

# **ESTUDO DE FONTES CHAVEADAS COM ELEVADAS TENSÕES DE ENTRADA UTILIZANDO CONVERSORES FLYBACK ASSOCIADOS EM SÉRIE OPERANDO NO MODO DESCONTÍNUO**

Andreas dos Santos, Rodrigo José Piontkewicz  
Instituto Federal de Santa Catarina  
Campus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Engenharia Elétrica  
e-mail: andreas.s@aluno.ifsc.edu.br, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br  
Trabalho Submetido à disciplina de TCC2

**Resumo** – Este trabalho apresenta o projeto e análise de uma fonte de alimentação CC-CC modular, desenvolvida para aplicações de alta tensão, que utiliza conversores *Flyback* com entradas e saídas conectadas em série, operando em Modo de Condução Descontínuo (MCD), para converter uma tensão de entrada de 1600 V em uma saída regulada de 48 V, focando na robustez, confiabilidade e, principalmente, tolerância a falhas. A metodologia emprega simulações computacionais no software *LTSpice* para analisar o desempenho da estrutura, a regulação de tensão, e principalmente o comportamento sob falha de módulos individuais. Os resultados mostram que a topologia modular é uma solução eficaz, pois reduz o estresse de tensão sobre os componentes, aumenta a robustez do sistema, e mostra-se uma solução promissora para aplicações de alta tensão.

**Palavras-chave** – Conversores *Flyback* em Série, Fontes CC-CC para Alta Tensão de Entrada, Modo de Condução Descontínuo (MCD).

## **STUDY OF SWITCHED-MODE POWER SUPPLIES WITH HIGH INPUT VOLTAGES UTILIZING SERIES-CONNECTED FLYBACK CONVERTERS OPERATING IN DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE**

**Abstract** – This work details the design and analysis of a modular DC-DC power supply for high-voltage applications, based on series-connected *Flyback* converters operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM). Designed to convert a 1600 V input to a regulated 48 V output, the system prioritizes robustness, reliability, and fault tolerance. A methodology using *LTSpice* simulations is employed to assess the architecture's performance, voltage regulation, and its behavior during individual module failures. The results demonstrate that the modular topology effectively reduces voltage stress on components, enhances system robustness, and stands as a promising solution for high-voltage applications.

**Keywords** – Series-Connected *Flyback* Converters, DC-DC Converters for High Input Voltage, Discontinuous Conduction Mode (DCM).

### I. INTRODUÇÃO

A demanda crescente por sistemas de energia mais eficientes e flexíveis torna cada vez mais importante o investimento contínuo em melhorias de conversores de potência CC-CC (Corrente Contínua - Corrente Contínua). Em especial, aplicações envolvendo altas tensões de entrada, como equipamentos industriais e arquiteturas de energias renováveis, exigem soluções robustas e seguras para o processamento de energia.

A utilização de conversores de potência tradicionais para trabalhar com tensões de entrada na ordem de milhares de Volts envolve grandes dificuldades, principalmente devido ao estresse elétrico sobre os componentes, como os semicondutores e magnéticos, que operam neste tipo de circuito. Como visto em [1], a associação em série de conversores estáticos é vista como a solução que apresenta maior confiabilidade, no intuito de garantir um equilíbrio de tensão entre os interruptores das estruturas.

Com base nessas informações, foi desenvolvida uma arquitetura modular, envolvendo a conexão de vários estágios de conversores conectados em série, sob os quais a tensão de entrada é distribuída. Nessa configuração reduz-se a tensão de cada estágio, permitindo assim usar componentes com tensões de trabalho reduzidas, quando comparados a um projeto de conversor único para entrada em alta tensão. Busca-se com esse projeto, garantir a continuidade do funcionamento em caso de falha em um dos módulos do conjunto.

Nesse contexto, o conversor *Flyback* torna-se uma boa opção para compor os módulos do arranjo em série. Conhecido por sua simplicidade topológica, baixo custo e capacidades de isolamento galvânico. Esse tipo de conversor é amplamente utilizado em fontes de alimentação de baixa e média potência, como visto em [2] e [3].

Neste trabalho será abordado o conversor *Flyback* em operando em Modo de Condução Descontínuo (MCD). A escolha de operar os conversores nesse modo, segundo [4], tem

como principal objetivo simplificar o controle da malha e reduzir a dependência de diodos de recuperação rápida. O fato de que o diodo não está conduzindo corrente no momento de início do novo ciclo, evita altas perdas de chaveamento e reduz geração de ruído eletromagnético. O diferencial apresentado neste artigo se encontra no uso de sistemas de potência modulares, com a configuração de entrada e saída conectadas em série (ISOS), de acordo com [5]. Busca-se trabalhar com uma tensão de entrada de 1600 V e uma tensão regulada de 48 V na saída. O foco principal do estudo está na regulação de tensão, em particular no comportamento do sistema em cenários de falha.

Na Seção II, apresenta-se a fundamentação teórica do trabalho, com a teoria sobre o conversor *Flyback*, MCD, e a característica especial de um arranjo em série. A seção III contém informações sobre metodologia de design e simulação. Na seção IV, descrevem-se os resultados obtidos em cada simulação separadamente. Finalizando o artigo, a seção V apresenta as conclusões obtidas e possibilidades futuras para pesquisa.

## II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### A. Conversor *Flyback*

O conversor *Flyback* é um dos tipos mais utilizados de conversores CC-CC isolados, derivado do conversor *Buck-Boost*, de acordo com [6], sendo amplamente empregado em aplicações de baixa a média potência, geralmente abaixo de 75 W, onde o custo, a simplicidade e a estabilidade são mais importantes que a máxima densidade de potência, como em carregadores de bateria e aplicações industriais. Ele se destaca por não ter perdas por recuperação reversa, ter um controle simplificado e capacidade de fornecer múltiplas saídas de tensão isoladas. O conversor é apresentado na Figura 1.

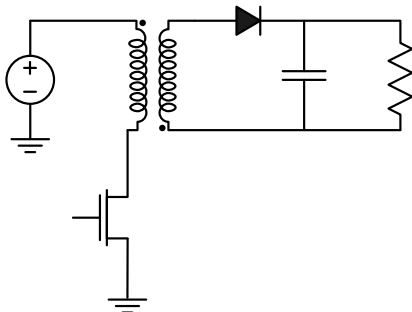


Fig. 1. Esquemático do conversor *Flyback*, do autor

1) *Princípio de Funcionamento*: o conversor opera com base no princípio de armazenamento e transferência de energia, utilizando um transformador com entreferro, responsável por armazenar energia magnética. Segundo [7], diferentemente dos transformadores convencionais, o transformador do *Flyback* atua como indutor acoplado, que armazena energia no núcleo durante a condução do MOSFET e libera energia para a carga no momento em que ele é aberto.

2) *Estágios de Operação*: Quando operando em MCD, o ciclo de funcionamento pode ser dividido em três estágios principais:

Estágio 1: No momento do fechamento do MOSFET, a corrente começa a circular no enrolamento primário do transformador e a energia fornecida pela fonte de entrada é armazenada. Como estudado em [8] e [9], a energia não é transferida diretamente para a carga nesse estágio, mas sim armazenada no campo magnético do núcleo do transformador. O enrolamento secundário do transformador possui construção com a polaridade reversa ao primário, e por esse motivo mantém o diodo de saída bloqueado, o que faz com que nenhuma energia seja fornecida à carga. Nesse estágio, a corrente no primário aumenta linearmente, a tensão no secundário é negativa e o diodo permanece em bloqueio.

Estágio 2: No momento da abertura do MOSFET, ocorre a transferência de energia para a carga. O MOSFET é desligado, interrompendo a corrente no primário. De acordo com [10], para tentar lidar com a variação brusca de corrente, o indutor inverte instantaneamente a tensão em seus terminais e, com isso, produz uma tensão no secundário com polaridade direta, colocando o diodo em condução, o que faz com que a energia armazenada no núcleo do transformador seja transferida para o enrolamento secundário e entregue à carga. A corrente no secundário aumenta rapidamente e depois diminui conforme a energia é drenada. A tensão induzida no secundário depende da razão de espiras e da tensão de entrada. A corrente flui do secundário para a carga e também para o capacitor de saída, ajudando a manter a tensão estável.

Estágio 3: Após o esgotamento da energia armazenada no núcleo, a corrente no secundário chega a zero antes do próximo ciclo de chaveamento. Nenhum componente conduz corrente nesse momento e a tensão de saída é mantida pelo capacitor. Esse estágio é o que caracteriza o MCD. A Figura 2 apresenta as formas de onda para as três etapas de operação do MCD:

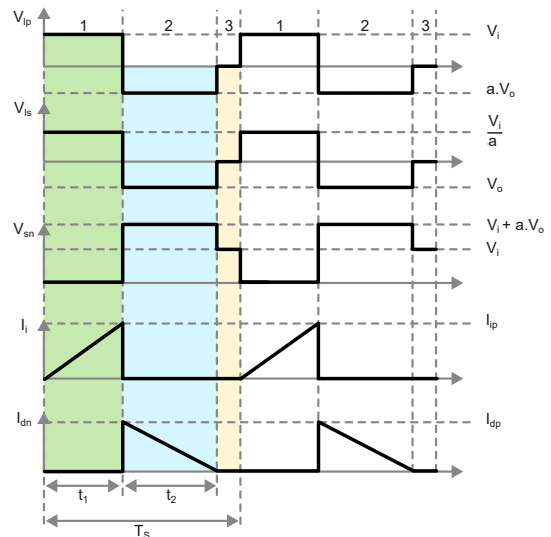
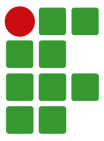


Fig. 2. Formas de onda do conversor, adaptado de [1]



### B. Configuração de módulos com entradas e saídas conectadas em série (ISOS)

A necessidade de processar energia em aplicações com elevadas tensões de entrada, na ordem de centenas ou milhares de volts, impõe desafios significativos aos conversores de potência tradicionais. O estresse elétrico sobre os componentes semicondutores e magnéticos torna o projeto de um conversor único complexo e caro. De acordo com [5], a configuração ISOS utilizada em arquiteturas modulares, permite que a tensão de entrada seja dividida entre múltiplos módulos, possibilitando o uso de interruptores de baixa tensão e menor estresse nos componentes. As configurações modulares oferecem vantagens como a padronização na fabricação e a flexibilidade para extensão de potência.

A topologia ISOS com conversores do tipo *Flyback* é particularmente adequada para aplicações que exigem alta tensão de entrada e isolamento galvânico, pois a arquitetura atua de modo a garantir o equilíbrio de potência (*power sharing*) de forma estável entre todos os módulos, tanto da tensão de entrada (Input-Voltage Sharing - IVS) quanto da tensão de saída (*Output-Voltage Sharing - OVS*).

Neste artigo, buscando-se simplificar as análises e eliminar as variações por ação do controle, optou-se por operar com razão cíclica fixa, analisando o comportamento do conversor em três situações distintas: operação normal, falha de um dos módulos por curto-circuito na chave e falha de circuito aberto, emulando os defeitos sobre a chave em cada situação.

## III. METODOLOGIA

A metodologia usada para avaliar o conversor modular proposto é a modelagem teórica e a simulação computacional. Como ferramenta principal, foi utilizado o *software LTSpice*, reconhecido por sua robustez na simulação de circuitos de eletrônica de potência. A abordagem foi dividida em etapas progressivas, partindo do projeto de um módulo individual, usado como base, seguida da implementação da topologia completa do sistema em série para a análise, incluindo seu comportamento sob condições de falha. Os esquemas das duas topologias podem ser vistos nos apêndices A e B, respectivamente.

### A. Desenvolvimento do conversor

O ponto de partida foi o desenvolvimento de um conversor, que serve como bloco de construção para a estrutura modular, baseado em [6].

Para o dimensionamento do conversor, foram calculados os parâmetros críticos, como a indutância do primário do transformador, a relação de espiras e o ciclo de trabalho nominal, necessários para garantir a operação em MCD. A seleção dos componentes semicondutores, como o MOSFET e o diodo retificador de saída, foi realizada com base nas tensões e correntes calculadas, mantendo uma margem de segurança adequada para a operação em 400 V.

Após o dimensionamento, o protótipo do conversor individual

foi implementado no *LTSpice*. Nesta etapa, foi considerado o modelo *Spice* do MOSFET STW11NM80, de acordo com as especificações encontradas em [11]. Foi adicionada também a indutância de dispersão, com objetivo de aumentar a fidelidade da simulação, e validar o projeto para verificar o seu comportamento. As principais especificações do conversor são listadas na tabela I. Os cálculos do dimensionamento são apresentados no apêndice C deste artigo.

**TABELA I**

Parâmetros de projeto do conversor CC

Grandeza	Parâmetro	Valor
Potência	P	50 W
Tensão de Entrada	$V_{in}$	400 V
Tensão de Saída	$V_o$	12 V
Frequência de Chaveamento	$F_s$	10 kHz
<i>Duty Cycle</i>	D	0,4
Resistor Clamp	$R_{Clamp}$	170 k $\Omega$
Capacitor Clamp	$C_{Clamp}$	5 nF
Indutância de Dispersão	$L_{Dispersao}$	0,179 mH
Indutância do Primário	$L_p$	17,92 mH
Indutância do Secundário	$L_s$	20,51 $\mu$ H
Capacitor de Saída	C	2,5 mF
Tensão de Gate Drive	$V_g$	15 V
Resistor de Gate Drive	$R_g$	10 $\Omega$
MOSFET	$S_w$	STW11NM80

A análise do módulo individual foca na validação de seu modo de operação. Através da simulação, foram analisadas as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador, afim de confirmar que a corrente se anula a cada ciclo de chaveamento, caracterizando o MCD. O ciclo de trabalho do sinal de controle PWM foi ajustado para alcançar uma tensão de saída regulada em 12 V, validando assim o modelo de controle em malha aberta. A Figura 3 a seguir mostra o esquemático do conversor base no *software LTSpice*. Os resultados referentes ao conversor estão descritos na Seção A do capítulo RESULTADOS.

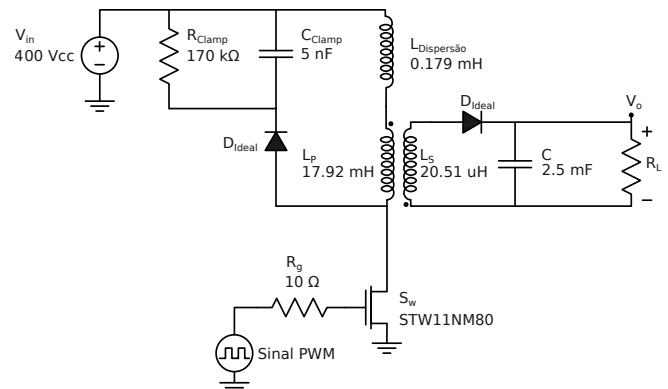


Fig. 3. Esquemático do conversor base, do autor.

Considerando a alta tensão de operação e os transientes de chaveamento, a implementação de circuitos de amortecimento (*snubbers*) foi uma etapa crucial para garantir a integridade dos componentes. Foram projetados e adicionados circuitos *snubber* RCD (Resistor-Capacitor-Diodo) em paralelo com cada MOSFET. O objetivo desses circuitos foi limitar os picos de sobretensão gerados pela indutância de dispersão do transformador durante o desligamento do MOSFET, assegurando que a tensão sobre os semicondutores permanecesse dentro de seus limites de operação segura.

### B. Topologia modular

Após a validação do módulo base, a arquitetura do sistema foi expandida para a topologia modular proposta. Quatro conversores idênticos ao projetado anteriormente foram acoplados em uma configuração ISOS. Este sistema completo foi projetado para suportar uma tensão de entrada total de 1600 V, e fornecer uma tensão de saída combinada e regulada de 48 V.

A análise do sistema completo em condições normais de operação focou em verificar a correta divisão da tensão de entrada entre os quatro módulos, garantindo que cada MOSFET suportasse apenas uma parte da tensão total. As formas de onda de corrente em cada primário, as tensões de saída individuais de cada módulo e, finalmente, a tensão de saída total do conjunto foram registradas e analisadas para confirmar o desempenho. A Figura 4 mostra o esquemático do conversor acoplado.

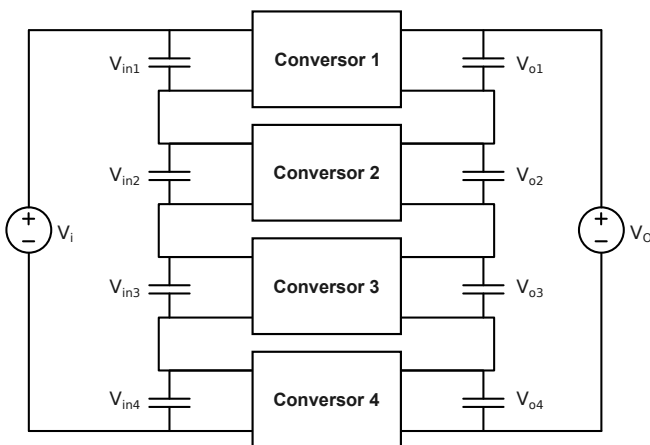


Fig. 4. Esquemático do conversor acoplado, do autor.

### C. Cenário de falha por curto-circuito

Para avaliar a robustez e a confiabilidade, principal vantagem da topologia modular, foi modelado um cenário de falha em um dos módulos, utilizou-se uma chave ideal denominada  $SW_{Teste}$ , controlada por tempo no *LTSpice* e posicionada em paralelo com o MOSFET de um dos conversores, mostrada na Figura 5. Em um instante pré-determinado, a chave se fecha, emulando um curto-circuito nos terminais, desabilitando o módulo correspondente.

Mantendo o sistema sob a condição de falha, o comportamento da tensão de entrada sobre os demais

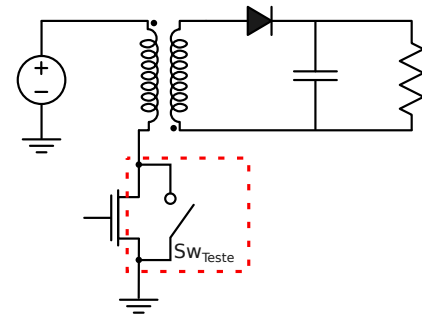


Fig. 5. Simulação de falha: por curto-circuito no MOSFET do módulo, do autor.

módulos foi observado. O objetivo foi verificar se, após o mau funcionamento de um módulo, a tensão total de entrada se redistribuiria de forma equilibrada entre os demais conversores saudáveis. Esta capacidade de equalização é fundamental para validar a ideia de que a topologia modular pode sustentar a operação e evitar uma falha em cascata.

### D. Cenário de falha por circuito aberto

Complementando a análise, um segundo cenário de falha foi simulado: a falha por circuito aberto de um dos MOSFETs. Esta condição, que simula uma eventual quebra da junção do semiconductor ou uma falha no circuito de acionamento, foi modelada através da inserção de uma chave ideal  $SW_{Teste}$ , conectada em série com o MOSFET de um dos módulos, visto na Figura 6. A chave foi programada para abrir em um determinado instante de tempo, interrompendo bruscamente o fluxo de corrente através do módulo sob teste e removendo-o do circuito.

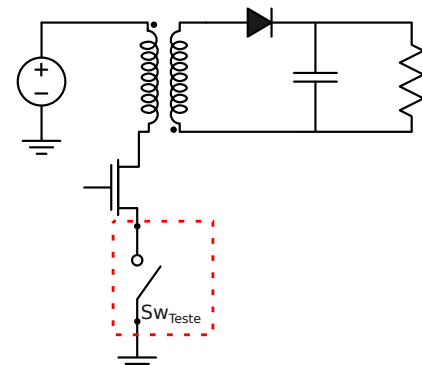
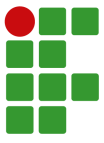


Fig. 6. Simulação de falha: MOSFET aberto no módulo do conversor, do autor.

## IV. RESULTADOS

Nesta seção, serão demonstrados os resultados obtidos nas simulações, organizados por tipo de topologia e emulação de falha aplicada.



### A. Circuito de Base

As simulações do conversor base validam o dimensionamento teórico, como pode ser visto na Figura 7, mostrando que o módulo individual opera de forma estável, com as formas de onda de tensão de saída  $V_{(Vo)}$  devidamente regulada, e as formas de onda de corrente  $I_{(Ls)}$  caracterizando o MCD. Este resultado é fundamental, pois valida a viabilidade do bloco de construção básico para a arquitetura modular completa. Com a implementação dos circuitos de amortecimento (*snubbers*) RCD, foi possível controlar as sobretensões de chaveamento e garantir a operação segura dos MOSFETs.

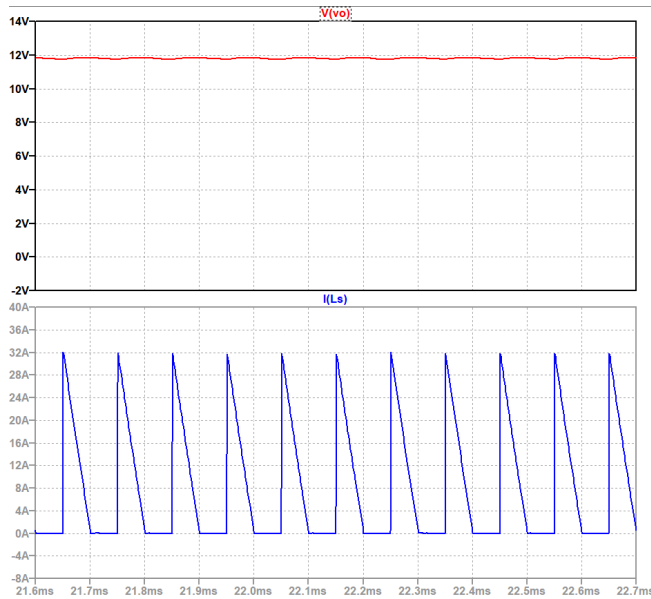


Fig. 7. Tensão de Saída e corrente do Secundário em MCD, do autor.

### B. Topologia modular

Utilizando a arquitetura modular, com quatro conversores *Flyback* associados na configuração ISOS, as simulações do sistema completo mostram o principal benefício da topologia aplicada: a tensão de entrada de 1600 V é dividida de forma equilibrada entre os quatro módulos, de modo que cada MOSFET individual ficou sujeito a apenas uma fração da tensão total (aproximadamente 400 V). Na Figura 8, é possível ver a tensão de saída total  $V_{(Vo)}$ , regulada em aproximadamente 47 V, e a distribuição da tensão de entrada sobre os módulos, indicada como  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$ ,  $V_{in3}$ , e  $V_{in4}$  respectivamente.

Mesmo com o aumento de componentes na topologia série e a complexidade geral do circuito, há uma redução do estresse de tensão nos componentes individuais, viabilizando o projeto. A análise do módulo acoplado reforça a inviabilidade de utilizar uma solução única para a aplicação de 1600 V, que resultaria em um alto estresse de tensão sobre o componente de chaveamento. Essa condição exigiria semicondutores de altíssima tensão, mais caros e de baixa disponibilidade comercial. Esta conclusão reforça a necessidade de soluções alternativas, como a aplicação

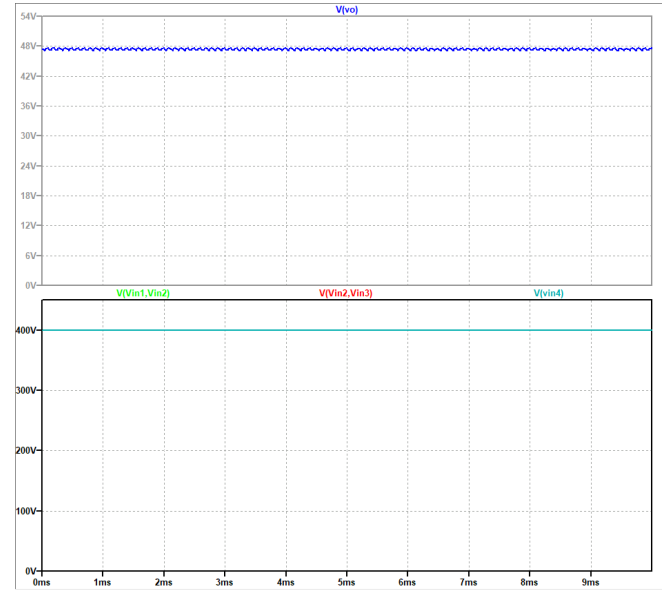


Fig. 8. Tensão de saída e distribuição de tensão sobre os módulos na topologia modular, do autor.

de módulos em série, para viabilizar o processamento de energia em níveis de tensão elevados.

### C. Falha por curto-circuito

A simulação da falha de um MOSFET mostra que o sistema não entra em colapso. A parcela de tensão de entrada que era suportada pelo módulo em curto foi redistribuída de forma quase instantânea e equilibrada entre os três módulos restantes, mostrada na Figura 9.

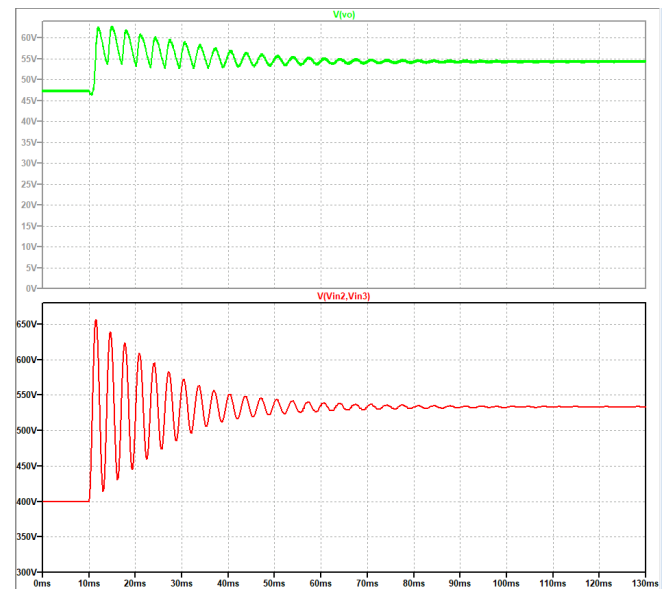
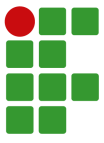


Fig. 9. Tensão sobre os módulos após a falha de curto-circuito, do autor.

É possível observar que após a aplicação do curto-circuito, há um desbalanço de tensão nos módulos, com subida



brusca do valor da tensão próximo dos 650 V, porém, após aproximadamente 60 milissegundos, a distribuição de tensão é feita entre os módulos, estabilizando-se em 530 V, mostrando a equalização natural da associação em série. Pode-se notar o comportamento semelhante na tensão de saída, após o período de oscilação, é estabilizada em 54 V, um patamar 12.5% acima do inicial, de 48 V. Essa tensão, mesmo com algumas oscilações, se mantém dentro de uma faixa aceitável, que pode ser corrigida com a implementação de um sistema de controle.

Este resultado prático valida uma das principais vantagens da arquitetura em série: a tolerância a falhas de curto-circuito. A capacidade de equalização do sistema garante que a falha de uma unidade não resulte em uma falha em cascata. Desse modo, o conversor pode continuar a operar, mesmo que os módulos restantes fiquem sob um maior estresse. Para garantir a robustez, essa condição de operação pode ser contemplada no projeto inicial, através de um sobredimensionamento dos componentes para que suportem a redistribuição de tensão e a possibilidade de falha de um dos módulos.

#### D. Falha por circuito aberto

Complementando os testes, é simulada uma falha por circuito aberto, simulando a desconexão abrupta de um módulo. Neste cenário porém, o sistema não encontrou uma resposta estável, e apresentou uma rápida queda de tensão nos módulos restantes, e conseqüentemente, queda na tensão de saída, provocando uma falha geral no conjunto. O comportamento das tensões de entrada e saída do conjunto podem ser visualizados na Figura 10.

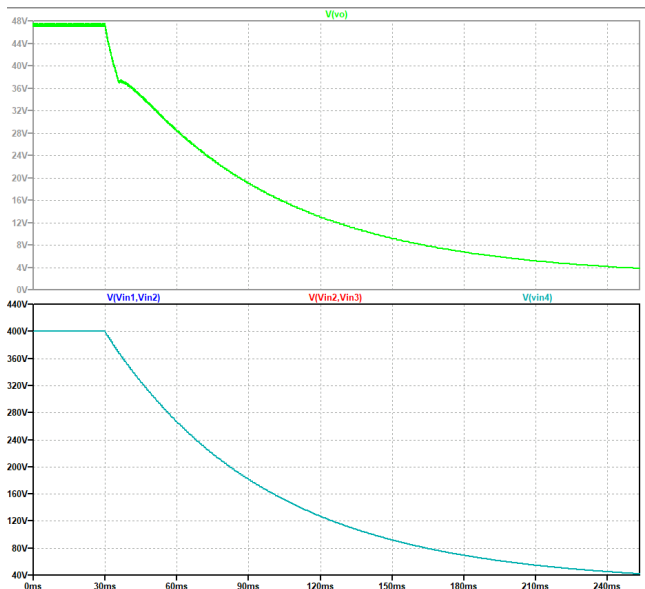


Fig. 10. Tensão de Saída após falha de circuito aberto, do autor.

Durante esta falha, foi observado que, no momento em que o módulo sob teste foi desconectado, o conversor não conseguiu equalizar as tensões de entrada e nem manter uma tensão de saída adequada. Este cenário pode ser contornado

implementado-se chaves auxiliares que coloquem o módulo em curto-circuito na entrada e saída ao detectarem uma falha por circuito aberto, eliminando o módulo do sistema e distribuindo a potência entre os demais módulos, utilizando a capacidade de equalização natural do sistema diante de falhas por curto-circuito, visto seção anterior.

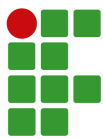
## V. CONCLUSÃO

A metodologia utilizada combinou o dimensionamento teórico e simulação computacional no software LTSpice, para validação da arquitetura modular proposta. O projeto parte de um conversor Flyback unitário, validado por simulação, garantindo a coerência dos valores do módulo utilizado como base. Após a validação, é criada uma topologia modular com quatro conversores em série. A análise confirma o principal benefício dessa estrutura: a divisão equilibrada da alta tensão de entrada de 1600 V entre os módulos, reduzindo o estresse sobre cada MOSFET para aproximadamente 400 V e viabilizando o uso de componentes mais acessíveis.

A simulação mostra a confiabilidade do sistema com tolerância a falhas no cenário de curto-circuito de um dos MOSFETs. Os resultados demonstraram que o sistema não entra em colapso, mas exibe uma capacidade de equalização, redistribuindo a tensão de entrada de forma estável entre os módulos restantes após um breve período de oscilação. Esta característica é importante para validar a robustez da arquitetura em série e a capacidade de evitar falhas em cascata, um requisito essencial para aplicações que demandam alta confiabilidade.

Nos testes de falha por circuito aberto, a análise mostrou uma limitação crítica da topologia na forma atual. O sistema se mostrou ineficaz nesse tipo de falha, não conseguindo manter a equalização das tensões nos MOSFETs, levando a uma rápida queda na tensão de saída, e uma falha geral do conjunto. Portanto, É possível concluir que, embora a arquitetura ISOS seja excelente para resolver o problema do estresse de tensão sobre os componentes, e consiga se adaptar a falhas por curto-circuito, ela precisa de uma solução mais robusta contra falhas de circuito aberto, indicando a necessidade de estudos futuros para modificações na topologia que incluam chaves auxiliares, capazes de detectar a condição de circuito aberto e gerar um curto-circuito na entrada e saída do módulo, eliminando-o do sistema e o colocando na condição de operação mencionada anteriormente para garantir a estabilidade.

Para a melhoria deste projeto, sugere-se como principal linha de pesquisa futura, o desenvolvimento e implementação de um sistema de controle capaz de atuar sobre os demais conversores para manter a operação segura ou realizar um desligamento controlado, e garantir a estabilidade do sistema durante a falha por circuito aberto com a implementação de chaves auxiliares, que foi a limitação crítica encontrada neste estudo. Por fim, a construção e teste de um protótipo físico, mesmo que em escala de potência reduzida, seria um passo fundamental para a validação experimental dos resultados da simulação e para



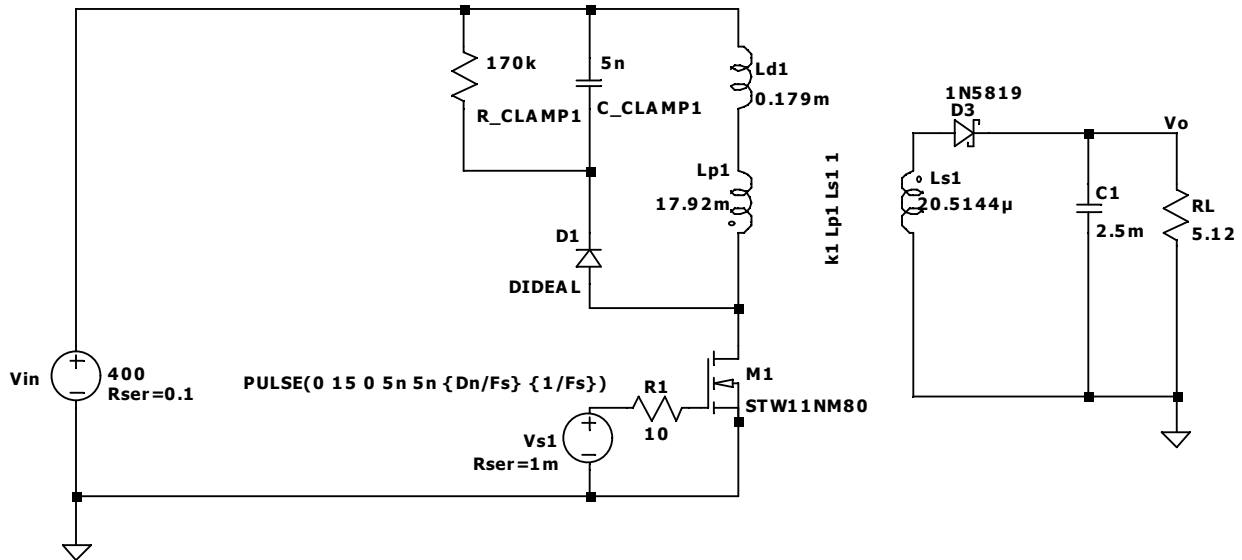
a análise dos desafios práticos de layout e montagem em alta tensão.

#### REFERÊNCIAS

- [1] R. G. Faust, *Conversor Flyback Modular conectado em série na entrada e série na saída operando no modo descontínuo com pulso único*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [2] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações*, 2a ed., Editora Pearson, Florianópolis, 2014.
- [3] I. Barbi, *Eletrônica de potência*, Edição do Autor, 2005.
- [4] I. Barbi, *Projeto de Fontes Chaveadas*, Edição do autor, Florianópolis, 2006.
- [5] D. Sha, Z. Guo, T. Luo, a. Liao, *A General Control Strategy for Input-Series-Output-Series Modular DC-DC Converters*, IEEE Transactions on. no.99, 2014.
- [6] D. C. Martins, I. Barbi, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, 2 ed., Edição do Autor, 2006.
- [7] C. A. Petry, *Introdução aos Conversores CC-CC*, INEP/EEL - UFSC, Florianópolis, 2001.
- [8] L. F. MELLO, *Análise e Projeto de Fontes Chaveadas*, Editora Érica, São Paulo, 1976.
- [9] C. d. C. Muniz, *Fontes Chaveadas: Análise de projetos e manutenção*, Edição do Autor, 2015.
- [10] J. P. A. Bastos, *Eletromagnetismo para engenharia*, 4a ed., Editora UFSC, Florianópolis, 2018.
- [11] *Datasheet STW11NM80*, URL: <https://www.st.com>, acessado em 25 de abril de 2025.

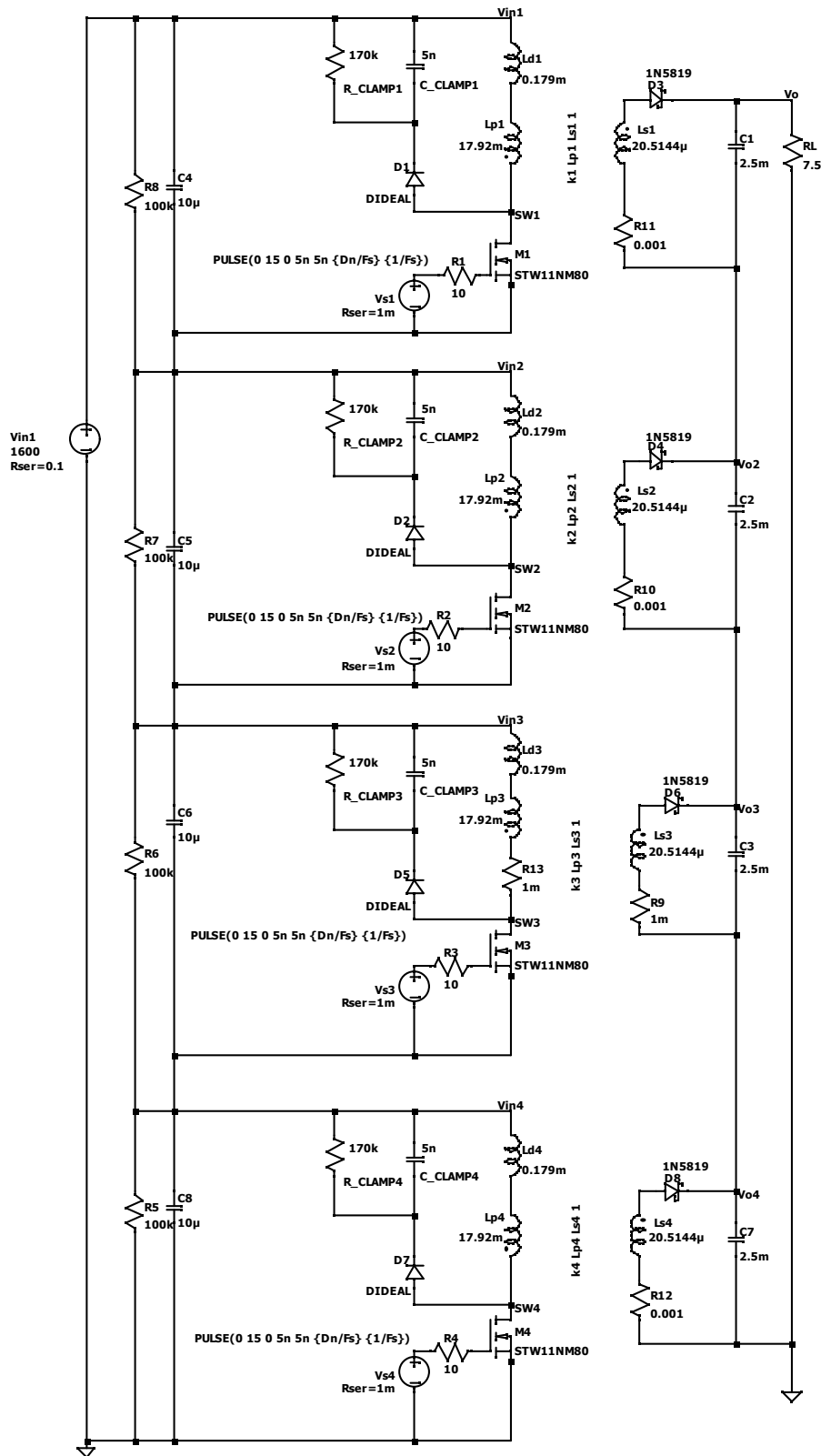


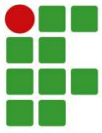
## APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR BASE





## APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR COMPLETO





$$F_s := 10 \text{ kHz}$$

$$D_{Max} := 0,4$$

$$Ganho := \frac{1 - D_{Max}}{D_{Max}} = 1,5$$

$$Rend := 70 \%$$

$$V_d := 1 \text{ V}$$

$$V_{in} := 400 \text{ V}$$

$$V_o := 8 \text{ V}$$

$$P_{out} := 50 \text{ W}$$

$$I_o := \frac{P_{out}}{V_o} = 6,25 \text{ A}$$

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{Rend} = 71,4286 \text{ W}$$

$$P_{out\_total} := 3 \cdot (V_o \cdot I_o) = 150 \text{ W}$$

$$R_o := \frac{(4 \cdot V_o)^2}{4 \cdot P_{out}} = 5,12 \Omega$$

☐ — TRANSFORMADOR —

## 1. Definações iniciais

fator de utilização do primário

$$k_p := 0,5$$

fator de utilização da área do enrolamento

$$k_w := 0,4$$

Densidade de corrente nos condutores

$$Dens_{corrente} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densidade máxima de corrente nos condutores

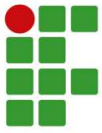
$$Dens_{max\_corrente} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densidade de fluxo magnético

$$\Delta_B := 0,25 \text{ T}$$

Densidade máxima de fluxo magnético

$$\Delta_{B\_max} := 0,3 \text{ T}$$



$$V_d = 1 \text{ V}$$

$$V_{in} = 400 \text{ V}$$

$$D_{Max} = 0,4$$

$$F_s = 10 \text{ kHz}$$

## 2. Escolha do núcleo

$$AeAw_2 := \frac{1,1 \cdot P_{out}}{k_p \cdot k_w \cdot Dens_{corrente} \cdot \Delta_B \cdot F_s} = 3,1429 \text{ cm}^4$$

Núcleo 42 / 20 thornton

$$A_e := 2,4 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 1,57 \text{ cm}^2$$

$$AeAw_{real} := A_e \cdot A_w = 3,768 \text{ cm}^4$$

## 3. Escolha do condutor

$$Dens_{corrente} = 3,5 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$$

A corrente do primário é dada por:

Corrente no primário

$$I_p := \frac{2 \cdot P_{out}}{Rend \cdot V_{in} \cdot D_{Max}} = 0,8929 \text{ A}$$

Corrente no secundário de cada enrolamento

$$I_s := \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D_{Max})} = 20,8333 \text{ A}$$

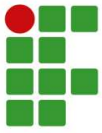
Corrente eficaz no primário

$$I_{p\_ef} := I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{Max}}{3}} = 0,326 \text{ A}$$

$$S_{cm} := \frac{I_{p\_ef}}{Dens_{corrente}} = 0,0009 \text{ cm}^2$$

Profundidade de penetração (efeito skin)

$$\Delta_s := \frac{7,5}{\sqrt{\frac{F_s}{\text{Hz}}}} = 0,075$$



diâmetro máximo

$$d_{max} := 2 \cdot \Delta_s \text{ cm} = 0,15 \text{ cm}$$

$$S_{AWG15} := 0,0165 \text{ cm}^2$$

Área do fio calculado dividido pela área do fio disponível

$$N_{fios} := \frac{S_{cm}}{S_{AWG15}} = 0,0565$$

$$N_{fios} := 1$$

O entreferro do transformador é calculado por:

$$\delta := \frac{2 \cdot (\mu_0) \cdot P_{out}}{\Delta_B^2 \cdot A_e \cdot Rend \cdot F_s} = 0,1197 \text{ cm}$$

$$lg := \frac{\delta}{2} = 0,0598 \text{ cm}$$

$$\Delta_B = 2500 \text{ G}$$

O número de espiras do primário

$$N_p := \frac{\frac{\Delta_B}{\text{G}} \cdot \frac{\delta}{\text{cm}}}{0,4 \cdot \pi \cdot \frac{I_p}{\text{A}}} = 266,6667$$

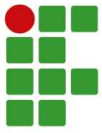
$$N_p := 266$$

O número de espiras do secundário

$$N_s := N_p \cdot \frac{(V_o + V_d)}{V_{in}} \cdot Ganho = 8,9775$$

$$N_s := 9$$

$$N := \frac{N_s}{N_p} = 0,0338$$



☐— DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

Valor de  $L_m$  (Magnetizante)

$$L_{mag} := \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}^2 \cdot D_{Max}^2 \cdot Rend}{P_{out} \cdot F_s} = 17,92 \text{ mH}$$

- Determinar a relação de espiras

Indutância de cada enrolamento secundário

$$L_s := \frac{L_{mag}}{2 \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2} = 20,5144 \text{ } \mu\text{H}$$

- Esforços nos componentes

Tensão max na chave

$$V_{Sw} := V_{in} \cdot Ganho = 600 \text{ V}$$

Tensão de pico nos diodos

$$V_{d\_pico} := V_o + V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 21,5338 \text{ V}$$

Corrente no primário

$$I_p = 0,8929 \text{ A}$$

Corrente no secundário de cada enrolamento

$$I_s = 20,8333 \text{ A}$$

Corrente eficaz no primário

$$I_{p\_ef} = 0,326 \text{ A}$$

Corrente nos diodos

$$I_{D\_pico} := I_s = 20,8333 \text{ A}$$

Corrente nos diodos

$$I_{D\_med} := I_o = 6,25 \text{ A}$$

- Dimensionar capacitor de saída

$$Cap := \frac{I_o \cdot D_{Max}}{F_s \cdot 0,1 \text{ V}} = 2,5 \text{ mF}$$