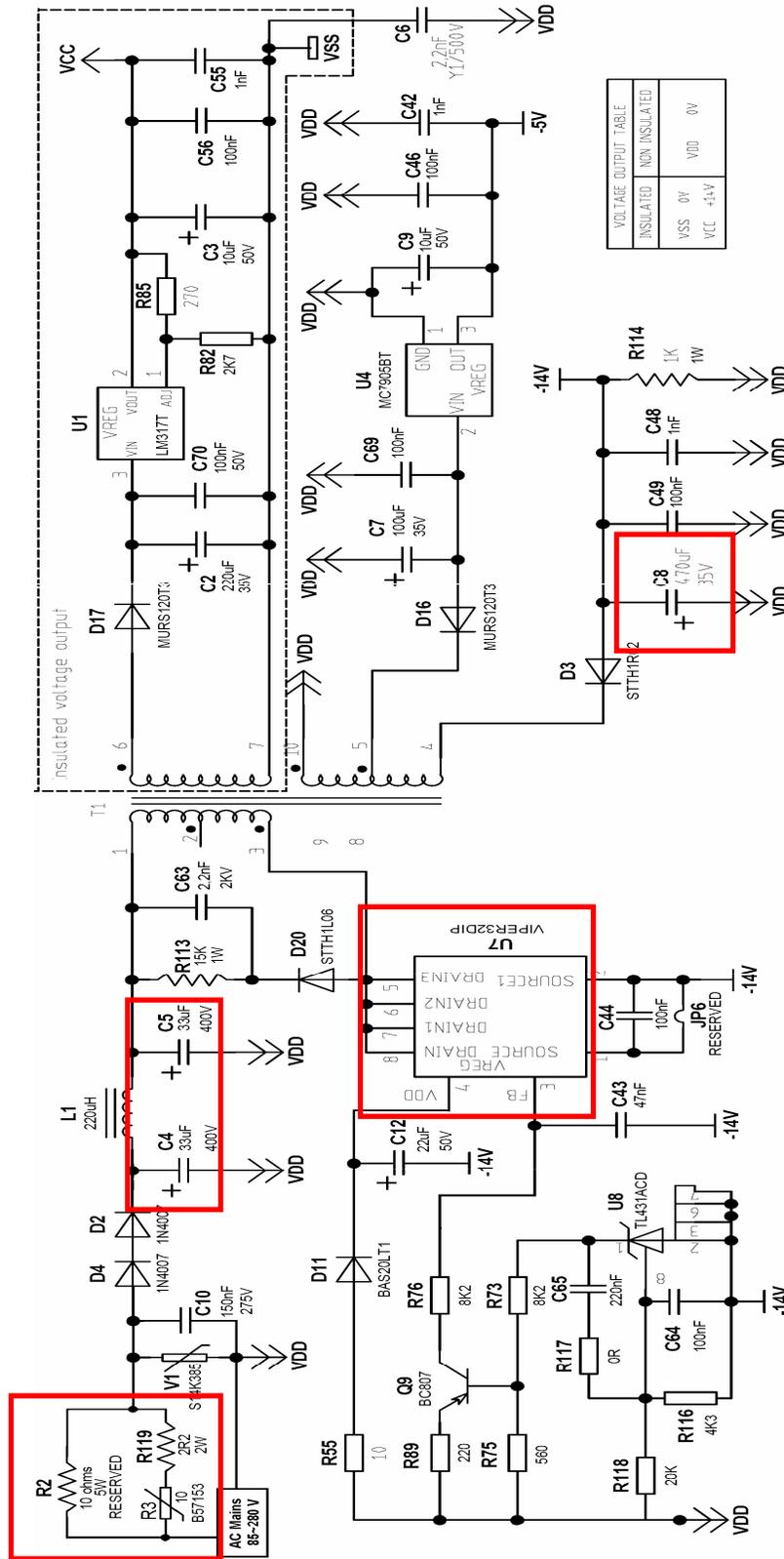


Fig. 2.17: Marcação dos componentes que modificam de acordo com a versão

Capítulo 3

Resultados

Este capítulo destina-se a apresentar os resultados obtidos com a fonte de alimentação.

Para a realização dos testes, foram utilizados resistores de fio como elementos de carga de forma a obter as correntes necessárias.

3.1 Regulação cruzada das saídas

Os gráficos a seguir mostram as regulações cruzadas das saídas da fonte, considerando variação de tensão CA de entrada, carga mínima e máxima nas saídas e as três versões de fonte.

Com a existência de duas possibilidades de estado de carga de cada saída, mínimo e máximo, e 3 saídas diferentes, foram obtidos oito estados de carga cruzada. Dentro de cada estado de carga, existem outras seis medidas referentes à variação de tensão de entrada, formando oito conjuntos de medidas.

Todas as medidas realizadas, foram agrupadas por versão e por saída, totalizando nove gráficos. Com a utilização de reguladores de tensão lineares nas saídas de -5 V e $+14\text{ V}$, serão apresentadas as medidas de tensão nas entradas dos reguladores das respectivas saídas, ou seja, -7 V e $+17\text{ V}$.

Os gráficos foram preparados de maneira semelhante, mantendo o padrão de apresentação dos resultados. Assim, os quatro primeiros conjuntos de medidas localizadas à esquerda de cada gráfico, representa a saída de tensão controlada pelo controlador da fonte com carga mínima e os quatro conjuntos da direita, carga máxima.

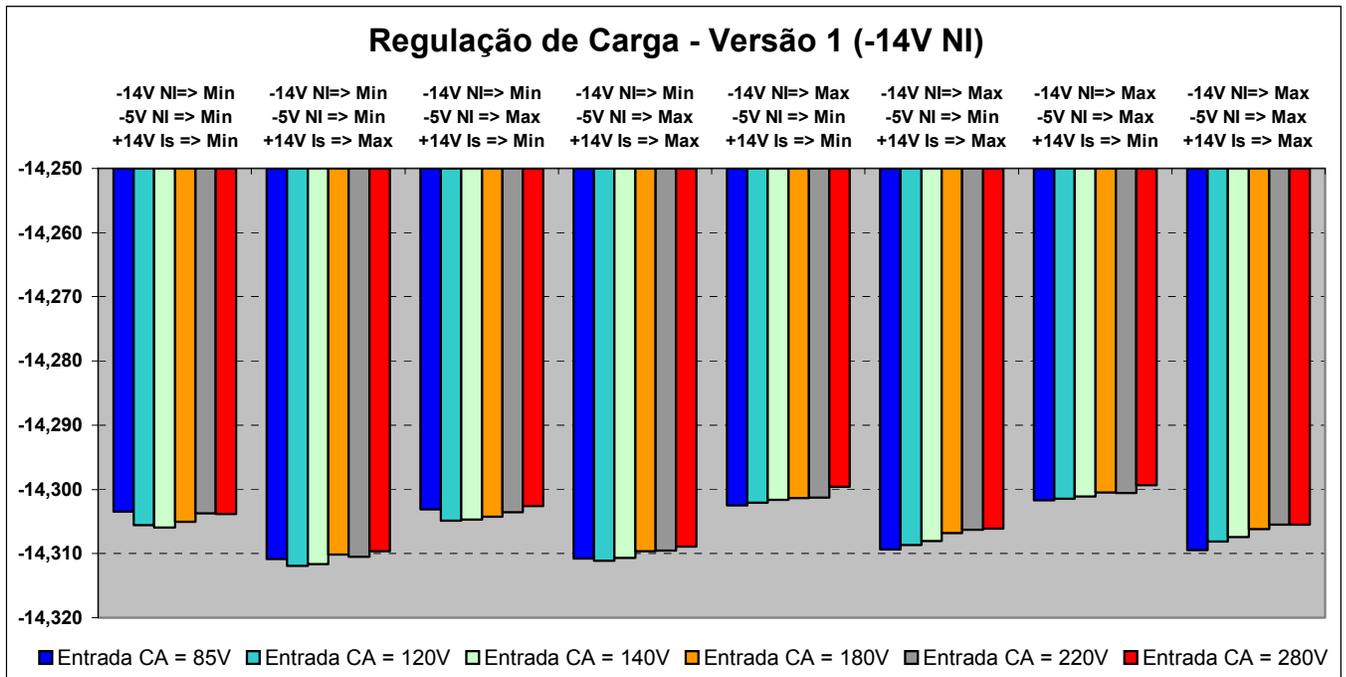


Fig. 3.1: Regulação de carga cruzada: saída -14V da versão 1

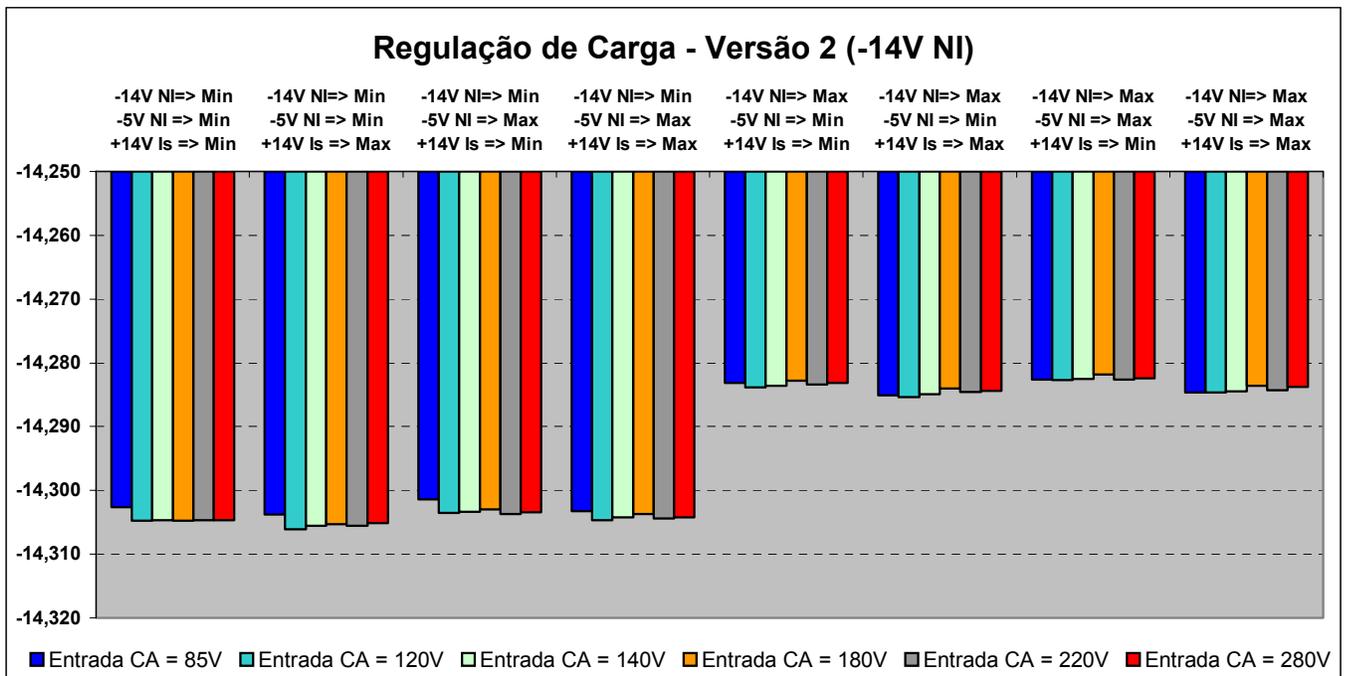


Fig. 3.2: Regulação de carga cruzada: saída -14V da versão 2

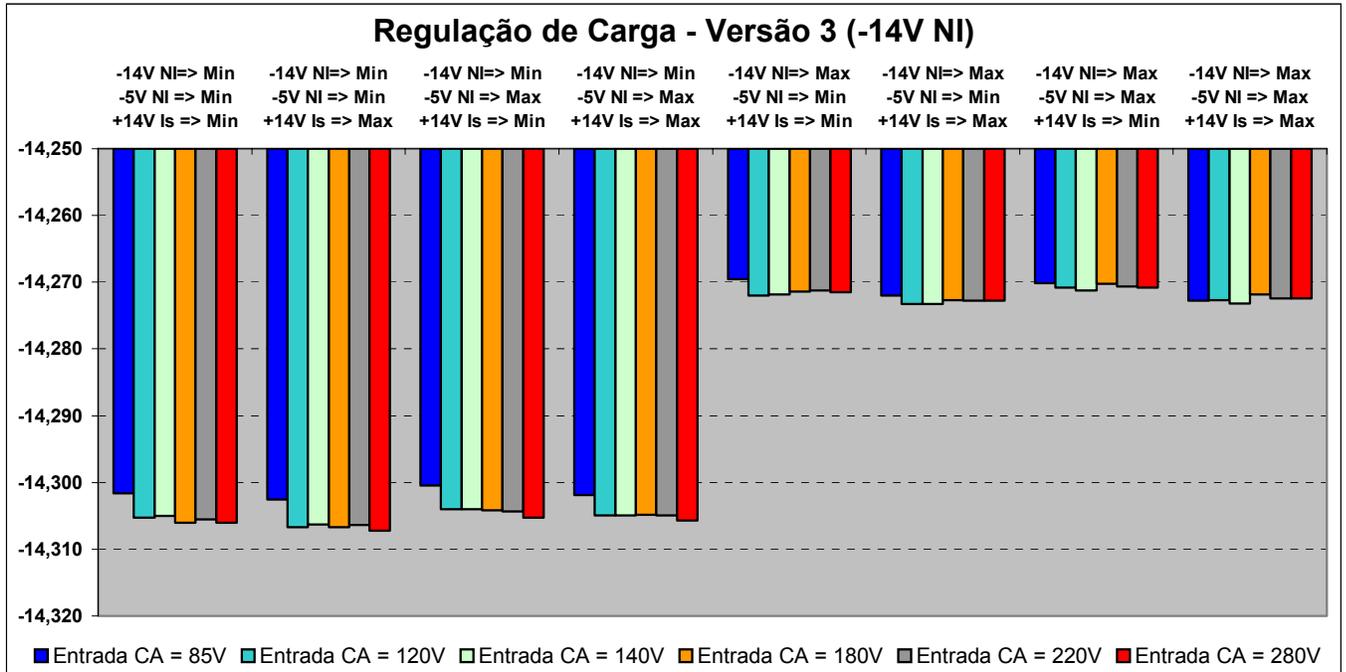


Fig. 3.3: Regulação de carga cruzada: saída -14 V da versão 3

Analisando os gráficos, identificou-se que para a saída de -14 V, considerando todas as variações de tensão de entrada, cargas nas saídas e versões de fonte, tem-se uma diferença de tensão de no máximo 0,05 V entre a menor e a maior tensão apresentada nos gráficos.

Esta mínima variação é esperada pois a saída de -14 V é monitorada pelo controlador da fonte, ou seja, é a saída em malha fechada.

Graficamente percebe-se uma diferença visual de regulação, mas ao levar em conta a escala, nota-se que a variação é muito pequena, 0,03 V, dentro de cada versão. Outro ponto que leva os gráficos a apresentarem tais diferenças de variação, são as correntes de saída que variam de versão para versão. A versão 1 possui uma corrente máxima de 90 mA, enquanto que as versões 2 e 3 possuem correntes de 350 mA e 600 mA, respectivamente.

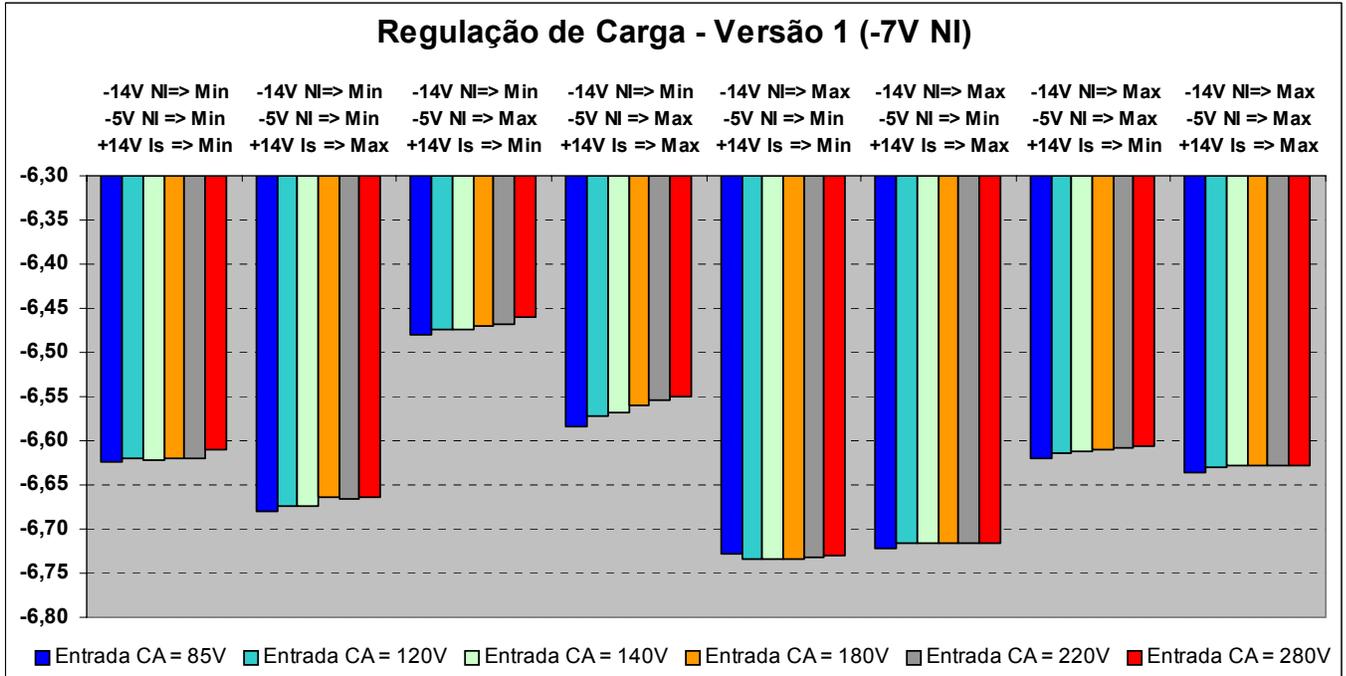


Fig. 3.4: Regulação de carga cruzada: saída -7V da versão 1

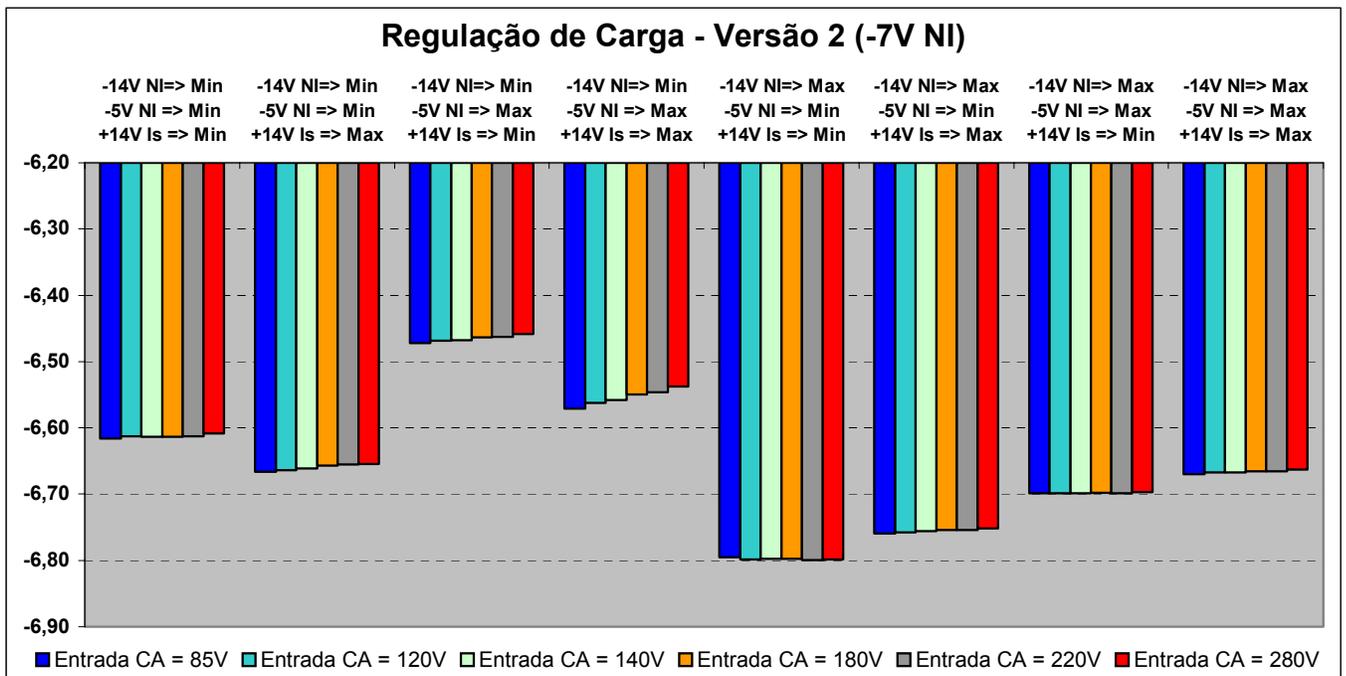


Fig. 3.5: Regulação de carga cruzada: saída -7V da versão 2

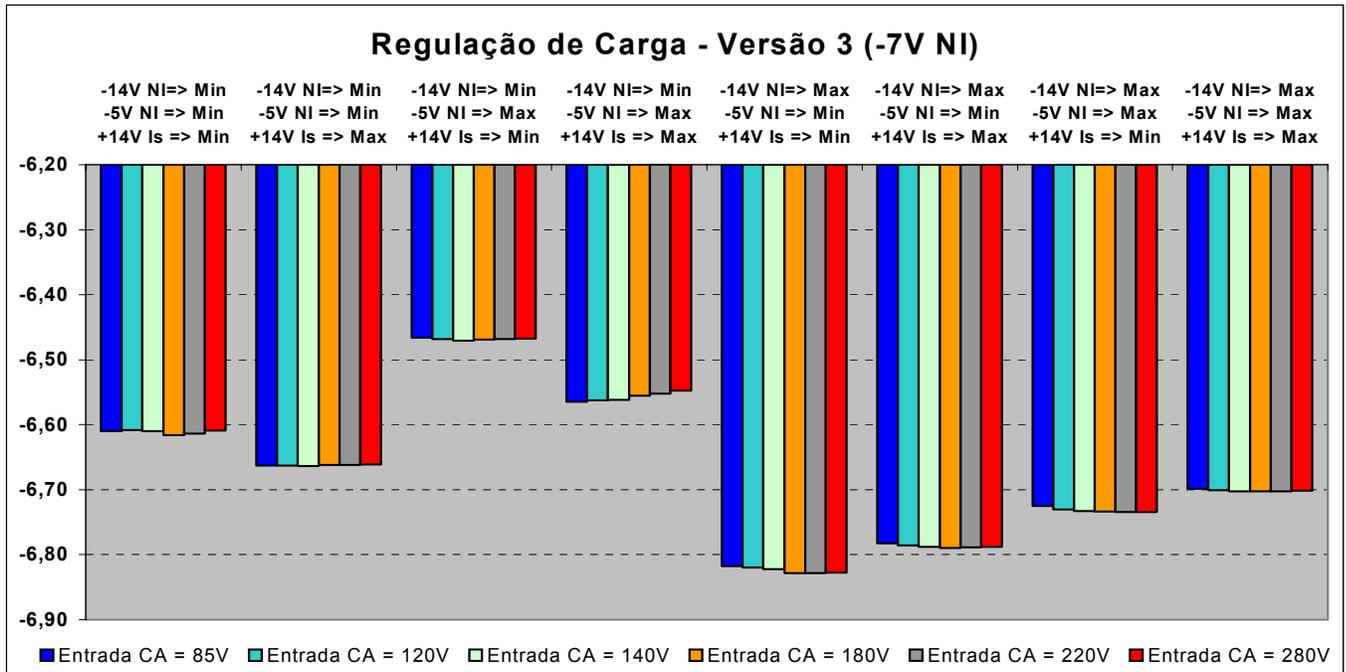


Fig. 3.6: Regulação de carga cruzada: saída -7 V da versão 3

O conjunto de gráficos anteriores refere-se à saída de -7 V, que alimenta o regulador de tensão LM7905 da saída de -5 V. Foi medido uma diferença de 0,37 V entre a menor e a maior tensão apresentada nos gráficos, considerando todas as variações de tensão de entrada, cargas nas saídas e versões de fonte. A pequena variação obtida está dentro da especificação.

Uma hipótese que explica a pequena variação de tensão nesta saída, é a maneira como foi construído o dispositivo magnético, pois o enrolamento de -7 V foi concebido de forma a ser um *tap* do enrolamento secundário de -14 V, o qual é realimentado.

Dividindo os gráficos em duas partes, direita e esquerda, é possível identificar no lado direito o nível de tensão da saída maior. Esta diferença de nível de tensão é justificada pela maior carga na saída controlada de -14 V, o que leva o controlador ao aumento da largura de pulso, regulando a saída controlada.

Esta saída não possui realimentação, ou seja, está em malha aberta, o que não ocasiona problemas do ponto de vista de regulação, pois existe um regulador em série. O nível de tensão obtido, assim como a regulação, está dentro das necessidades de entrada de tensão do regulador linear.

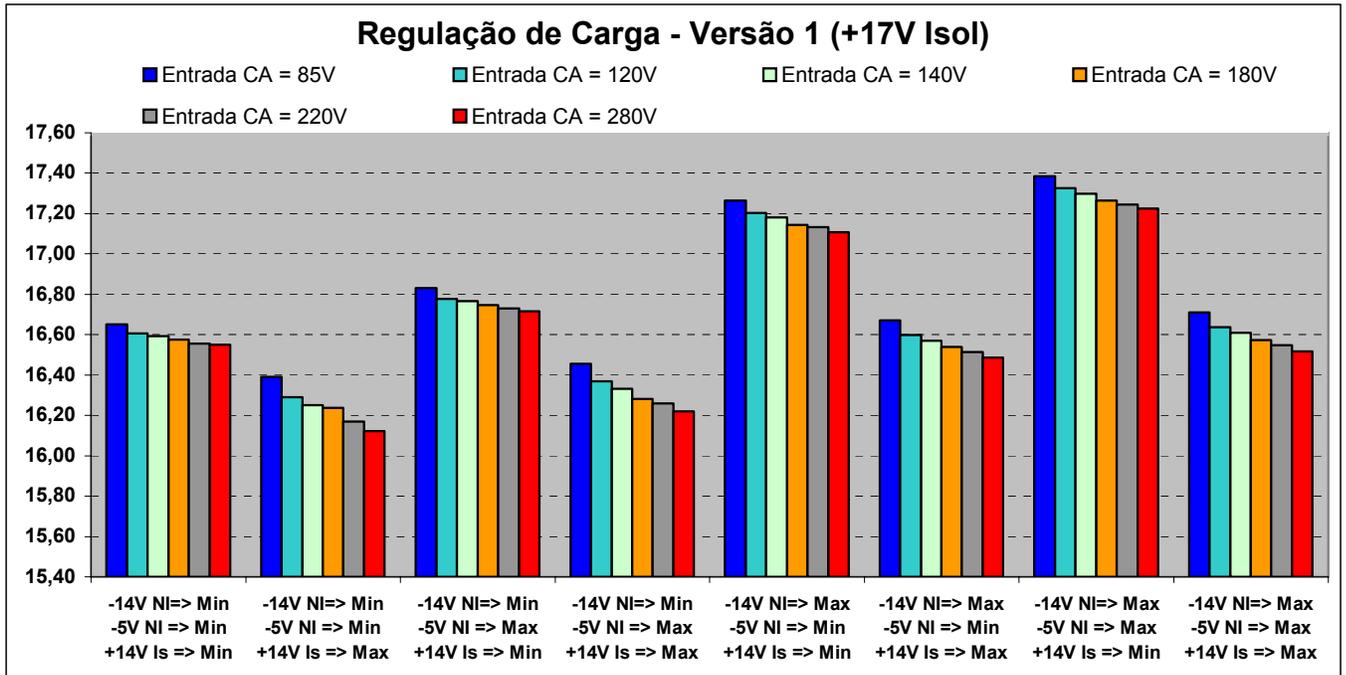


Fig. 3.7: Regulação de carga cruzada: saída +17V da versão 1

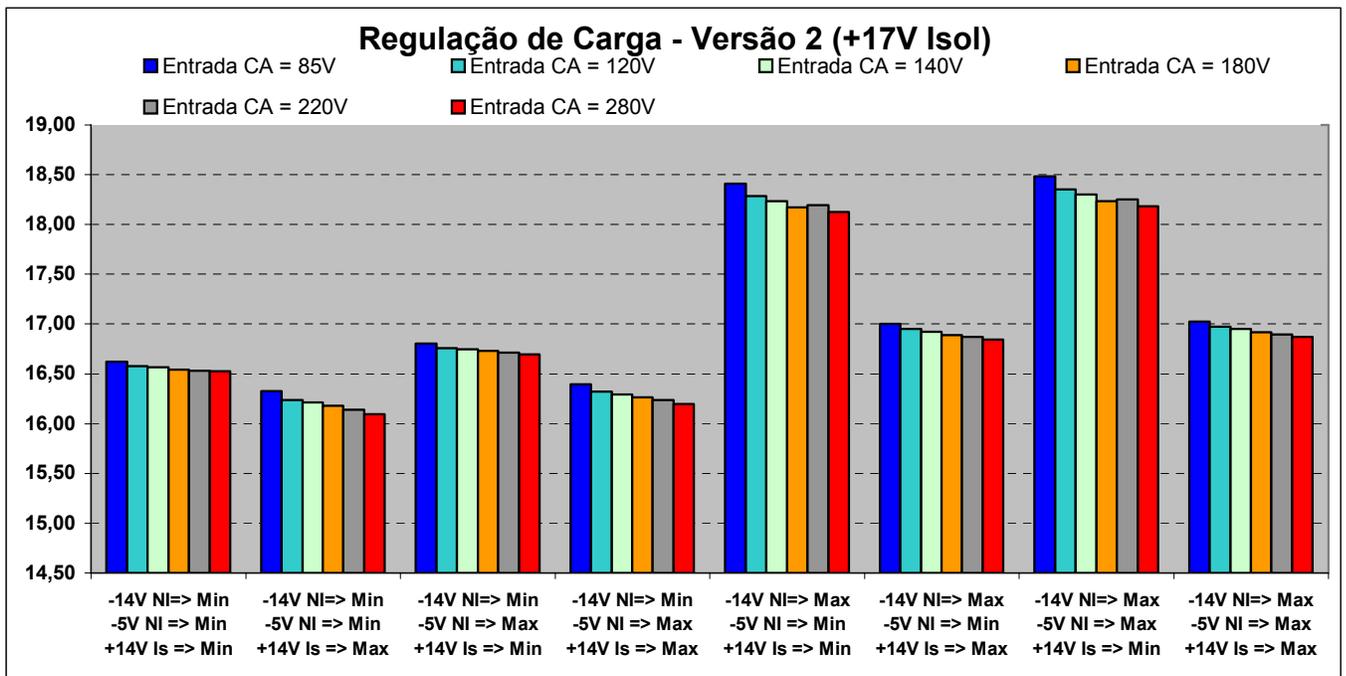


Fig. 3.8: Regulação de carga cruzada: versão 2, saída +17V

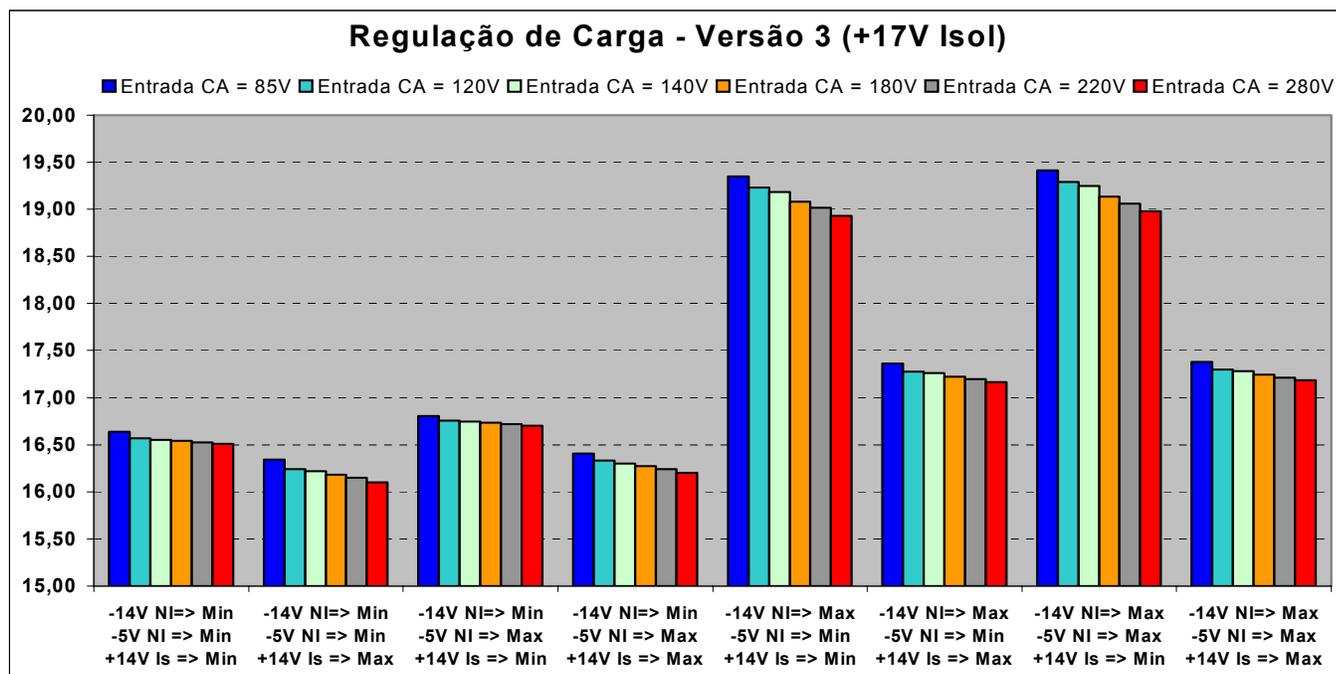


Fig. 3.9: Regulação de carga cruzada: versão 3, saída +17 V

Dentro das mesmas condições de variações, a saída de +17 V, que alimenta o regulador de tensão ajustável LM317 da saída de +14 V, teve uma diferença de tensão maior que as saídas anteriormente analisadas, 3,32 V. Estas variações de tensão são perfeitamente aceitáveis pelo projeto.

Uma hipótese que explica a variação significativa com a carga da própria saída, é o acoplamento magnético menos eficiente com a perna central do núcleo, devido ao posicionamento dos enrolamentos dentro do carretel.

Nos gráficos acima, também é possível identificar o aumento da tensão da saída de +17 V quando a saída de -14 V esta com carga máxima. Que é explicado novamente pelo aumento da largura de pulso gerado pelo controlador a fim de regular a saída controlada de -14 V.

A saída de +17 V, assim como a saída de -7 V estão em malha aberta.

3.2 Corrente e tensão nos componentes

Abaixo são apresentados os gráficos de tensão e corrente medidos em pontos específicos da fonte de alimentação, tal como, tensão entre *drain* e *source* do VIPer e corrente no primário, considerando tensão de entrada CA mínima e máxima com carga máxima nas saídas para as três versões.

As formas de onda apresentadas na cor vermelha referem-se a medidas relativas à versão 1, a cor azul foi utilizada para representar a versão 2, enquanto que a cor preta foi utilizada para representar a versão 3.

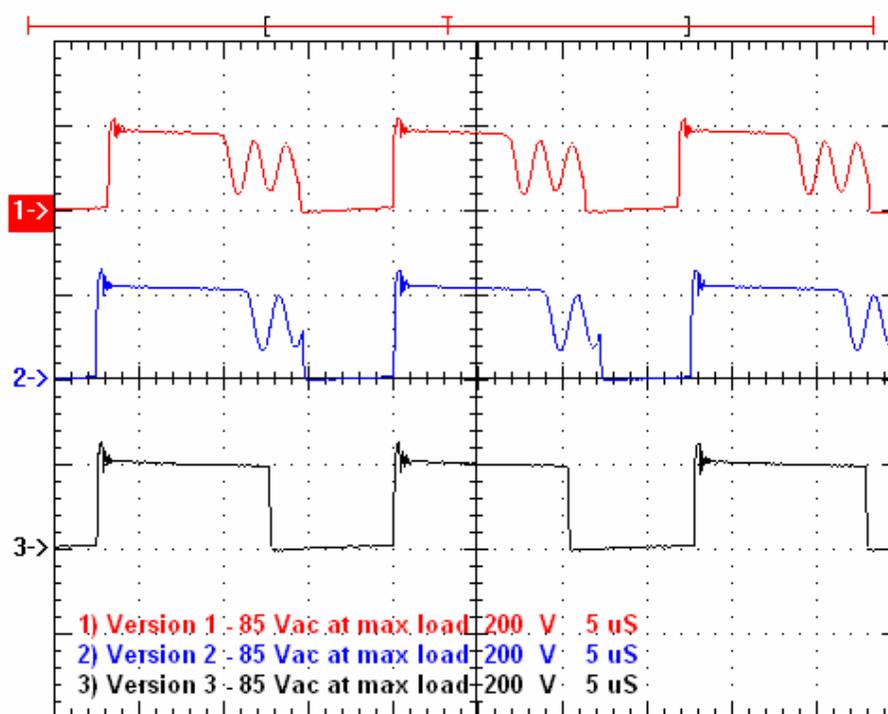


Fig. 3.10: Tensão *drain-source* nas três versões, tensão de $85V_{CA}$

A versão 3 também está em condução descontínua, quase em condução crítica, e não altera a característica de funcionamento do conversor. Ao analisar o gráfico de corrente, é notável que a corrente parte de zero, garantindo o funcionamento em MCD.

É notada a presença de uma oscilação na forma de onda da tensão no momento que a chave está desligada. Tal oscilação pode ser justificada devido à ressonância entre a indutância de dispersão e as indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito e dos dispositivos.

Repare que as formas de onda não foram obtidas no mesmo instante, portanto estão sujeitas a diferentes valores de tensão de entrada em função do *ripple*.

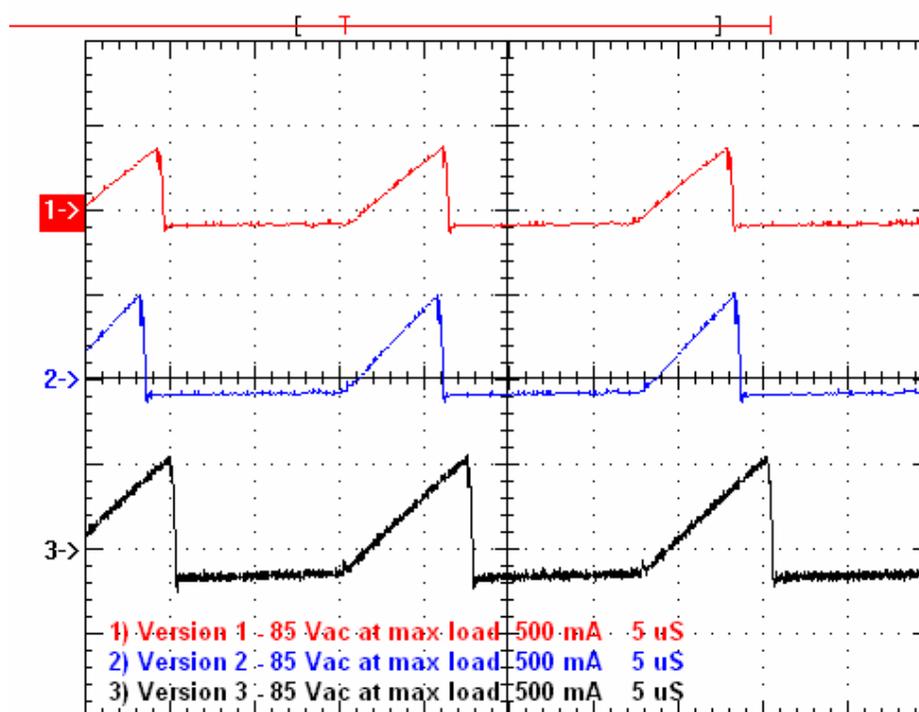


Fig. 3.11: Corrente no primário, tensão de $85V_{CA}$

As correntes do indutor de entrada para as três versões em tensão de entrada mínima, apresentam-se de forma consistente, deixando claro o aumento da corrente de pico e da largura do pulso com o aumento da carga das saídas.

A diferença da largura de pulso entre as versões 1 e 2 não é notada facilmente, o que pode ser explicado pelas aquisições das formas de onda terem ocorrido em instantes diferentes e, assim, terem sofrido influência do *ripple* da tensão de entrada.

É válido comentar novamente que as correntes partem do zero, não levando em conta o nível CC de *offset*, caracterizando o funcionamento do conversor em modo descontínuo, mesmo no caso de maior potência de saída, versão 3. A tensão aplicada sofre com o *ripple* da tensão de entrada, o que justifica as diferentes inclinações nas formas de onda de corrente.

As três formas de onda de corrente apresentam um nível negativo, referente ao *offset* do equipamento de medição de corrente.

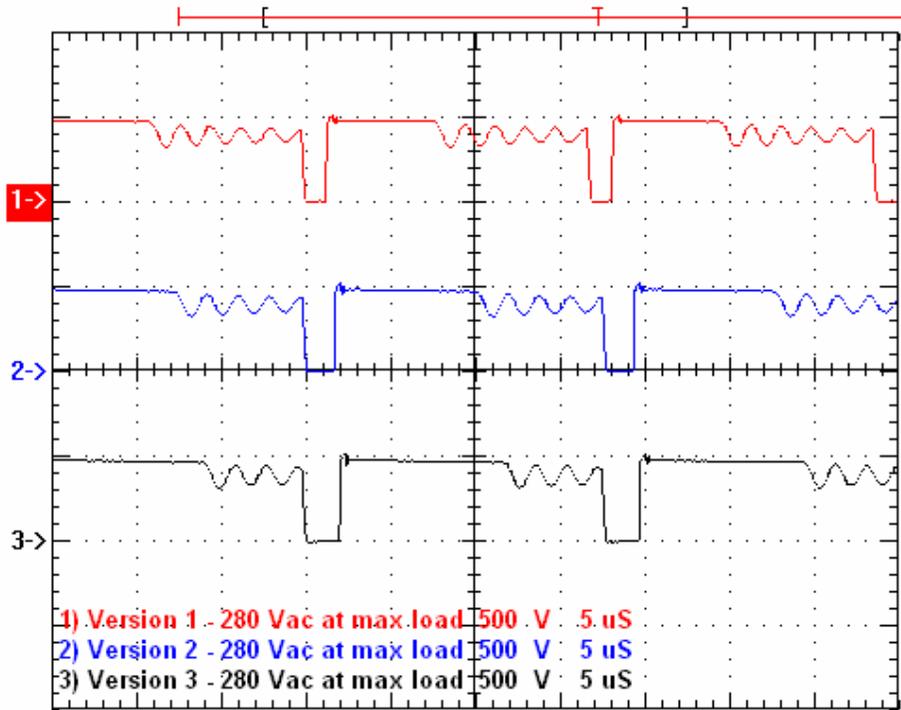


Fig. 3.12: Tensão *drain-source* nas três versões, tensão de 280V_{CA}

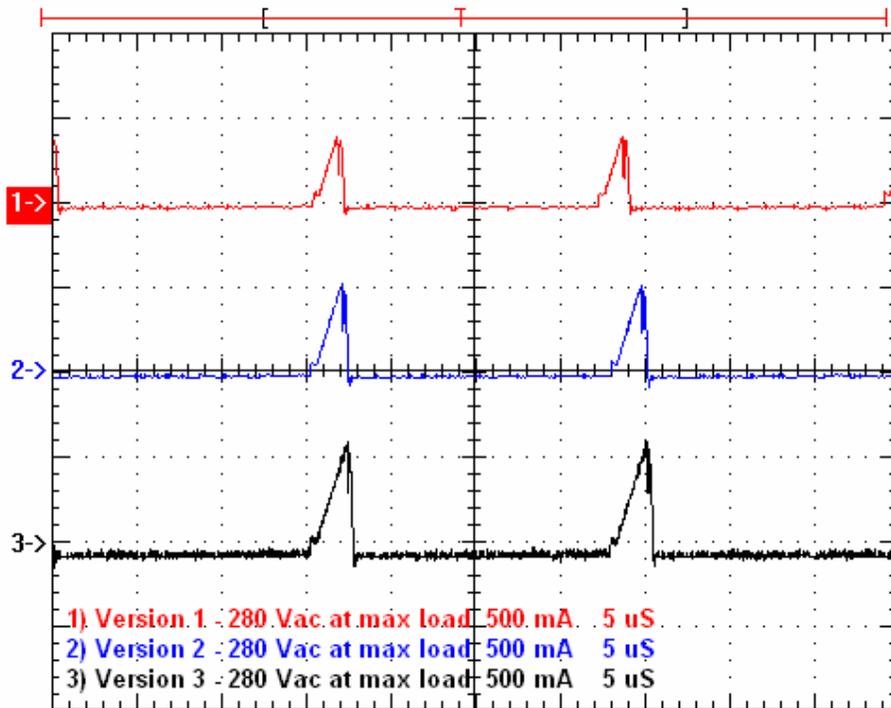


Fig. 3.13: Corrente no primário, tensão de 280V_{CA}

Com o aumento da tensão de entrada para o máximo, mantendo a carga das saídas no máximo, fica evidente a redução da largura do pulso para as três versões, podendo-se perceber a diferença da largura de pulso entre as versões.

A oscilação na forma de onda de tensão permanece, o que é esperado, pois não houve mudança do circuito.

No gráfico de corrente, pode-se notar que houve uma variação na corrente de pico entre as versões, porém, ocorreu uma pequena variação na largura de pulso entre as versões 1 e 2. Tal fato, pode ser explicado devido ao *ripple* da tensão de entrada, uma vez que as medidas de corrente e até mesmo as de tensão não foram realizadas ao mesmo instante.

As três formas de onda de corrente apresentam um nível negativo, referente ao *offset* do equipamento de medição.

3.3 Resposta transitória – Condição 1

A resposta transitória da fonte foi verificada com a mesma alimentada em tensão mínima e máxima. O transitório foi gerado com a entrada e a retirada de carga na saída regulada, monitorando o comportamento das demais durante este intervalo.

Manteve-se a fonte com as cargas mínimas e, por um momento, a carga máxima de 600 mA foi aplicada e removida da saída de -14 V, enquanto que as demais cargas permaneceram na configuração mínima. As formas de onda adquiridas são mostradas a seguir.

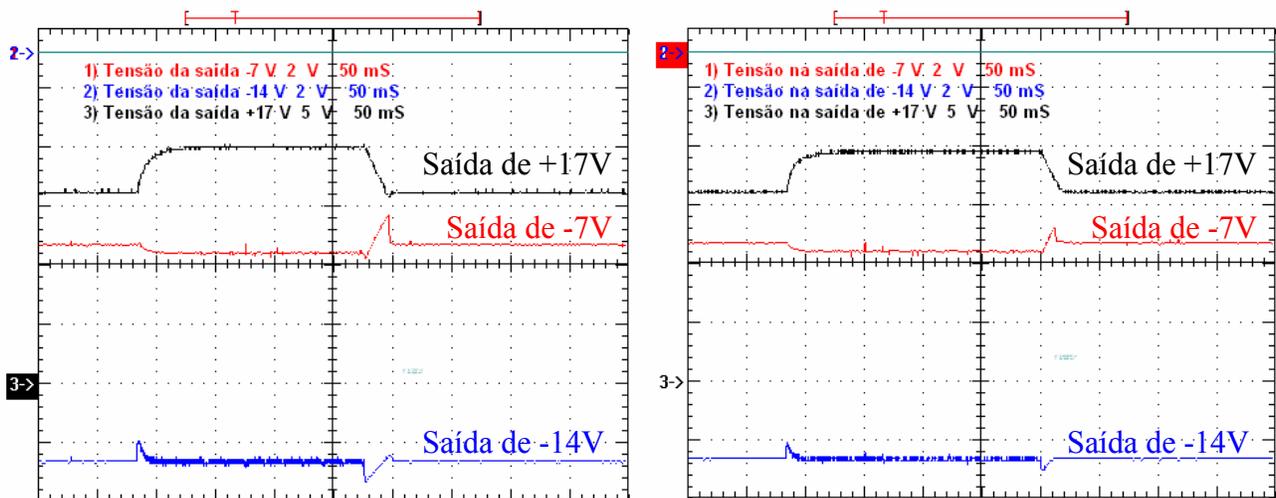


Fig. 3.14: Resposta transitória 1. Esquerda: tensão CA de 85 V; Direita: tensão CA de 280 V

Pode-se verificar nos gráficos que o comportamento transitório da fonte é semelhante para diferentes valores de tensão de entrada, no caso, mínima e máxima.

O tempo de resposta que a fonte demanda para entrar em regime é aceitável e está de acordo com as necessidades do projeto.

As formas de onda apresentadas são relativas às tensões de entrada dos reguladores lineares, -7 V e +17 V e, a tensão controlada, -14 V.

Observa-se uma queda na tensão da saída -7 V logo em seguida à remoção da carga, mas devido à presença do regulador em série, tal queda não prejudica a especificação e o funcionamento da fonte dentro da aplicação. A medição da tensão da saída do regulador de -5 V no momento da resposta transitória foi realizada, porém não apresentada.

Durante o momento que a carga máxima é aplicada na saída de -14 V, nota-se um aumento de tensão nas saídas não monitoradas, -7 V e +17 V. A saída de +17 V sofre um aumento proporcionalmente maior que a saída de -7 V, podendo ser explicado pelo fato do enrolamento desta saída não ser monitorada pelo controlador e estar mais afastado do centro do núcleo.

3.4 Resposta transitória – Condição 2

A resposta transitória da fonte na condição 2 foi verificada seguindo os mesmos métodos da condição 1. Porém, a saída isolada de +14 V estava com carga máxima, ou seja, 200 mA e as demais com carga mínima.

De forma análoga ao experimento anterior, por um momento, uma carga de 600 mA foi aplicada e removida na saída de -14 V, enquanto que as demais cargas permaneceram em suas configurações iniciais.

As formas de onda adquiridas e apresentadas a seguir, figura 3.15 são relativas às tensões de entrada dos reguladores lineares, -7 V e +17 V e, a tensão controlada, -14 V, sendo que a fonte estava alimentada com 85 V_{CA} e 280V_{CA}.

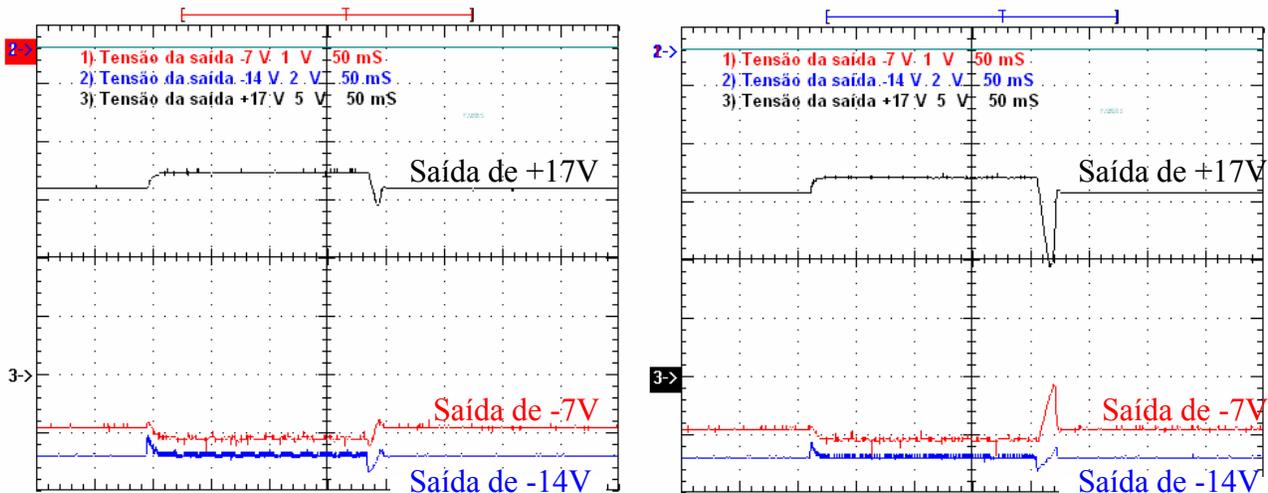


Fig. 3.15: Resposta transitória 2. Esquerda: tensão CA de 85 V; Direita: tensão CA de 280 V

Observa-se nos gráficos acima que em tensão de entrada máxima as saídas de -7 V e +17 V sofrem uma perda de regulação maior que em tensão mínima no momento que é removida a carga da saída de -14 V.

Deve-se notar que na condição de máxima tensão de entrada, o circuito de controle diminui a largura de pulso e, com a retirada de carga da saída controlada, a largura de pulso tende a diminuir mais. Associado a situação de carga máxima na saída isolada, fica justificada a perda de regulação para este instante.

A perda de regulação logo em seguida a remoção da carga também é observada na tensão da saída -7 V, mas devido à presença do regulador em série, tal queda não prejudica a especificação e o funcionamento da fonte dentro da aplicação, tanto para a saída de -7 V quanto para a saída de +17 V.

Durante o momento que a carga máxima é aplicada na saída de -14 V, nota-se um aumento de tensão nas saídas não monitoradas. A saída de +17 V sofre um aumento proporcionalmente maior que a saída de -7 V, mas não tão superior quanto na condição 1. Esta proporcionalidade inferior pode ser explicada pela existência de carga máxima na saída, aliado ao não monitoramento desta saída pelo controlador.

Mesmo com a queda de tensão momentânea, o controle eletrônico permanece operacional, sem perda de sua função, o que leva a concluir que o resultado deste experimento é aceitável.

O tempo medido para a fonte entrar em regime após a perturbação foi de 25 ms.

3.5 Rendimento

Foi levantado o rendimento da fonte através da medição da potência de saída dividida pela potência ativa de entrada, medido para seis tensões de entrada e as três versões de fonte. Todas as medidas foram realizadas com as cargas de saída configuradas para máximo.

Para o levantamento da potência de saída, multiplicou-se a tensão pela corrente de cada saída. Ao somar as multiplicações, obteve-se a potência total de saída.

A potência de entrada foi medida através de um medidor de potência, sendo possível obter a potência ativa consumida pela fonte.

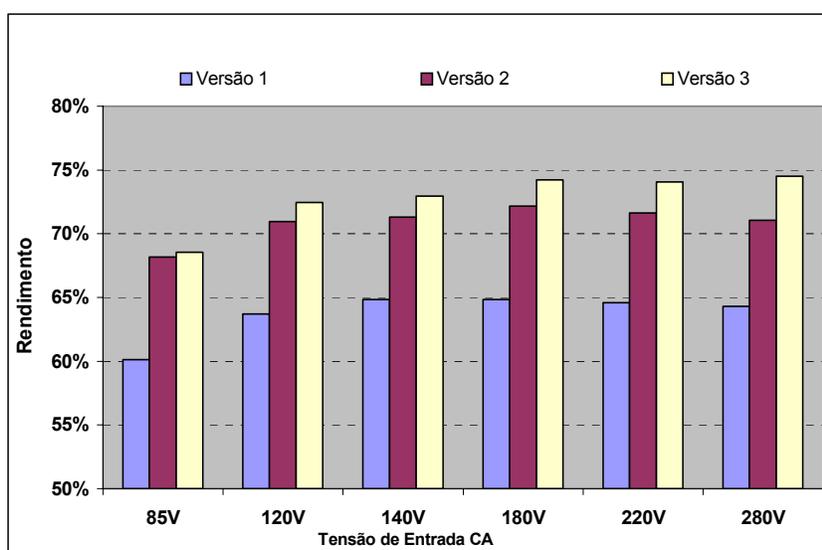


Fig. 3.16: Rendimento da fonte para as três versões

Observa-se que a versão 1 apresenta uma eficiência inferior às demais versões. Ao analisar o esquemático da fonte, é identificado que as versões 2 e 3 possuem um resistor de valor baixo, $2,2 \Omega$ e um protetor de corrente de *inrush* em série, que possui a resistência inicial de 10Ω , mas com o aquecimento inerente do seu corpo, a resistência série do componente diminui. Desta forma a resistência de entrada passa a ser menor que a da versão 1, que é constante em 10Ω .

Associado ao fato do maior resistor de entrada, a versão 1 trabalha com o VIPer 22, que possui uma resistência de canal do MOSFET de 15Ω , enquanto que o VIPer 32, utilizado nas versões 2 e 3, possui uma resistência de canal de $5,3 \Omega$, minimizando as perdas por condução.

A solução de CIs com MOSFETs integrados ao controle, traz a desvantagem de ter uma resistência de canal do MOSFET alta, mas possuem a vantagem do baixo custo.

Capítulo 4

Interferência Eletromagnética

O trabalho de aprovação do controle eletrônico de acordo com as normas internacionais de EMC/EMI despendeu muitas horas de engenharia a fim de encontrar uma solução que atendesse o custo do projeto e que não causasse impacto significativo na dimensão da placa do controle eletrônico, uma vez que a área reservada a este já era definida

Vários ensaios foram realizados até que se obtivesse uma configuração de filtro capaz de eliminar os ruídos eletromagnéticos emitidos à rede elétrica por condução.

Este capítulo apresenta os métodos de medição da emissão de ruído conduzido por um eletrodoméstico, assim como os níveis permitidos nas normas internacionais. Apresentam também os resultados obtidos originalmente e após a série de experimentos, levando à configuração final.

4.1 A norma de certificação

Os eletrodomésticos devem ser certificados de acordo com a norma internacional CISPR-14-1 [5], seguindo os requisitos de medição da norma CISPR-16-1-1 [29] e CISPR-16-1-2 [31].

A medida de ruído eletromagnético é realizada por um analisador de espectro em conjunto com uma *Line Impedance Stabilization Network*, LISN, e a sua grandeza é expressa em dB μ V. Os limites de ruído eletromagnético permitidos são descritos dentro das normas [5 e 32], e apresentados na tabela 4.1:

Tab. 4.1: Limites de ruído eletromagnético conduzido [5]

Faixa de frequência[MHz]	<i>Quasi-peak</i> [dB μ V]	<i>Average</i> [dB μ V]
0,15 a 0,50	Decresce linearmente com o logaritmo da frequência de: 66 a 56	
0,50 a 5	56	46
5 a 30	60	50

As práticas internas da empresa ditam que o produto deve apresentar níveis de ruído inferiores a 4 dB μ V em relação à norma [5], garantindo a variação de componentes durante a produção e mesmo do processo de montagem do produto.

O ensaio de emissão conduzida é realizado preferencialmente em uma câmara semi-anecóica, mas podendo também ser realizado em outros ambientes sem blindagem eletromagnética, chamado de campo aberto [33].

O *setup* é constituído de um plano terra, onde é alocado um tablado de madeira para garantir uma distância de 10 cm entre o produto e o plano terra.

O eletrodoméstico é alimentado através de uma LISN, cujas funções são:

- 1) Isolar o ruído proveniente da rede elétrica, bem como, evitar que o ruído gerado pelo equipamento em teste polua a rede elétrica;
- 2) Evitar distorções de medidas provenientes de ruídos inerentes à rede elétrica;
- 3) Captar o ruído gerado pelo produto, possibilitando a sua medida através de uma conexão com o analisador de espectro.

Por fim, um analisador de espectro contendo detetores de *Peak*, *Quasi-peak* e *Average* é conectado à LISN através de um cabo coaxial, permitindo a execução das medidas de ruído conduzido. Para a automatização dos ensaios, um microcomputador é conectado ao analisador de espectro.

A figura a seguir mostra o *setup* utilizado para a realização de ensaios em campo aberto, sendo possível identificar todos os equipamentos utilizados.

Note a existência de um dispositivo a mais na figura, um variador de tensão, cuja função é ajustar a tensão de entrada do produto de acordo com sua especificação, 127 V ou 220 V.

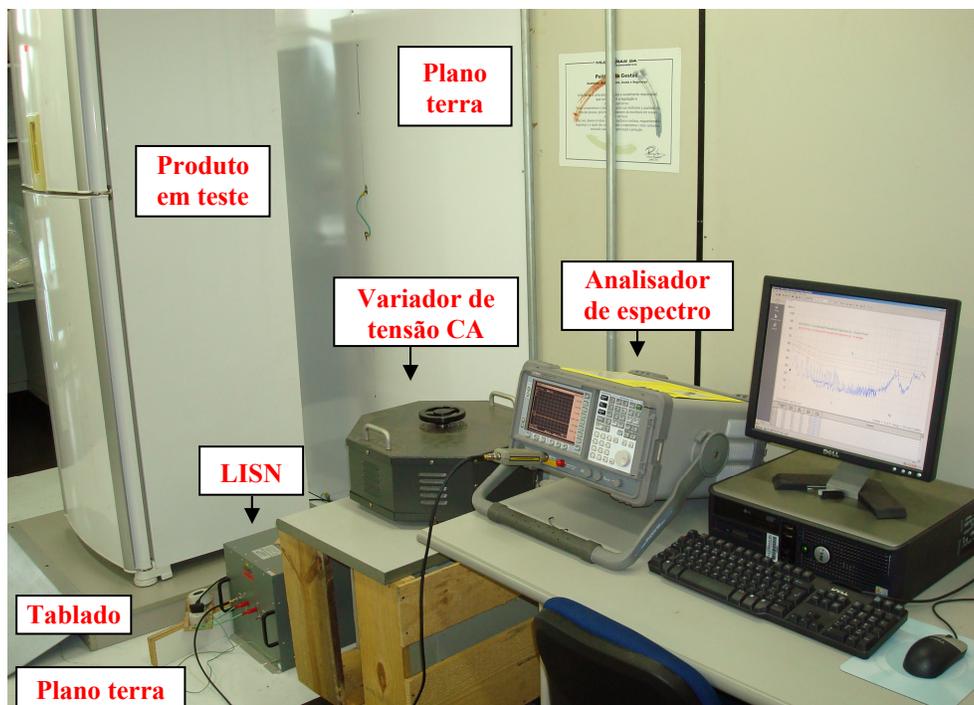


Fig. 4.1: *Setup* de ensaio de emissão de ruído conduzido em campo aberto

4.2 Ensaaios

Os níveis permitidos pela CISPR-14-1 são exatamente os mesmos estabelecidos pela CISPR-22-Classe B [32], assim como os métodos de ensaio, permitindo o laboratório realizar os testes de acordo com a disposição da norma. Desta forma, os gráficos apresentados neste trabalho referenciam-se à norma CISPR-22.

Os dois primeiros gráficos apresentam as medidas realizadas com o refrigerador original 220 V. O primeiro é relativo à fase 1 e o segundo à fase 2 da rede elétrica.

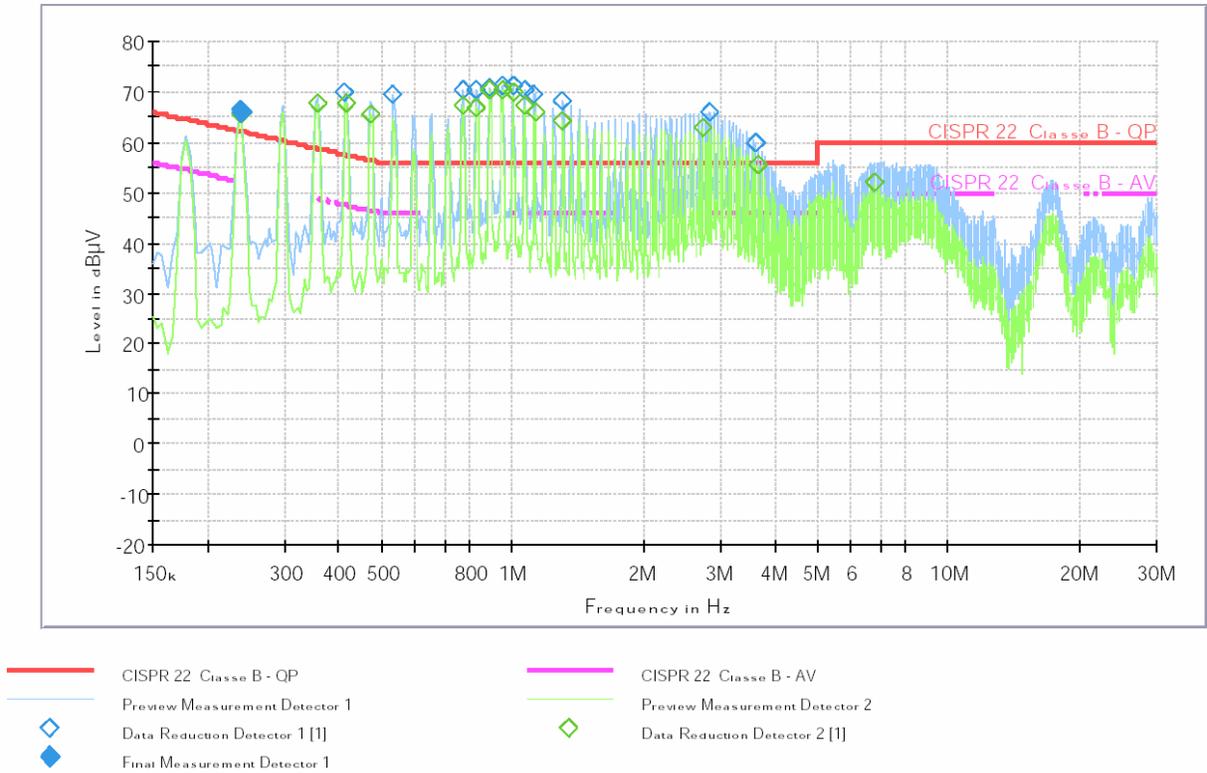


Fig. 4.2: Gráfico de ruído conduzido, produto original 220V/fase 1

Este gráfico apresenta medidas de *Quasi-peak* (QP), em azul e *Average* (AV), em verde, fora dos limites estabelecidos pela norma em boa parte do espectro de frequência.

Os limites de QP e AV são destacados em vermelho e roxo, respectivamente.

De acordo com o critério de aprovação da CISPR-14-1 e CISPR-22-Classe B, o produto não está aprovado, pois a medida apresenta valores de QP e AV superiores aos permitidos.

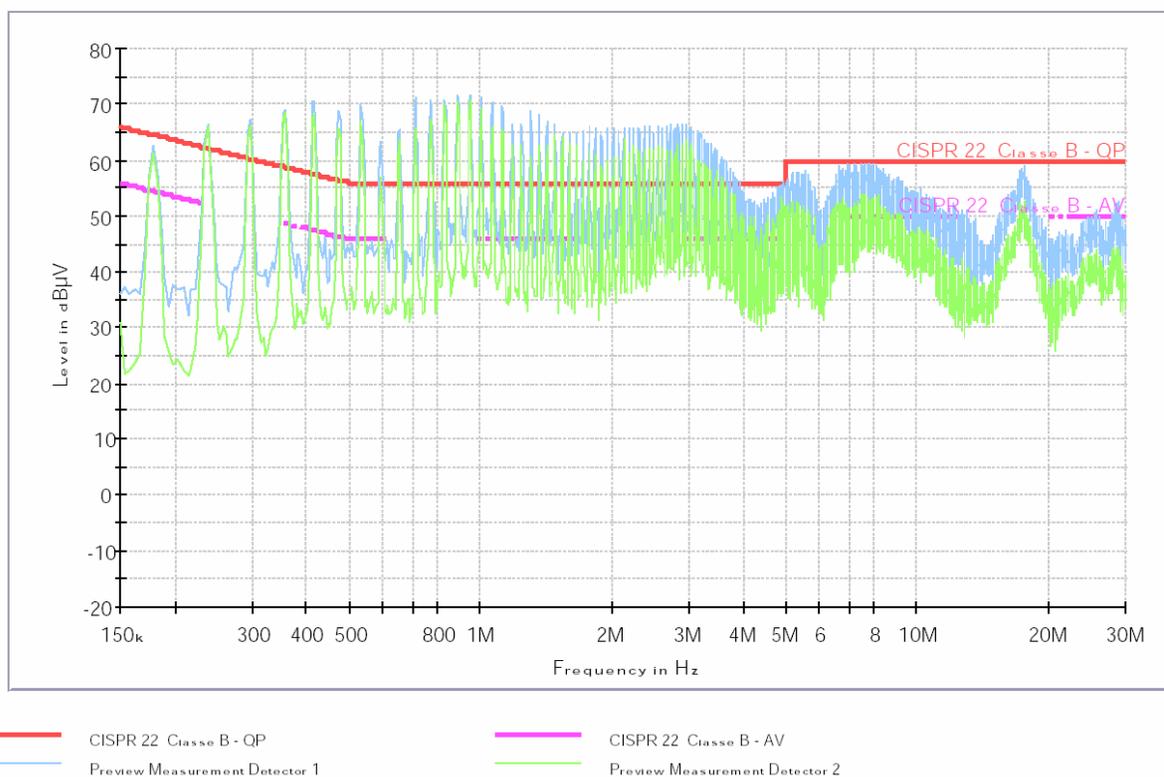


Fig. 4.3: Gráfico de ruído conduzido, produto original 220V/fase 2

O gráfico da fase 2 também apresenta boa parte do espectro de frequência com ruído fora do limite, porém tendo uma piora da medida de AV na faixa de frequência de 5 a 10MHz.

De acordo com o critério de aprovação da CISPR-14-1 e CISPR-22-Classe B, o produto não está aprovado, pois a medida apresenta valores de QP e AV superiores aos permitidos.

O produto 127 V apresentou gráficos de ruído semelhantes aos do refrigerador 220 V, permitindo o foco no produto 220 V.

Diversos experimentos foram realizados de forma a entender a fonte do problema e como solucionar a reprovação do teste de ruído conduzido.

Uma solução com bom resultado, foi realizar uma blindagem eletromagnética ao redor do elemento magnético, constituído de uma volta de fita de cobre no exterior do mesmo, envolvendo o *gap* inerente do núcleo EE utilizado na construção [6, 33 e 34].

A figura 4.4 mostra a blindagem realizada.

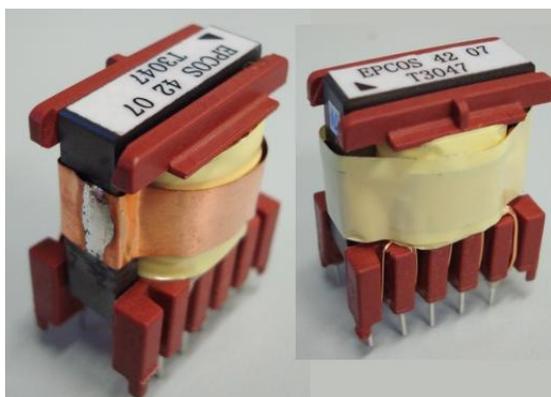


Fig. 4.4: Dispositivo magnético com blindagem eletromagnética

O gráfico abaixo apresenta o resultado do ensaio utilizando a blindagem. A redução dos níveis de ruídos ao longo do espectro é notória.

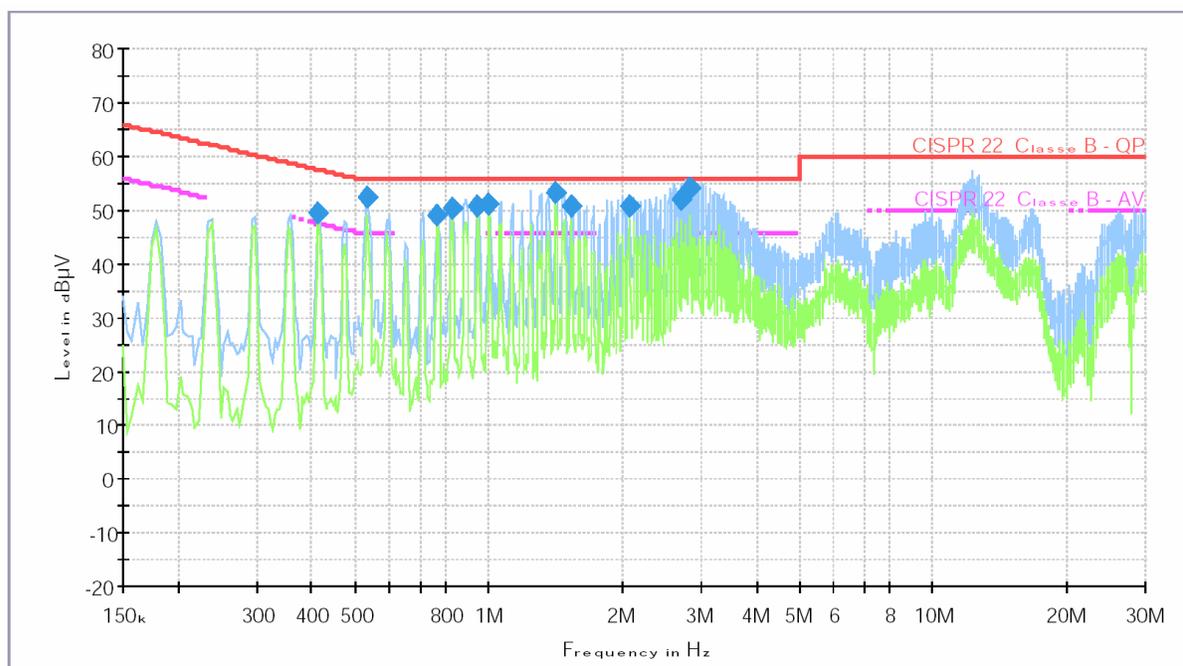


Fig. 4.5: Gráfico de ruído conduzido, produto 220 V/fase 2 e dispositivo magnético blindado

4.3 Resultado dos ensaios

As modificações que apresentaram melhores desempenhos na tratativa de solucionar o problema de ruído conduzido foram as seguintes:

- 1) Blindagem eletromagnética no indutor acoplado;
- 2) Acréscimo de um filtro de modo diferencial, constituído de um segundo indutor entre os terras dos capacitores eletrolíticos de entrada, com valor de indutância de 1 mH;
- 3) Acréscimo de um filtro de modo comum, constituído por dois capacitores de 3,3 nF do tipo “Y” conectando a entrada da rede CA ao terra de segurança, vide figura 4.7;
- 4) Acréscimo de um indutor de 400 μ H no cordão de terra de segurança do produto, constituído por um núcleo de ferrite no formato de toróide, com 13 espiras do próprio fio terra;
- 5) O indutor original da entrada, L1 da figura 2.16, teve o seu valor modificado para 1 mH ao invés de 220 μ H.

O gráfico a seguir mostra o resultado do teste de ruído conduzido com a versão final:

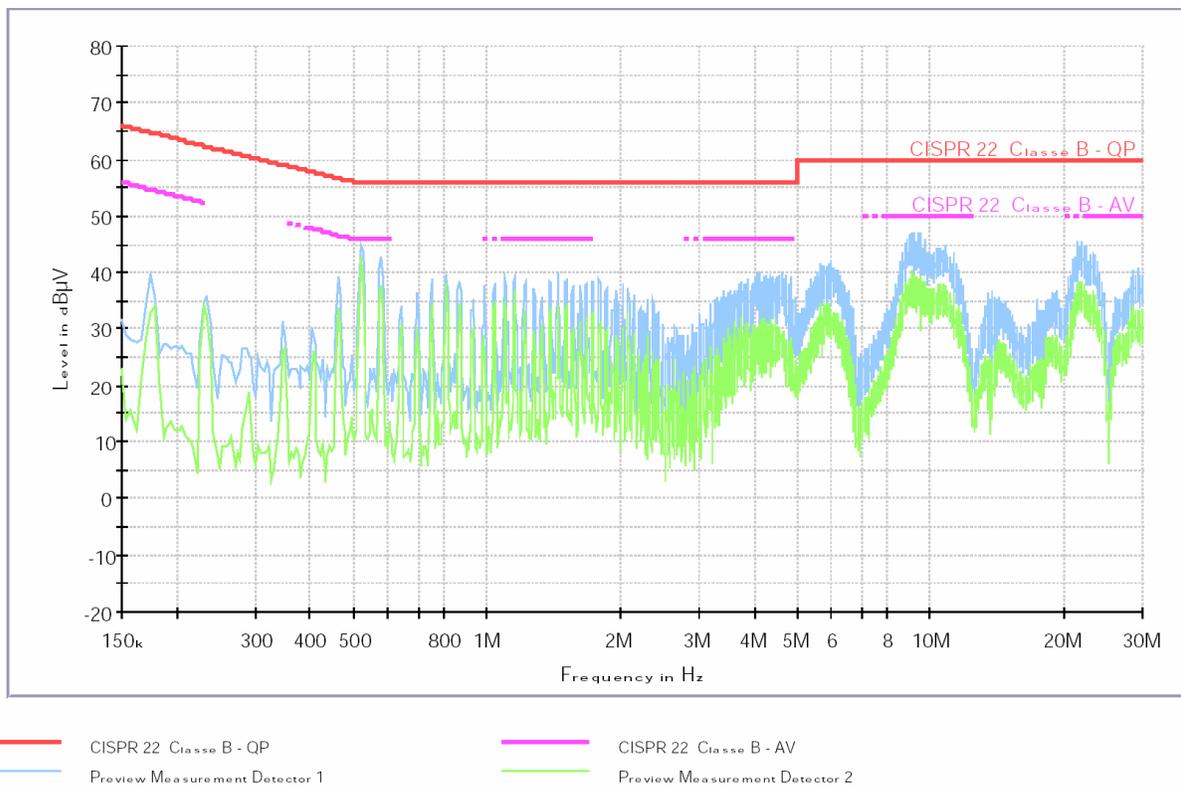


Fig. 4.6: Gráfico de ruído conduzido, produto modificado 220V/fase 2

As modificações foram implementadas no produto 127 V e mostraram-se tão eficientes quanto no produto 220 V.

A implementação das modificações no *layout* da placa deve ser muito criteriosa, pois um roteamento mal elaborado em conjunto com um posicionamento desregrado pode levar a uma nova reprovação do controle eletrônico. O roteamento correto e criterioso é fundamental para o sucesso da implementação das melhorias identificadas durante testes de desenvolvimento [33 e 34].

A seguir é exemplificado o circuito de entrada modificado da fonte através de uma figura.

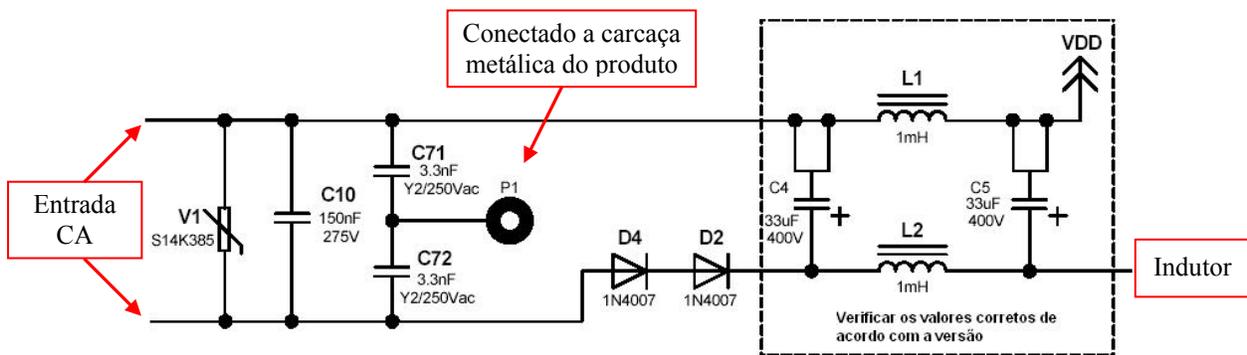


Fig. 4.7: Esquema elétrico do novo circuito de filtro

Capítulo 5

Conclusão

No presente trabalho apresentamos uma proposta de fonte capaz de entregar diferentes potências de saída, com mínima mudança de componentes, dentro de um mesmo *layout* de PCI. Garantindo a utilização de componentes em larga escala de forma a agregar volume a estes componentes e, por consequência, reduzir custo e tempo de desenvolvimento. Foram analisadas três versões diferentes da fonte, consequentemente, três potências de saída diferentes.

O elemento magnético é o componente que possui o maior valor agregado da fonte de alimentação e, de acordo com este trabalho, foi possível consolidar 3 modelos diferentes em apenas um componente. Esta unificação trouxe uma redução de custo de desenvolvimento do ponto de vista de tempo e também do ponto de vista monetário.

Redução de tempo, pois os testes e certificações de componentes foram focados em apenas um componentes, ao invés de três. Redução monetária, pois o processo de certificação e mesmo desenvolvimento técnico, demanda investimentos em ferramentais de construção e fabricação, assim como o custo da hora engenheiro.

Pode-se afirmar que o desenvolvimento desta proposta de fonte trouxe para a empresa a redução de custo de certificação e homologação do dispositivo magnético em um terço do que seria gasto, caso três dispositivos fossem desenvolvidos.

Os níveis de tensão entregues pela fonte foram selecionados de forma a atender todas as categorias de negócios da empresa, o que vale dizer que para um futuro desenvolvimento de um novo controle eletrônico com necessidades de potência dentro da especificação do trabalho, a fonte não precisará ser desenvolvida novamente.

O rendimento global da fonte medido demonstrou-se próximo do valor estimado, mesmo assim, tais valores medidos da prática são aceitáveis, e enquadram-se dentro do projeto. A versão 1 foi a que apresentou o pior rendimento dentro das três versões. Tal fato deve-se a existência de elementos passivos em série com o circuito de entrada, aumentando as perdas do circuito e consequentemente, reduzindo o rendimento. Outro motivo para o rendimento não muito alto é a utilização de reguladores lineares de tensão em série com duas das três saídas.

A unificação do elemento magnético, foi realizada através da utilização da menor indutância, calculada para a versão 3, cuja a potência de saída é a maior. Esta escolha de

indutância primária, teve como consequência correntes de pico primárias para as versões 1 e 2, maiores do que se a indutância tivesse sido projetada para cada versão. Outra consequência deste aumento de corrente, foi que ao ser considerado o limite de potência de saída em tensão de entrada mínima e extremo superior de temperatura, houve a necessidade da troca do CI controlador da fonte para uma versão superior ao especificado inicialmente. Mesmo com o acréscimo de potência do CI, tornou-se viável a implementação do mesmo dispositivo magnético para todas as versões.

A alta tensão de *ripple* aceita pelo projeto, submeteu a fonte a trabalhar em condição crítica de condução de corrente, quando operada sob situação de mínima tensão de rede, máxima carga nas saídas e envoltória inferior da forma de onda da tensão de *ripple*. Este ponto em momento algum tornou-se crítico para o projeto, fato constatado durante os testes de certificação e homologação do controle eletrônico realizado pela empresa.

Os resultados práticos da fonte fomentam a possibilidade de novos desenvolvimentos com esta fonte, do ponto de vista de melhorias. Por exemplo, a pequena variação de tensão obtida na saída de -7 V , possibilita um estudo mais apurado de forma a remover o regular de tensão linear, trazendo uma redução de custo para o projeto e, por consequência, uma possível melhora do rendimento.

A melhoria citada anteriormente, remoção do elemento regulador série, trará também a necessidade do melhor entendimento das causas e efeitos da resposta transitória da fonte.

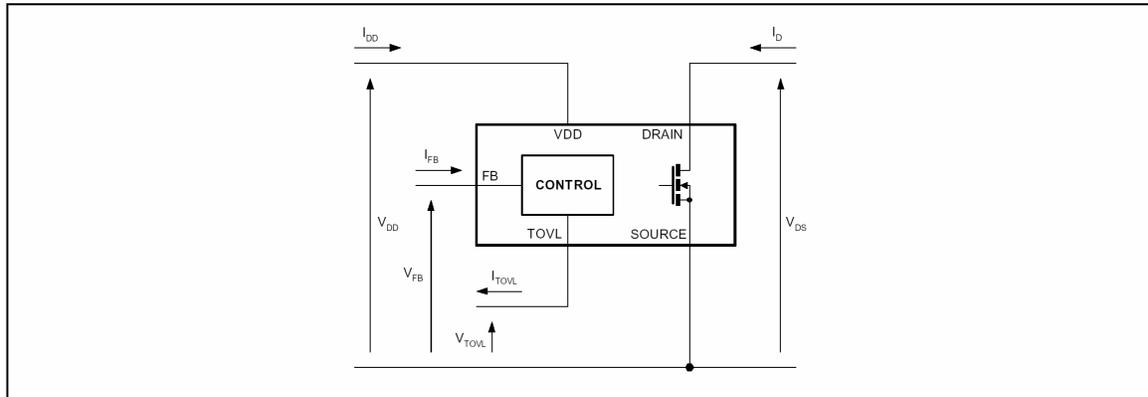
Por fim, o trabalho realizado durante o desenvolvimento de EMC/EMI do controle eletrônico teve como metodologia, a solução por tentativa e erro, e pouco foi aprendido e documentado sobre a causa raiz do problema de emissão conduzida de ruído eletromagnético para a rede. Assim, um trabalho com foco na compreensão da causa raiz, poderia trazer conhecimento acadêmico e possivelmente alguma redução de custo para o produto, ou mesmo, uma melhoria do processo de fabricação, uma vez que os filtros adicionados acrescentaram complexidade.

VIPer32DIP

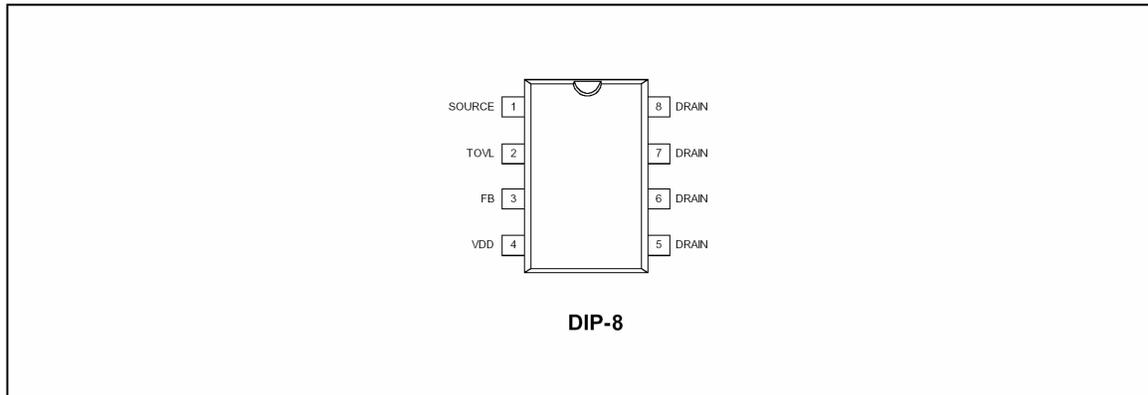
PIN FUNCTION

Name	Function
V _{DD}	Power supply of the control circuits. Also provides a charging current during start up thanks to a high voltage current source connected to the drain. For this purpose, an hysteresis comparator monitors the V _{DD} voltage and provides two thresholds: - V _{DDon} : Voltage value (typically 14.5 V) at which the device starts switching and turns off the start up current source. - V _{DDoff} : Voltage value (typically 8 V) at which the device stops switching and turns on the start up current source.
SOURCE	Power MOSFET source and circuit ground reference.
DRAIN	Power MOSFET drain. Also used by the internal high voltage current source during start up phase for charging the external VDD capacitor.
FB	Feedback input. The voltage range extends from 0V to 1V, and defines the peak drain MOSFET current. The overload current, which corresponds to the maximum drain current, is obtained for a FB pin shorted to the SOURCE pin. This condition is triggering the overload protection. The useful range of FB voltage extends from 0.15V to 1V, corresponding to a peak drain current comprised between the device current capability and 0, respectively. See also the TOVL function.
TOVL	This pin allows the connection of an external capacitor for delaying the overload protection, which is triggered by a voltage on the FB pin lower than 0.15V. See also the FB function.

CURRENT AND VOLTAGE CONVENTIONS



CONNECTION DIAGRAM



VIPer32DIP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DS(sw)}$	Switching Drain Source Voltage ($T_j=25 \dots 125^\circ\text{C}$) (See note 1)	-0.3 ... 650	V
$V_{DS(st)}$	Start Up Drain Source Voltage ($T_j=25 \dots 125^\circ\text{C}$) (See note 2)	-0.3 ... 400	V
I_D	Continuous Drain Current	Internally limited	A
V_{DD}	Supply Voltage	0 ... 50	V
I_{FB}	Feedback Current	3	mA
V_{ESD}	Electrostatic Discharge: Machine Model ($R=0\Omega$; $C=200\text{pF}$) Charged Device Model	200 1.5	V kV
T_j	Junction Operating Temperature	Internally limited	$^\circ\text{C}$
T_c	Case Operating Temperature	-40 to 140	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$

Note: 1. This parameter applies when the start up current source is off. This is the case when the V_{DD} voltage has reached V_{DDon} and remains above V_{DDoff} .

2. This parameter applies when the start up current source is on. This is the case when the V_{DD} voltage has not yet reached V_{DDon} or has fallen below V_{DDoff} .

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-Pins	15	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-Ambient (See note 3)	45	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Note: 3. When mounted on a standard single-sided FR4 board with 200 mm² of Cu (at least 35 μm thick) connected to all DRAIN pins.

VIPer32DIP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_j=25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD}=18\text{V}$, unless otherwise specified)

POWER SECTION

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
BV_{DSS}	Drain-Source Voltage	$I_D=1\text{mA}$; $V_{FB}=2\text{V}$	650			V
I_{DSS}	Off State Drain Current	$V_{DS}=500\text{V}$; $V_{FB}=2\text{V}$; $T_j=125^{\circ}\text{C}$			0.1	mA
R_{DSon}	Static Drain-Source On State Resistance	$I_D=0.7\text{A}$ $I_D=0.7\text{A}$; $T_j=100^{\circ}\text{C}$		5.3	6 11	Ω
t_f	Fall Time	$I_D=0.1\text{A}$; $V_{IN}=300\text{V}$ (See fig.1) (See note 1)		140		ns
t_r	Rise Time	$I_D=0.7\text{A}$; $V_{IN}=300\text{V}$ (See fig.1) (See note 1)		25		ns
C_{oss}	Drain Capacitance	$V_{DS}=25\text{V}$		70		pF

Note: 1. On clamped inductive load

SUPPLY SECTION

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{DDch}	Start Up Charging Current	$V_{DS}=100\text{V}$; $V_{DD}=5\text{V} \dots V_{DDon}$ (See fig. 2)		-1		mA
I_{DDoff}	Start Up Charging Current in Thermal Shutdown	$V_{DD}=5\text{V}$; $V_{DS}=100\text{V}$ $T_j > T_{SD} - T_{HYST}$	0			mA
I_{DD0}	Operating Supply Current Not Switching	$I_{FB}=2\text{mA}$		3	5	mA
I_{DD1}	Operating Supply Current Switching	$I_{FB}=0.5\text{mA}$; $I_D=50\text{mA}$ (See note 2)		4.5		mA
V_{DDoff}	V_{DD} Undervoltage Shutdown Threshold	(See fig. 2)	6.8	8	9.2	V
V_{DDon}	V_{DD} Start Up Threshold	(See fig. 2)	12.3	14.5	16.7	V
V_{DDhyst}	V_{DD} Threshold Hysteresis	(See fig. 2)	5.0	6.5	8	V
V_{DDovp}	V_{DD} Overvoltage Threshold		35.7	42.0	48.3	V

Note: 2. These test conditions obtained with a resistive load are leading to the maximum conduction time of the device.

OSCILLATOR SECTION

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
F_{OSC}	Oscillator Frequency Total Variation	$V_{DD}=V_{DDoff} \dots 35\text{V}$; $T_j=0 \dots 100^{\circ}\text{C}$	54	60	66	kHz

VIPer32DIP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_j=25^\circ\text{C}$, $V_{DD}=18\text{V}$, unless otherwise specified)

PWM COMPARATOR SECTION

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
G_{ID}	I_{FB} to I_D Current Gain	(See fig. 4)		1400		
I_{Dlim}	Peak Drain Current Limitation	$V_{FB}=0\text{V}$ (See fig. 4)	1.35	1.7	2.05	A
I_{Dmax}	Drain Current Capability	$V_{FB}=V_{FBovl}$ (See fig. 4)	1.1	1.45	1.8	A
I_{FBsd}	I_{FB} Shutdown Current	(See fig. 4)		0.9		mA
R_{FB}	FB Pin Input Impedance	$I_D=0\text{mA}$ (See fig. 4)		1.1		$k\Omega$
t_d	Current Sense Delay to Turn-Off	$I_D=0.7\text{A}$		200		ns
t_b	Blanking Time			500		ns
t_{ONmin}	Minimum Turn On Time			700		ns

OVERLOAD CONTROL SECTION

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{FBovl}	Overload Threshold on FB pin	TOVL pin open (See fig. 4)	120	150	180	mV
V_{OVLth}	Overload Threshold on TOVL pin	(See fig. 3)		4.5		V
V_{OVLrst}	Overload Reset on TOVL pin	(See fig. 3)		1.2		V
t_{OVL}	Overload Delay	$C_{OVL}=100\text{nF}$ (See fig. 3)		6		ms
D_{OVL}	Active Duty Cycle in Overload Condition	$V_{FB}=0\text{V}$; $C_{OVL}=100\text{nF}$ (See fig. 3)		10		%

OVERTEMPERATURE SECTION

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
T_{SD}	Thermal Shutdown Temperature	(See fig. 5)	140	170		$^\circ\text{C}$
T_{HYST}	Thermal Shutdown Hysteresis	(See fig. 5)		40		$^\circ\text{C}$

VIPer32DIP

Figure 1: Rise and Fall Time

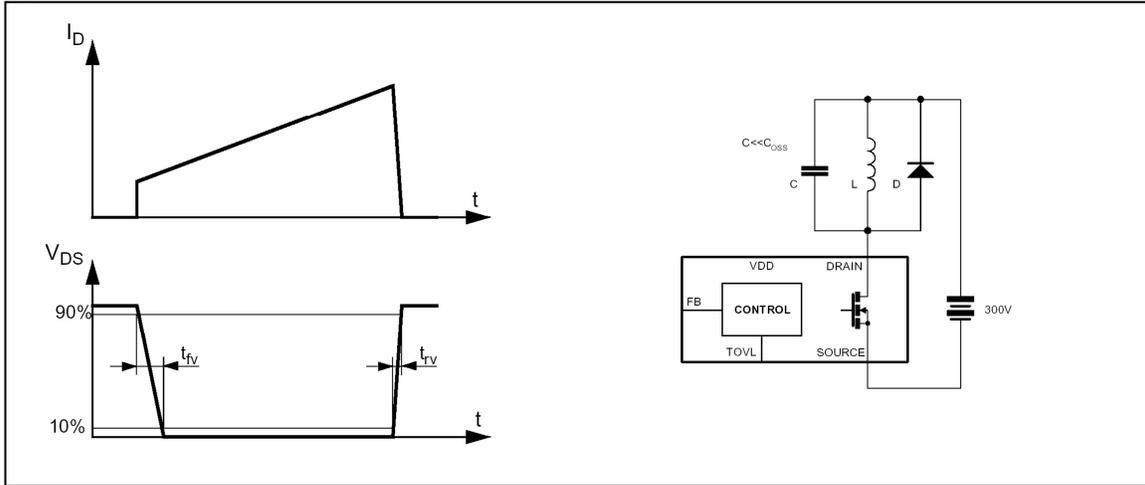


Figure 2: Start Up VDD Current

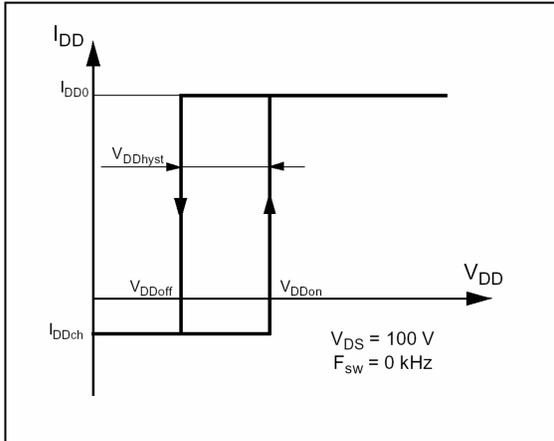


Figure 3: Overload Delay and Active Duty Cycle

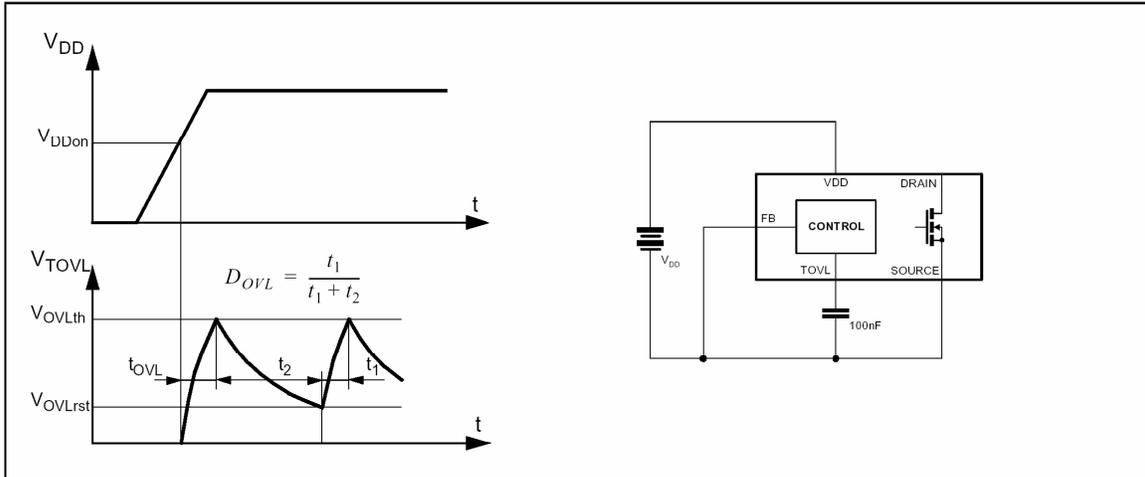


Figure 4: Peak Drain Current Vs. Feedback Current

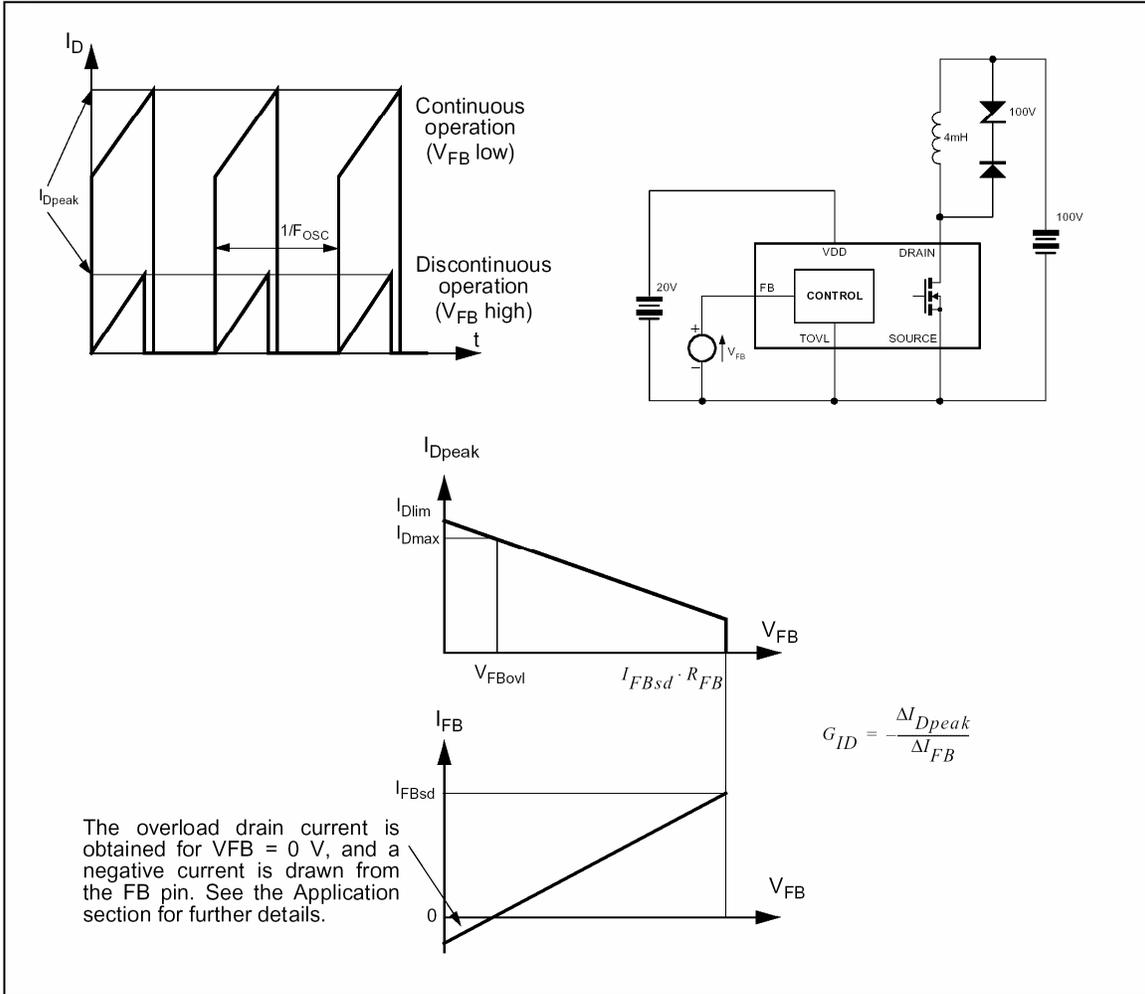
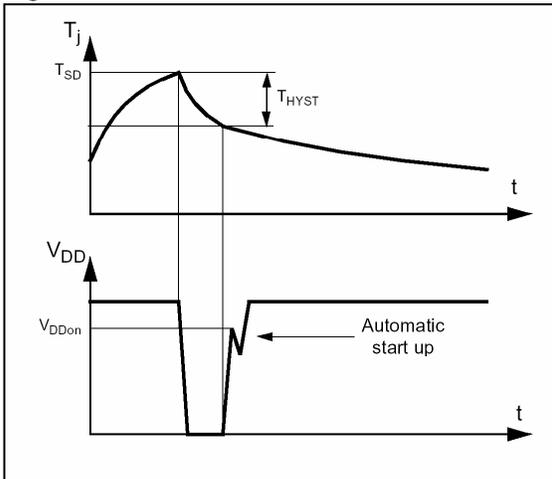


Figure 5: Thermal Shutdown



VIPer32DIP

Figure 6: Switching Frequency Vs. Temperature

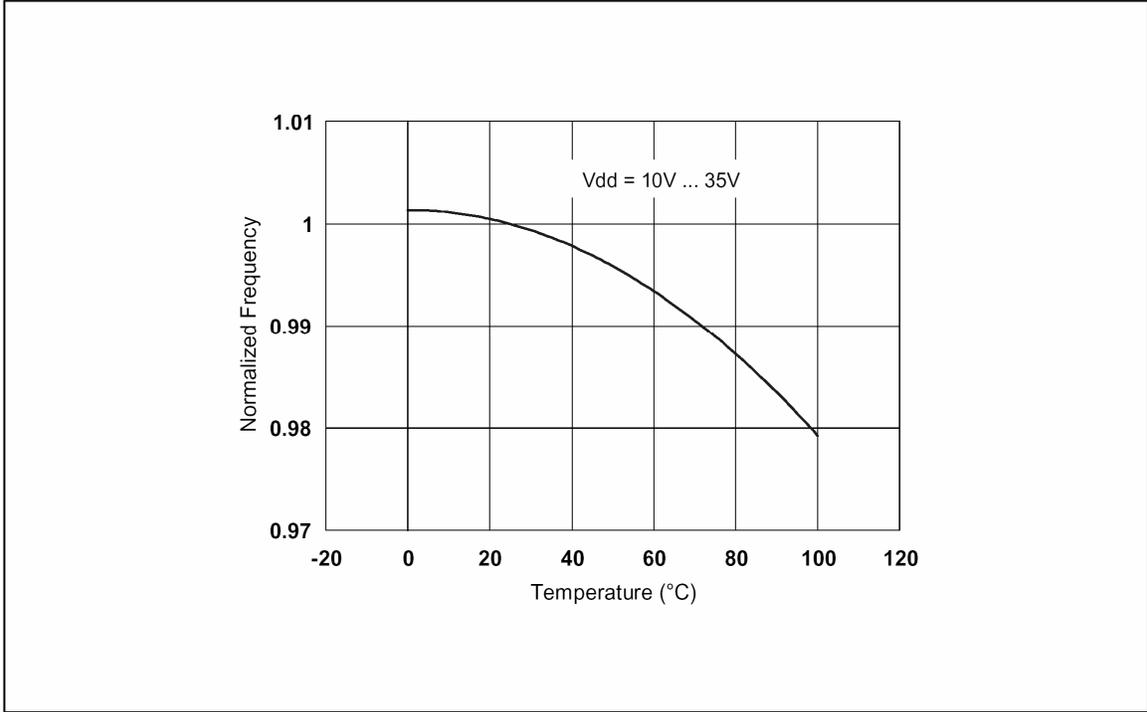
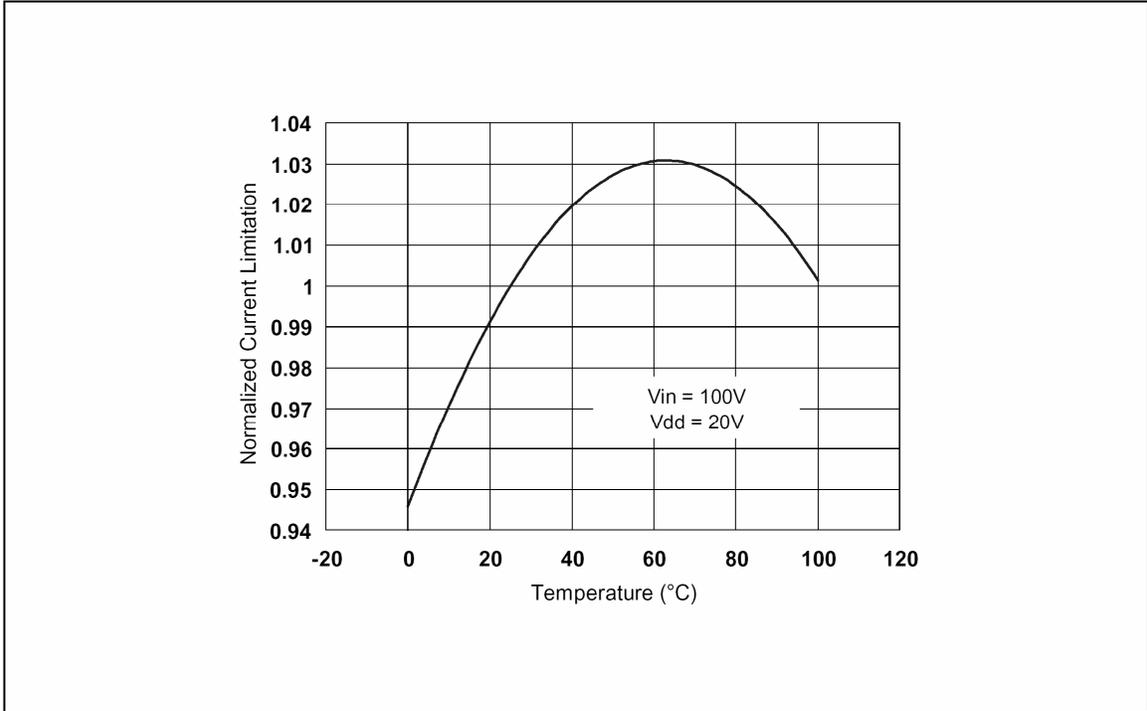


Figure 7: Overload Drain Current Vs. Temperature



FEEDBACK PIN PRINCIPLE OF OPERATION

A feedback pin controls the operation of the device. Unlike conventional PWM control circuits which use a voltage input (the inverted input of an operational amplifier), the FB pin is sensitive to current. Figure 8 presents the internal current mode structure.

The Power MOSFET delivers a sense current I_S which is proportional to the main current I_D . R2 receives this current and the current coming from the FB pin. The voltage across R2 is then compared to a fixed reference voltage of about 0.2 V. The MOSFET is switched off when the following equation is reached:

$$R_2 \cdot (I_S + I_{FB}) = 0.2V$$

By extracting I_S :

$$I_S = \frac{0.2V}{R_2} - I_{FB}$$

Using the current sense ratio of the MOSFET G_{ID} :

$$I_D = G_{ID} \cdot I_S = G_{ID} \cdot \left(\frac{0.2V}{R_2} - I_{FB} \right) \quad (1)$$

The overload current is obtained with the FB pin shorted to ground ($V_{FB} = 0V$). This leads to a negative current sourced by this pin, and expressed by:

$$I_{FB} = -\frac{0.2V}{R_1}$$

By reporting this expression in the previous one, it is possible to obtain the peak drain current I_{Dov1} :

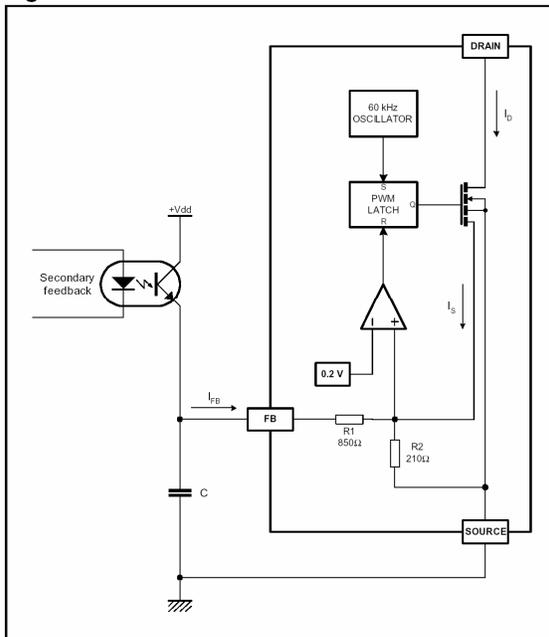
$$I_{Dlim} = G_{ID} \cdot 0.2V \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$

In a real application, the FB pin is driven with an optocoupler as shown on figure 8 which acts as a pull up. So, it is not possible to really short this pin to ground and the above drain current value is not achievable. Nevertheless, the capacitor C is averaging the voltage on the FB pin, and when the optocoupler is off (start up or short circuit), it can be assumed that the corresponding voltage is very close to 0 V.

For low drain currents, the formula (1) is valid as long as $I_{FB} < I_{FBsd}$, where I_{FBsd} is an internal threshold of the VIPer32DIP. If I_{FB} exceeds this threshold the device will stop switching. This is represented on figure 4, and I_{FBsd} value is specified in the PWM COMPARATOR SECTION. Actually, as soon as the drain current is about 12% of I_{Dlim} , that is to say 200 mA, the device will enter a burst mode operation by missing switching cycles. This is especially important when the converter is lightly loaded.

It is then possible to build the total DC transfer function between I_D and I_{FB} as shown on figure 9. This figure takes also into account the internal blanking time and its associated minimum turn on time. This imposes a minimum drain current under which the device is no more able to control it in a linear way. This drain current depends on the primary inductance value of the transformer and the input voltage. Two cases may occur, depending on the value of this current versus the fixed 200 mA value, as described above.

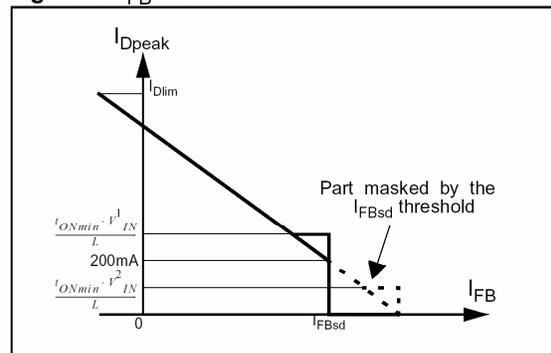
Figure 8: Internal Current Control Structure



START UP SEQUENCE

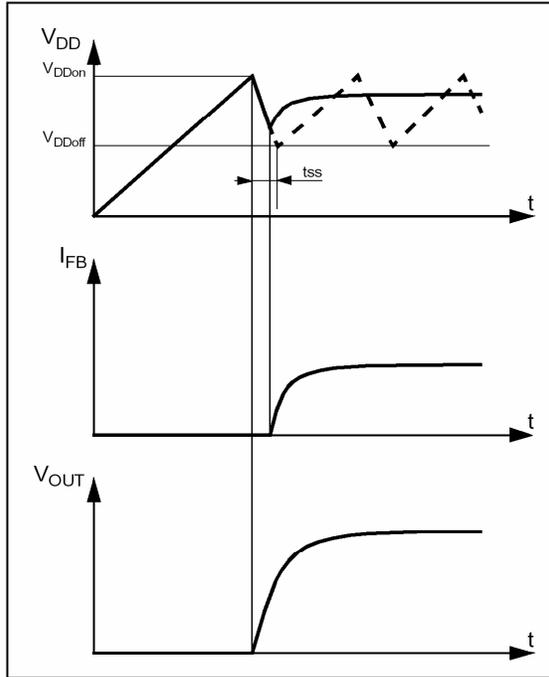
This device includes a high voltage start up current source connected on the drain of the device. As soon as a voltage is applied on the input of the converter, this start up current source is activated

Figure 9: I_{FB} Transfer function



VIPer32DIP

Figure 10: Start Up Sequence



as long as V_{DD} is lower than V_{DDon} . When reaching V_{DDon} , the start up current source is switched off and the device begins to operate by turning on and off its main power MOSFET. As the FB pin does not receive any current from the optocoupler, the device operates at full current capacity and the output voltage rises until reaching the regulation point where the secondary loop begins to send a current in the optocoupler. At this point, the converter enters a regulated operation where the FB pin receives the amount of current needed to deliver the right power on secondary side.

This sequence is shown in figure 10. Note that during the real starting phase t_{ss} , the device consumes some energy from the V_{DD} capacitor, waiting for the auxiliary winding to provide a continuous supply. If the value of this capacitor is too low, the start up phase is terminated before receiving any energy from the auxiliary winding and the converter never starts up. This is illustrated also in the same figure in dashed lines.

OVERLOAD PROTECTION

A V_{FBovl} threshold of about 150 mV has been implemented on the FB pin. When the FB voltage is going below this level, the capacitor connected on the TOVL pin begins to charge. When reaching typically 3.6 V (V_{OVLth}), the internal mosfet driver is disabled and the device stops switching. This state is latched thanks to the hysteresis of the overload comparator, which will authorize the normal

switching operation only when the TOVL capacitor has discharged back to 1 V (V_{OVLrst}). The discharge path has been designed in such a way that its duration is ten times longer, thus limiting the active duty cycle (D_{OVL}) to about 10 %. This value is especially important for limiting the average output power or current to acceptable value, when working in short circuit condition.

A second role of this TOVL capacitor is to provide the needed delay at start up, when the FB pin is stuck to zero, waiting for the converter to start. During this time, the TOVL voltage is rising up and the value of the TOVL capacitor must be chosen to allow the FB pin to rise above the V_{FBovl} threshold before triggering the protection. A typical value for the time to reach the protection trigger (t_{OVL}) is about 6.6 ms for a 100 nF capacitor.

All this behavior can be observed on figure 3.

In datasheet two drain current parameters are shown: I_{Dlim} and I_{Dmax} . I_{Dlim} is the peak drain current limitation and it represents the VIPer32DIP drain current magnitude. I_{Dmax} is the drain current capability and it represents the VIPer32DIP drain current value when the voltage of the TOVL capacitor is V_{OVLth} . The parameter I_{Dmax} is the drain current to take into account for design purpose. Since I_{Dmax} represents the maximum value for which the overload protection is not triggered, it defines the power capability of the power supply.

OVERVOLTAGE THRESHOLD

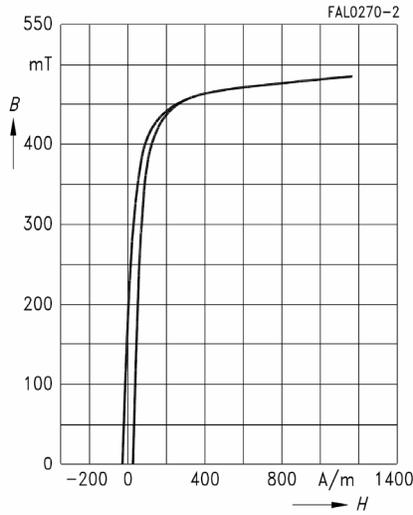
An overvoltage detector on the V_{DD} pin allows the VIPer32DIP to reset itself when V_{DD} exceeds V_{DDovp} . This is illustrated in figure 11, which shows the whole sequence of an overvoltage event. Note that this event is only latched for the time needed by V_{DD} to reach V_{DDoff} , and then the device resumes normal operation automatically.

Apêndice III

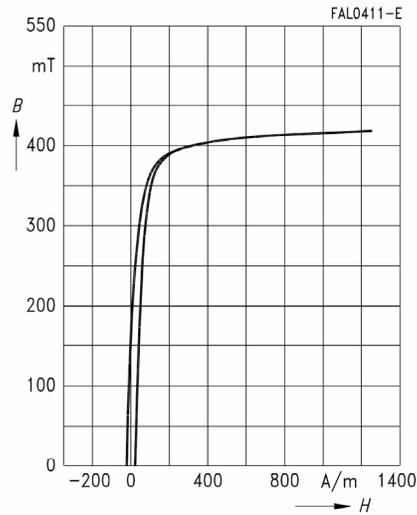


SIFERRIT materials
N27

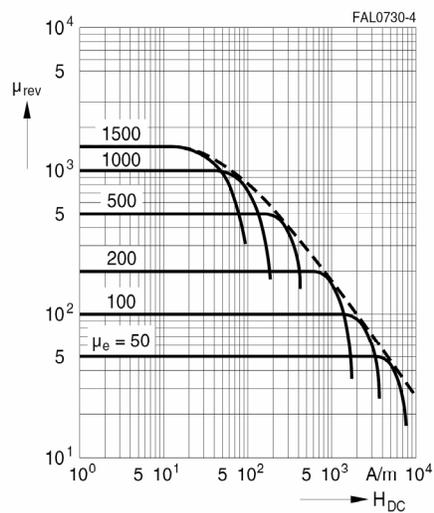
Dynamic magnetization curves
(typical values)
(f = 10 kHz, T = 25 °C)



Dynamic magnetization curves
(typical values)
(f = 10 kHz, T = 100 °C)



DC magnetic bias
measured on ETD cores
($\bar{B} \leq 0.25$ mT, f = 10 kHz, T = 25 °C)



Please read *Important notes*
and *Cautions and warnings*.

30 09/06

Fig. A3.2: Especificação magnética do núcleo de ferrite utilizado no indutor

Referências Bibliográficas

- [1] Mello, L. F. P. (1987). Projeto de Fontes Chaveadas, primeira edição., Érica.
- [2] IEC. “Household and similar electrical appliances – Safety - Part 1: General requirements”. International Electrotechnical Commission, IEC 60335-1, fourth edition, 2001-05.
- [3] UL. “Harmonized Standard for Household Refrigerators and Freezers”. Underwriters Laboratories Inc., UL 250, tenth edition, 2000.
- [4] IEC. “Safety of power transformers, power supply units and similar – Part 1: General requirements and tests”. International Electrotechnical Commission, IEC 61558-1, first edition, 1998-03.
- [5] IEC. “Electromagnetic compatibility – Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus – Part 1: Emission”. International Electrotechnical Commission, International Special Committee on Radio Interference, CISPR 14-1, fourth edition, 2000-03.
- [6] Chryssis, G. (1984). “High-Frequency Switching Power Supplies – Theory & Design”, first edition, McGraw-Hill Book Company.
- [7] Ortenzi, G. e Pomilio, J.A. (2007). “Switch Mode Power Supply Scalability”. 9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP. Blumenau – SC, outubro de 2007. Páginas 289 - 294. ISBN: 978-85-99195-02-4.
- [8] Ortenzi, G. e Pomilio, J.A. (2008). “Switch Mode Power Supply Scalability”. 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion – SPEEDAM. Ischia – Itália, junho de 2008. PEC222, páginas 924-929. ISBN: 978-1-4244-1664-6.
- [9] Melo, C. (2007). Fundamentos de Refrigeração, notas de aula do curso de engenharia mecânica ministrado na Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC.
- [10] Product Development Center – Cooling sub-system at Whirlpool S.A. in Joinville-SC-Brazil.
- [11] “Thyristors application guide”. ST DSG Group and ASD & Discretes Division, STMicroelectronics, 1999.
- [12] On Semiconductor (2002). “SWITCHMODE Power Supply, Reference Manual and Design Guide”. Third edition, July 2002.

- [13] <http://st.com/>. STMicroelectronics website.
- [14] <http://infineon.com/>. Infineon website
- [15] <http://powerint.com/>. Power Integrations website.
- [16] <http://www.nxp.com/>. NXP website.
- [17] <http://www.fairchildsemi.com/>. Fairchild semiconductor website
- [18] Pressman, Abraham I. (1998). “Switching Power Supply Design”, 2nd edition, McGraw-Hill
- [19] Pomilio, José A. (2007). Fontes Chaveadas, revisada em 2007, Publicação Unicamp-FEEC 13/95.
- [20] Barbi, Ivo (2001). Projeto de fontes chaveadas, edição do autor.
- [21] Ayres, Carlos A. e Souza, Luiz E. (1990). Curso de fontes chaveadas – Fundamentos teóricos, FUPAI.
- [22] STMicroelectronics (2005). “Reference Design: high-performance, L6668-based flyback converter for Set-Top boxes and PVRs”, Application Note AN-2242, first edition.
- [23] McEachern, A (2002) - Designing Equipment for World-wide Power, Conference Record of the IEEE Industry Applications, 2002.
- [24] <http://www.epcos.com/>. Epcos website.
- [25] IEC. “Safety of power transformers, power supply units and similar – Part 2-17: Particular requirements for transformers for switch mode power supply”. International Electrotechnical Commission, IEC 61558-2-17, first edition, 1997-02.
- [26] Dixon, Lloyd H Jr. (1986). “The effects of leakage inductance on multi-output flyback circuits”. Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, SEM-500 – Topic 2. Unitrode Corporation.
- [27] H. Zöllinger e R. Kling – *Application Note AN-SMPS-1683x-1*, Infineon Technologies AG, Sept. 2000.
- [28] http://furukawa.co.jp/makisen/eng/product/texe_series.htm. Furukawa website, acessado em outubro de 2008.
- [29] http://furukawa.co.jp/makisen/eng/product/texe_feature.htm. Furukawa website, acessado em outubro de 2008.
- [30] IEC. “Specification for radio interference measuring apparatus and measurement methods - Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus”.

International Electrotechnical Commission, International Special Committee on Radio Interference, CISPR 16-1-1, first edition, 2003-11.

- [31] IEC. “Specification for radio interference measuring apparatus and measurement methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment – Conducted disturbances”. International Electrotechnical Commission, International Special Committee on Radio Interference, CISPR 16-1-2, first edition, 2003-A1.
- [32] IEC. “Information technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement”. International Electrotechnical Commission, International Special Committee on Radio Interference, CISPR 22, fourth edition, 2003-04.
- [33] Paul, Clayton R. (2006). “Introduction to Electromagnetic Compatibility”, second edition, Wiley-Interscience.
- [34] Kieling, Adriano R. (2008). “Contribuição ao Estudo da Interferência Eletromagnética em Fontes Chaveadas para uso Comercial”, Tese de Doutorado, UFSC, 5 de setembro de 2008.