

ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR ISOLADO PARA GATE DRIVE

Emmily Martins, Rodrigo José Piontkewicz

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: martins.emmily@gmail.com, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 02 de julho de 2026

Resumo – Este trabalho propõe o desenvolvimento e a implementação prática de um conversor CC-CC isolado destinado à alimentação de circuitos de *gate drive*. O projeto contemplou o dimensionamento analítico e a construção de um protótipo físico de um conversor *flyback* com quatro saídas isoladas. A validação experimental foi efetuada em bancada com cargas resistivas, com ênfase na estabilidade das tensões de saída e nos efeitos da regulação cruzada. Os resultados obtidos comprovaram a capacidade do conversor em manter os níveis adequados para o acionamento dos interruptores, atestando a viabilidade técnica da topologia para aplicações em eletrônica de potência.

Palavras-chave – Eletrônica de potência; Conversores Isolados; Gate Drive.

ANALYSIS AND DESIGN OF AN ISOLATED CONVERTER FOR GATE DRIVE

Abstract – This work proposes the development and practical implementation of an isolated DC-DC converter designed to power gate drive circuits. The project involved the analytical design and construction of a physical prototype of a flyback converter with four isolated outputs. Experimental validation was performed on a test bench using resistive loads, focusing on output voltage stability and cross-regulation effects. The results demonstrated the converter's ability to maintain appropriate levels for driving the switches, confirming the technical viability of the topology for power electronics applications.

Keywords – Power electronics; Isolated converters; Gate drive.

I. INTRODUÇÃO

A busca por sistemas elétricos mais eficientes, compactos e confiáveis impulsiona o desenvolvimento de novas soluções para o processamento e o controle da energia elétrica. Nesse contexto, a eletrônica de potência desempenha um papel fundamental em aplicações como acionamentos de máquinas elétricas, integração de fontes renováveis e sistemas ininterruptos de energia. Em tais sistemas, os conversores estáticos empregam dispositivos semicondutores de potência,

como MOSFETs e IGBTs, para controlar o fluxo de energia e adequar as grandezas elétricas às necessidades da carga. A operação eficiente desses dispositivos depende do acionamento adequado de seus terminais de *gate*, uma vez que as condições de comutação influenciam diretamente nas perdas, no rendimento e no desempenho do conversor [1],[2].

Em inversores trifásicos convencionais de dois níveis, empregam-se seis interruptores eletrônicos e, devido à disposição desses interruptores no circuito, os terminais de referência dos dispositivos superiores assumem potenciais flutuantes. Essa característica exige circuitos de *gate drive* capazes de operar com referências elétricas distintas e, conforme a arquitetura adotada, fontes auxiliares galvanicamente isoladas para alimentar esses circuitos e permitir o acionamento adequado dos interruptores [3],[4].

Embora existam módulos comerciais destinados à alimentação de *gate drivers*, a utilização de fontes independentes para vários circuitos de acionamento pode resultar em um aumento considerável de custo, complexidade e volume físico do sistema. Aplicações com restrições de espaço e custo demandam, portanto, soluções customizadas. Assim, conversores isolados com múltiplas saídas apresentam-se como uma solução capaz de alimentar diferentes *gate drivers* a partir de um único elemento magnético [5].

Entre as topologias aplicáveis, o conversor *flyback* destaca-se como uma alternativa adequada para aplicações de baixa potência, especialmente quando se busca equilibrar desempenho elétrico, custo e simplicidade construtiva. Seu princípio de operação baseia-se em ciclos alternados de armazenamento e transferência de energia, de modo que o próprio elemento magnético proporciona inerentemente o isolamento galvânico [6]. Adicionalmente, a facilidade de acomodar múltiplos enrolamentos secundários no mesmo núcleo permite a geração de diferentes níveis de tensão. É justamente essa arquitetura que favorece a aplicação da regulação cruzada (*cross-regulation*). Nesse método, a malha de controle atua diretamente sobre uma saída principal, enquanto as demais saídas acompanham a tensão de forma proporcional por meio do acoplamento magnético entre os enrolamentos secundários, o que dispensa malhas de realimentação individuais [7],[8].

Diante do exposto, este trabalho apresenta uma análise sistemática e uma metodologia de projeto acessível para um conversor CC-CC *flyback* isolado com quatro saídas, destinado à alimentação de circuitos de *gate drive* empregados

em inversores. O artigo está organizado nas seguintes seções: a Seção II apresenta a fundamentação teórica pertinente à topologia e o equacionamento atrelado à regulação cruzada. A Seção III detalha a metodologia de projeto, englobando o dimensionamento dos componentes de potência, do transformador de alta frequência e da malha de controle. A Seção IV expõe os resultados obtidos por meio da avaliação de desempenho do conversor simulado em bancada e suas respectivas análises. Por fim, as conclusões e contribuições do estudo estão dispostas na Seção V.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Esta seção apresenta a base teórica que fundamenta a análise e o desenvolvimento do projeto proposto. Serão abordados os requisitos de acionamento de semicondutores de potência, a necessidade de isolamento elétrico nos circuitos de *gate drive* e as características operacionais da topologia *flyback*, bem como o fenômeno da regulação cruzada.

A. Conversores CC-CC como Fontes Auxiliares Isoladas

A topologia convencional de um inversor trifásico de dois níveis requer diferentes referências elétricas para o acionamento adequado de seus interruptores. A Figura 1 ilustra essa característica na etapa de potência: os três interruptores superiores, denominados *high-side*, exigem alimentações individuais por possuírem terminais de referência distintos e com potenciais flutuantes, enquanto os três interruptores inferiores, denominados *low-side*, podem compartilhar uma mesma fonte referenciada ao barramento negativo [2].

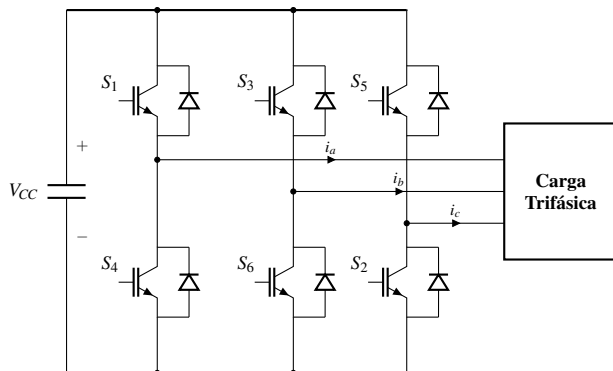


Fig. 1. Topologia clássica de um Inversor trifásico.

Dessa forma, o acionamento seguro desses interruptores exige circuitos de *gate drive* alimentados por fontes auxiliares isoladas, capazes de fornecer os níveis adequados de tensão e corrente em relação ao terminal de referência de cada chave [2].

Para atender a essa exigência considerando também restrições de volume e custo, conversores CC-CC isolados são empregados. Dentre as topologias de conversores CC-CC aplicáveis a essa finalidade, destacam-se estruturas ressonantes, como o conversor LLC, e topologias baseadas em armazenamento magnético, como o *flyback* [8], [9].

Embora o conversor LLC apresente elevado rendimento por meio da contínua troca de energia em seu circuito ressonante (L_r , C_r e L_m), sua curva de ganho não é linear e possui forte dependência das condições de carga. Além disso, a regulação de tensão é feita prioritariamente pela variação da frequência de chaveamento. Em sistemas com múltiplas saídas, essa característica introduz complexidade ao projeto, exigindo malhas de realimentação independentes ou pós-reguladores para cada barramento [10], [11].

Em contrapartida, o conversor *flyback* destaca-se justamente por contornar essa necessidade de múltiplas malhas de controle. Com sua estrutura simplificada, essa topologia é consolidada como solução para aplicações de baixa potência [8]. Nesta configuração, seu elemento magnético exerce simultaneamente as funções de isolamento galvânico e armazenamento de energia. Essa característica, aliada à inclusão de múltiplos enrolamentos secundários, permite obter diferentes referências elétricas isoladas a partir de um único estágio de conversão, favorecendo a redução do volume, da complexidade e do custo do sistema [5].

B. Topologia Flyback com Múltiplas Saídas em MCD

Derivado do conversor não isolado *buck-boost* [6], [12], o conversor *flyback* mantém a operação indireta em suas etapas de operação. Diferentemente de outros conversores isolados, que utilizam um transformador de transferência direta de energia, seu elemento magnético é um indutor acoplado, armazenando energia na indutância magnetizante durante a condução da chave primária e transferindo-a aos secundários no intervalo de bloqueio [6], [8]. O esquema elétrico representativo dessa topologia multissaiada é ilustrado na Figura 2.

Para aplicações de baixa potência voltadas ao acionamento de semicondutores, o conversor *flyback* é usualmente projetado para operar em Modo de Condução Descontínua (MCD). Essa

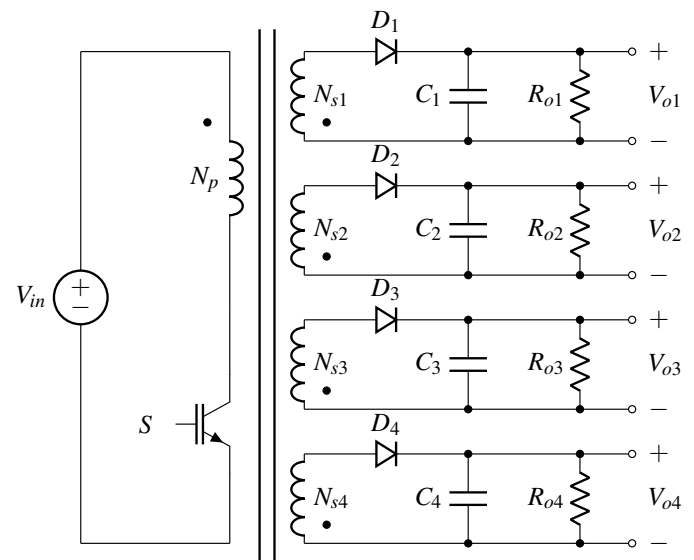
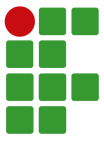


Fig. 2. Topologia do conversor *Flyback* com quatro saídas isoladas.



escolha justifica-se por proporcionar um melhor desempenho na regulação cruzada das saídas, eliminar as perdas por recuperação reversa nos diodos secundários e exigir uma menor indutância magnetizante, contribuindo para a redução do volume do elemento magnético [8].

Dinamicamente, a operação em MCD é caracterizada pela extinção completa da corrente nos enrolamentos antes do término do período de chaveamento (T_s). Conforme ilustrado nas formas de onda teóricas da Figura 3, o ciclo de operação divide-se em três intervalos bem definidos.

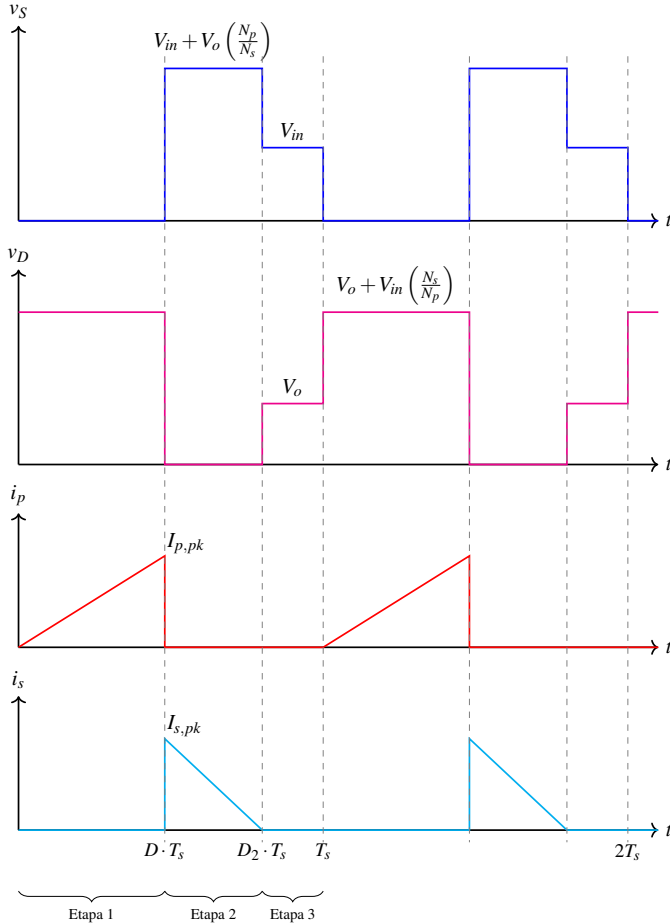


Fig. 3. Formas de onda teóricas do conversor *Flyback* em MCD.

No primeiro intervalo, de duração $D \cdot T_s$, a chave S conduz e a tensão de entrada V_{in} é aplicada ao primário, fazendo com que a corrente magnetizante cresça linearmente até o valor de pico $I_{p,pk}$ enquanto os diodos secundários permanecem bloqueados. No segundo intervalo, denotado por $D_2 \cdot T_s$, a chave é bloqueada, a polaridade dos enrolamentos inverte-se e os diodos entram em condução, transferindo a energia magnética para as saídas. No terceiro intervalo, caracterizado pelo tempo morto, a corrente nos diodos extingue-se e os semicondutores permanecem bloqueados até o início do próximo ciclo [6], [8].

Para fontes auxiliares que exigem o mesmo nível de tensão

para o acionamento dos circuitos de *gate drive*, a relação de espiras do elemento magnético torna-se idêntica para todas as saídas. Desse modo, essa relação é definida estruturalmente por [8]

$$n = \frac{N_p}{N_{s,k}}, \quad (1)$$

em que N_p representa o número de espiras do enrolamento primário e $N_{s,k}$ corresponde ao número de espiras do respectivo enrolamento secundário k .

Para fins de dimensionamento, essa mesma relação pode ser calculada em função do ciclo de trabalho máximo (D_{max}) estipulado para o conversor, sendo expressa por [8]

$$n = \frac{V_{in} D_{max}}{(V_o + V_D)(1 - D_{max})}, \quad (2)$$

na qual V_{in} é a tensão de entrada, V_o corresponde à tensão nominal das saídas e V_D representa a queda de tensão direta nos diodos de saída.

Durante o intervalo de condução do interruptor, a aplicação da tensão de entrada sobre a indutância magnetizante produz o crescimento linear da corrente no enrolamento primário. A partir da potência processada pelo conversor, a corrente de pico no primário pode ser expressa por [8]

$$I_{p,pk} = \frac{2P_o}{\eta V_{in} D_{max}}. \quad (3)$$

Conhecida essa corrente, a indutância magnetizante necessária é obtida por [8]

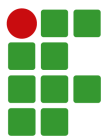
$$L_m = \frac{V_{in} D_{max}}{I_{p,pk} f_s}. \quad (4)$$

Com os requisitos elétricos definidos, o dimensionamento do elemento magnético é realizado pelo método do produto de áreas, que relaciona as dimensões do núcleo aos parâmetros elétricos, magnéticos e construtivos do conversor. O produto de áreas mínimo é determinado por [8]

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{o,tot}}{K_w K_p J_{max} B_{max} f_s}, \quad (5)$$

em que A_e é a área efetiva da seção transversal do núcleo, A_w é a área da janela disponível para os enrolamentos, $P_{o,tot}$ corresponde à potência total de saída, obtida pela soma das potências $P_{o,k}$, K_w é o fator de utilização da janela, K_p é o fator de preenchimento do primário, J_{max} é a densidade máxima de corrente, B_{max} é a densidade máxima de fluxo magnético adotada e f_s é a frequência de chaveamento [8].

O dimensionamento adequado desses parâmetros para o projeto do conversor garante o seu correto funcionamento no modo de operação desejado. No caso do MCD, isso assegura que a energia armazenada no núcleo seja integralmente transferida aos secundários antes do término do período de chaveamento.



Essa desmagnetização completa extingue a corrente nos diodos de saída de forma natural, resultando na eliminação das perdas por recuperação reversa (*reverse recovery*) nos semicondutores e garantindo que a chave principal entre em condução sob condições de corrente nula [9].

C. Regulação Cruzada (Cross-Regulation)

A aplicação de conversores *flyback* com múltiplas saídas justifica-se, principalmente, pela possibilidade de controlar diretamente uma saída principal e regular as demais de forma indireta por meio de uma única malha de realimentação [8], [9]. Devido ao acoplamento magnético entre os enrolamentos, as tensões das saídas secundárias acompanham a tensão da saída principal de acordo com as respectivas relações de espiras, o que simplifica a alimentação de múltiplos circuitos de *gate drive*. Entretanto, uma variação de carga em determinada saída modifica a distribuição de energia entre os enrolamentos e provocar alterações transitórias nas tensões das demais saídas. Essa interação entre as saídas caracteriza o fenômeno da regulação cruzada.

Embora as resistências dos enrolamentos e as quedas de tensão nos diodos contribuam para esses desvios, a literatura os considera desprezíveis quando comparados à indutância de dispersão (*leakage inductance*) do transformador, apontada como o fator dominante para a ocorrência desse fenômeno [7]. Para manter as tensões nas faixas operacionais exigidas pelo acionamento, a redução desse efeito exige otimizações no arranjo físico das bobinas. Práticas construtivas, como a adoção de enrolamentos multifilares e técnicas de entrelaçamento (*interleaving*), aprimoram o acoplamento magnético mútuo e minimizam a dispersão de fluxo, viabilizando a operação segura dos *gate drivers* a partir da regulação unificada.

III. METODOLOGIA

A metodologia deste trabalho compreende a definição dos requisitos de projeto, o dimensionamento analítico do estágio de potência e do elemento magnético, a seleção dos componentes, o projeto da malha de controle e a validação experimental do protótipo. Nesta seção, apresentam-se os critérios e parâmetros centrais do projeto, enquanto o memorial de cálculo e as análises complementares constam nos apêndices.

A. Especificações de projeto para o conversor

As especificações foram definidas com base nos requisitos típicos de alimentação para circuitos de *gate drive*, que comumente exigem níveis de tensão de +15 V e -5 V [13]. Por esse motivo, cada saída foi projetada para fornecer 20 V. Considerando uma possível aplicação em inversores trifásicos de dois níveis, adotaram-se quatro saídas isoladas: uma principal destinada aos três *drivers* inferiores, que compartilham a mesma referência elétrica, e três auxiliares dedicadas individualmente aos *drivers* superiores.

O dimensionamento previu o consumo de 4,5 W para a saída principal e 1,5 W para cada auxiliar. Contudo, adotou-se uma

potência total de projeto de 10 W, superior à soma das potências nominais das cargas, com o intuito de estabelecer uma margem de segurança para perdas e tolerâncias dos componentes. A Tabela I consolida as principais especificações operacionais definidas para o conversor.

TABELA I
Especificações de projeto do conversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_{in}	15 V
Número de saídas	N_{out}	4
Tensão nominal de cada saída	$V_{o,k}$	20 V
Potência da saída principal	$P_{o,1}$	4,5 W
Potência de cada saída auxiliar	$P_{o,2,3,4}$	1,5 W
Potência total de projeto	P_o	10 W
Frequência de chaveamento	f_s	200 kHz
Razão cíclica máxima	D_{max}	0,4
Rendimento estimado	η	80%
Ondulação relativa máxima	Δv_o	0,5%

B. Dimensionamento do estágio de potência e do elemento magnético

A partir das especificações estabelecidas, procede-se ao dimensionamento dos principais parâmetros e elementos do conversor. Como as quatro saídas possuem a mesma tensão nominal, adotam-se enrolamentos secundários equivalentes, para os quais a Equação (2) fornece uma relação de espiras de aproximadamente 0,48. Para as condições nominais de projeto, obtêm-se uma corrente de pico no primário de 4,17 A, conforme a Equação (3), e uma indutância magnetizante de 7,2 μ H, determinada pela Equação (4).

A seleção do núcleo magnético é realizada a partir do produto de áreas, conforme a Equação (5). Para os parâmetros adotados no projeto, obtêm-se um valor mínimo de 0,0437 cm⁴. Com base nesse resultado, seleciona-se o conjunto núcleo-carretel NEE 25/10/6, em ferrite, cujo produto de áreas é superior ao valor requerido. A densidade máxima de fluxo é limitada a 0,14 T, de modo a manter margem em relação à saturação e reduzir as perdas magnéticas.

Quanto aos enrolamentos, a escolha do fio AWG 31 considera a densidade de corrente e os efeitos associados à operação em alta frequência. Além disso, aproveitando a disponibilidade desse condutor em laboratório e visando à padronização construtiva do elemento magnético, adotou-se o mesmo fio em todos os enrolamentos. Com isso, utilizam-se oito condutores em paralelo no enrolamento primário e um condutor em cada secundário, de modo a atender à capacidade de corrente requerida em cada enrolamento.

A Tabela II apresenta os principais valores utilizados e medidos no protótipo. Embora os enrolamentos secundários possuam o mesmo número de espiras, observam-se pequenas diferenças entre as indutâncias medidas, atribuídas às variações construtivas no comprimento e na disposição dos condutores.

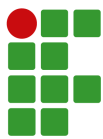


TABELA II

Principais parâmetros do conversor *flyback* projetado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Núcleo magnético	–	NEE 25/10/6
Material do núcleo	–	Ferrite
Espiras do primário	N_p	6
Espiras de cada secundário	N_s	12
Relação de espiras	N_p/N_s	0,5
Indutância primária medida	L_p	7,64 μH
Indutância secundária medida (1)	L_{s1}	33,28 μH
Indutância secundária medida (2)	L_{s2}	27,38 μH
Indutância secundária medida (3)	L_{s3}	33,87 μH
Indutância secundária medida (4)	L_{s4}	32,71 μH
Indutância de dispersão medida	L_{leak}	0,59 μH
Capacitor da saída (1)	$C_{o,1}$	4,7 μF
Capacitores das saídas (2,3,4)	$C_{o,2,3,4}$	2,2 μF

Em complemento ao projeto do elemento magnético, definem-se os semicondutores a partir dos esforços de tensão e corrente previstos para cada componente. Dessa análise, resultam a escolha do MOSFET IRF530N para o estágio primário e dos diodos MUR160 para os secundários. Como a indutância de dispersão provoca sobretensão sobre o MOSFET durante o bloqueio, inclui-se um circuito grameador RCD. Seu dimensionamento inicial utiliza uma estimativa teórica da dispersão, estimada em 5% da indutância magnetizante. A tensão de grameamento é limitada a 80% da tensão máxima V_{DS} da chave [14], de modo a preservar uma margem de segurança. A partir dessas condições, determinam-se R_{clamp} e C_{clamp} , posteriormente ajustados para valores comerciais e avaliados por simulação e ensaios experimentais.

C. Modelagem, controle e validação

Na estrutura multissaiada adotada, apenas a saída principal integra a malha de realimentação, enquanto as demais são reguladas indiretamente pelo acoplamento magnético. Para a implementação do controle, utiliza-se o circuito integrado UC3845, que opera no modo de controle por corrente e limita seu valor de pico a cada ciclo de chaveamento. A tensão da saída principal é comparada à referência, e o sinal de erro ajusta o limiar da corrente de pico, influenciando a razão cíclica aplicada à chave.

Como a frequência de chaveamento é previamente estabelecida em 200 kHz, o oscilador do UC3845 é configurado de acordo com essa especificação. Devido ao *flip-flop* interno, que divide a frequência por dois e limita a razão cíclica máxima a aproximadamente 50%, a frequência do oscilador é definida como o dobro da frequência de chaveamento, sendo imposta por um par $R_{RT}C_{CT}$ série conectado ao CI. Especifica-se C_{CT} através de um ábaco previsto no *datasheet*, para, na sequência, calcular R_{RT} conforme a relação indicada pelo fabricante. Por fim, selecionam-se valores comerciais que proporcionem uma frequência próxima à requerida [15].

Para o projeto da malha de controle, adota-se o modelo de

pequenos sinais que relaciona a tensão da saída principal à razão cíclica. Como a planta em MCD apresenta comportamento aproximado de primeira ordem e o detalhamento do controle não constitui o foco principal do trabalho, emprega-se um circuito de compensação PI baseado no cancelamento do polo da planta pelo zero do controlador. Os valores iniciais dos componentes são obtidos analiticamente e ajustados de forma iterativa no *software* MATLAB, adotando-se, como critério de projeto, uma frequência de cruzamento ao menos uma década abaixo da frequência de chaveamento. Respeita-se também o valor mínimo de R_f indicado pelo fabricante, a partir do qual são definidos os demais componentes do controlador [15].

Contudo, na etapa de implementação física, a malha de controle foi submetida a ajustes empíricos. Ao testar os valores teóricos na bancada, notou-se que o ganho limitado resultava em um pequeno desvio de tensão em regime permanente. Nesse contexto, optou-se pela remoção do resistor da rede de compensação, conferindo-lhe uma característica puramente integral. Essa adequação elevou o ganho do sistema, corrigiu o erro em regime permanente, o que permitiu evidenciar de forma mais clara a regulação cruzada durante os ensaios de degrau de carga.

O comportamento do conversor é previamente avaliado com o auxílio do *software* LTspice, considerando-se as principais não idealidades do circuito. Concluídas as etapas de dimensionamento e verificação computacional, monta-se o protótipo apresentado na Figura 4, com o objetivo de validar experimentalmente o projeto. Para a realização dos ensaios em bancada, estabeleceram-se condições operacionais com resistores de potência para emular o consumo do circuito. A saída principal (saída 1) foi submetida a uma carga resistiva de 100 Ω , enquanto cada uma das três saídas auxiliares (saídas 2, 3 e 4) operou com cargas de 470 Ω . Sob essas condições, medem-se as principais grandezas elétricas do conversor e aplicam-se variações individuais de carga para avaliar o comportamento das tensões de saída e da regulação cruzada, cujos resultados são apresentados na seção seguinte.

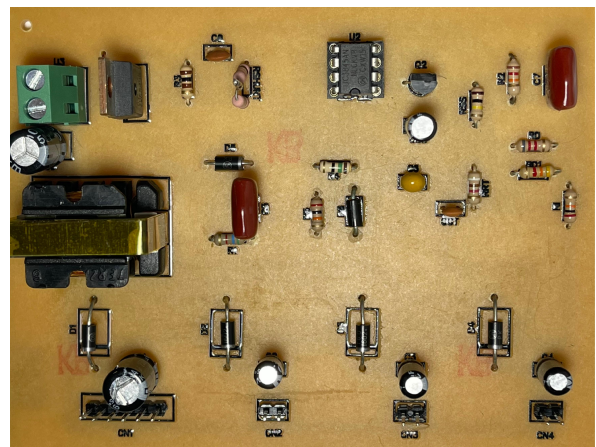
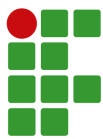


Fig. 4. Protótipo do conversor Flyback utilizado nos ensaios experimentais com dimensões de aproximadamente 11,5 $\times$ 9 cm.



IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados experimentais obtidos são apresentados com foco na análise do desempenho do conversor e na resposta dinâmica do controle implementado.

A. Operação em regime permanente

A Figura 5 apresenta as formas de onda experimentais da tensão entre dreno e fonte (V_{DS}) e da corrente no primário, medida por meio do resistor *shunt* (I_{Rshunt}).

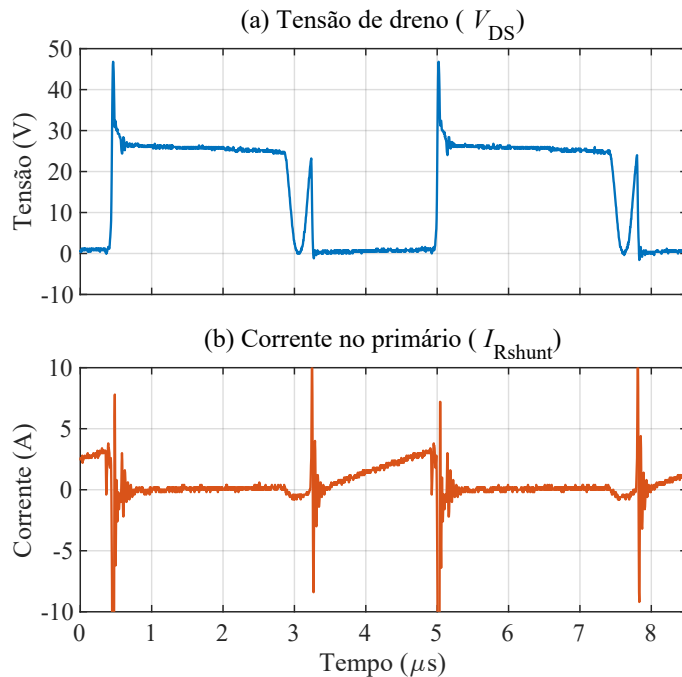


Fig. 5. Formas de onda experimentais da tensão de dreno (V_{DS}) e corrente no primário (I_{Rshunt}).

Durante a condução do interruptor, a corrente no primário cresce de forma praticamente linear e retorna a zero antes do início do ciclo seguinte. A existência desse intervalo de corrente nula comprova a operação em MCD, conforme previsto no dimensionamento. No período de bloqueio, V_{DS} permanece próxima de 26 V e atinge aproximadamente 47 V no instante da comutação. Essa sobretensão inicial relaciona-se principalmente à indutância de dispersão do transformador, enquanto as oscilações que a sucedem decorrem de sua interação com as capacitâncias parasitas do circuito. Após a extinção da corrente no secundário e a completa desmagnetização do núcleo, a ressonância entre a indutância magnetizante e as capacitâncias parasitas origina a oscilação observada em V_{DS} antes do ciclo seguinte.

Os resultados obtidos nas quatro saídas (Figura 6) demonstram que as tensões se mantêm entre aproximadamente 20 e 23 V. As diferenças observadas associam-se à regulação de apenas uma das saídas e às não idealidades dos componentes, como as quedas de tensão nos diodos, as resistências dos

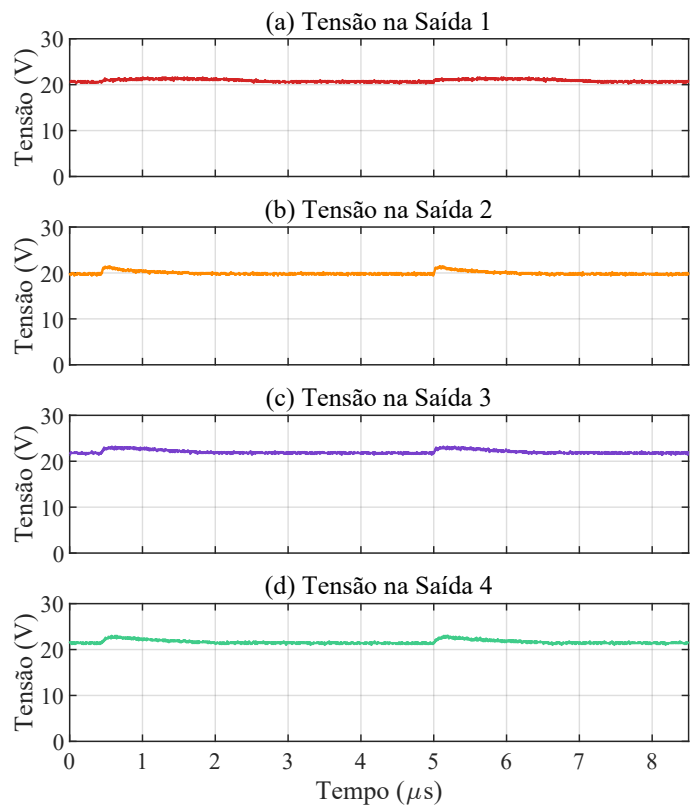


Fig. 6. Tensões experimentais nas quatro saídas do conversor.

enrolamentos e o acoplamento magnético entre os secundários. Contudo, essa variação é considerada aceitável para a aplicação proposta, uma vez que os circuitos de *gate drive* operam com níveis que admitem determinada faixa de tolerância em sua alimentação.

Outra característica analisada é a ondulação (*ripple*) das tensões de saída, detalhada na Figura 7. Constata-se que os valores medidos são próximos ao critério adotado no dimensionamento, embora não coincidam exatamente com ele. Essa variação decorre, essencialmente, da resistência série equivalente (ESR) dos capacitores, um efeito parasita não considerado na definição do limite de ondulação. Apesar disso, os valores de *ripple* permaneceram dentro de uma faixa aceitável e não comprometeram a alimentação dos circuitos de *gate drive*.

B. Transitório de partida

O comportamento dinâmico da tensão de entrada e da saída regulada durante a partida do conversor evidencia-se na Figura 8. Verifica-se que a tensão de saída permanece nula até aproximadamente 32 ms, intervalo que corresponde ao tempo necessário para que a tensão atinja o valor mínimo de inicialização do CI (UC3845). Após esse ponto, a tensão aumenta de forma gradual até atingir cerca de 21 V em aproximadamente 56 ms. A ausência de sobressinal (*overshoot*) comprova o correto dimensionamento da malha de compensação, que assume a regulação da saída de forma suave e sem introduzir oscilações subamortecidas.

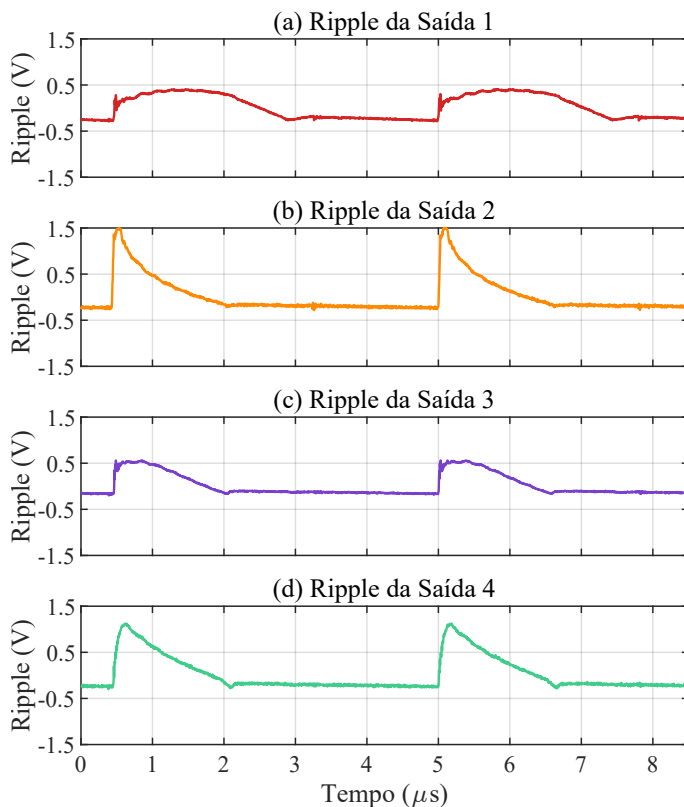
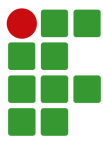


Fig. 7. Ondulações experimentais das tensões de saída.

Adicionalmente, a análise deste transitório revela que a taxa de variação da tensão (dv/dt) se mantém praticamente constante. Este perfil de subida em formato de rampa favorece a durabilidade do sistema, pois assegura o carregamento progressivo dos capacitores de saída. Consequentemente, restringe-se a magnitude da corrente de partida (*inrush current*), o que minimiza o esforço elétrico e térmico momentâneo sobre os semicondutores e evita que o núcleo do transformador seja conduzido prematuramente à saturação magnética.

C. Resposta à variação de carga

A avaliação da resposta dinâmica do conversor perante variações de carga evidencia-se na Figura 9. Para a realização desse ensaio, utilizam-se inicialmente dois resistores de 180 Ω conectados em paralelo na saída 1, resultando em uma carga equivalente de 90 Ω . A fim de verificar a atuação e o funcionamento da malha de controle, o degrau é imposto por meio da remoção abrupta de um desses resistores, o que ocasiona o aumento da resistência equivalente de carga e, consequentemente, a redução nominal de 50% da corrente solicitada pela carga.

A partir disso, constata-se uma queda de tensão transitória nas saídas 1 e 2 decorrente da diminuição de carga, seguida da estabilização do sistema nos milissegundos subsequentes. Além disso, a variação praticamente simultânea da saída 2 evidencia o efeito da regulação cruzada, uma vez que a alteração da carga

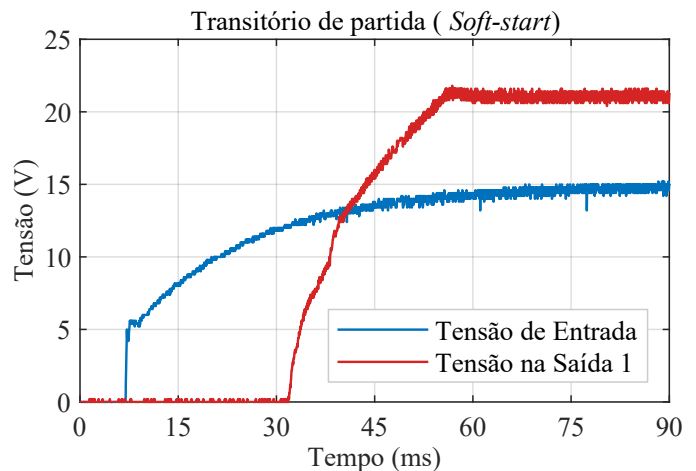


Fig. 8. Transitório de partida da tensão de entrada e da saída regulada.

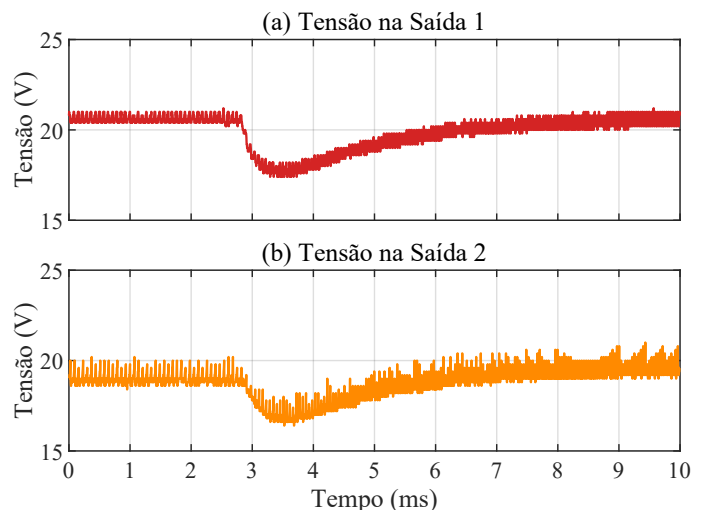


Fig. 9. Resposta experimental das saídas 1 e 2 ao degrau de carga.

em um dos secundários também impacta na tensão nos demais enrolamentos. Constata-se, ainda, que a malha de controle anula o erro em regime permanente e estabiliza as tensões em regime permanente logo após o transitório, comportamento que confirma a adequação da característica puramente integral e valida os ajustes empíricos realizados em bancada.

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta o projeto e a validação experimental de um conversor *flyback* com quatro saídas isoladas, destinado à alimentação de circuitos de *gate drive*. Os ensaios confirmam a operação em MCD e demonstram que as tensões das quatro saídas permanecem em uma faixa compatível com a aplicação proposta. Verificam-se também uma partida controlada, sem sobressinal, e a atuação da malha de controle diante das variações de carga. Dessa forma, considera-se que o conversor atende às principais especificações estabelecidas e constitui uma solução adequada para a alimentação isolada de múltiplos



circuitos de acionamento.

Apesar do atendimento às principais especificações, os resultados evidenciam aspectos que ainda podem ser aprimorados. Portanto, como continuidade do trabalho, propõe-se a otimização do projeto magnético do transformador, o que inclui o aprimoramento da disposição dos enrolamentos e um melhor aproveitamento da área da janela. Tendo em vista que os ensaios realizados com câmara térmica não indicaram aquecimento significativo desse componente, constata-se a existência de margem térmica que possibilita a avaliação de um núcleo com menor volume, desde que sejam respeitados os limites de densidade de fluxo, densidade de corrente, isolamento e elevação de temperatura. Essas alterações físicas possuem o potencial de reduzir o volume global da fonte e aumentar sua densidade de potência. Complementarmente, a seleção de capacitores com menor resistência série equivalente (ESR), aliada à redução da indutância de dispersão, pode contribuir significativamente para a diminuição das ondulações nas tensões de saída e das sobretensões sobre o interruptor. Por fim, sugere-se a validação do protótipo com cargas reais de *gate driver*, além da caracterização da eficiência e do desempenho térmico em diferentes condições de carga e de tensão de entrada.

REFERÊNCIAS

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, 3 ed., John Wiley & Sons, Hoboken, 2003.
- [2] M. H. Rashid, *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*, 4 ed., Pearson Education do Brasil, São Paulo, 2014.
- [3] Z. Yan, G. Liu, S. Luan, Y. Gao, R. Wang, B. F. Kjærsgaard, M. R. Nielsen, B. Rannestad, H. Zhao, S. Munk-Nielsen, “Gate Driver Power Supply With Low-Capacitance-Coupling and Constant Output Voltage for Medium-Voltage SiC MOSFETs”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 6, pp. 8194–8205, 2025, doi:10.1109/TPEL.2025.3538907.
- [4] D. Rothmund, D. Bortis, J. W. Kolar, “Highly compact isolated gate driver with ultrafast overcurrent protection for 10 kV SiC MOSFETs”, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 3, no. 4, pp. 278–291, 2018, doi:10.24295/CPSSSTPEA.2018.00028.
- [5] A. Sarkar, B. T. Vankayalapati, S. Anand, “GaN-Based Multiple Output Flyback Converter With Independently Controlled Outputs”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 3, pp. 2565–2576, 2022, doi:10.1109/TIE.2021.3066928.
- [6] D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Isolados*, Edição do Autor, Florianópolis, 2018.
- [7] C. Ji, K. M. Smith, K. M. Smedley, K. King, “Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 2, pp. 231–239, 2001, doi:10.1109/63.911147.
- [8] I. Barbi, *Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas*, 2 ed., Edição do Autor, Florianópolis, 2007.
- [9] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 3 ed., Springer, Cham, Switzerland, 2020, doi:10.1007/978-3-030-43881-4.
- [10] W. Chen, P. Rong, Z. Lu, “High Cross-Regulation Multioutput LLC Series Resonant Converter With Magamp Postregulator”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1908–1919, 2012, doi:10.1109/TIE.2011.2166233.
- [11] X. Fang, H. Hu, F. Chen, U. Somani, E. Au, J. Shen, I. Batarseh, “A Multi-Output LLC Resonant Converter With Semi-Active Rectifiers”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 378–386, 2018, doi:10.1109/JESTPE.2017.2726055.
- [12] I. Barbi, D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, 4 ed., Edição dos Autores, Florianópolis, 2011.
- [13] Agilent Technologies, *HCPL-3120 / HCPL-J312 / HCNW3120: 2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler*, nov 1999, URL: <https://www.tme.eu/Document/dde4b33e41c14c71ffd1089c37a0b6d6/HCPL3120.pdf>, technical Data 5965-7875E.
- [14] G.-B. Koo, *Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters*, Fairchild Semiconductor, 2006.
- [15] Texas Instruments, *UC3842/3/4/5 Provides Low-Cost Current-Mode Control*, Texas Instruments Incorporated, 1999, originally published by Unitrode.



APÊNDICE A - MEMORIAL DE CÁLCULO DO CONVERSOR FLYBACK

Projeto Flyback

$V_{in} := 15 \text{ V}$	$P_o := 10 \text{ W}$	$\Delta V_o := 0,5 \%$	$F_s := 200 \text{ kHz}$
$V_{o1} := 20 \text{ V}$	$P_{o1} := 4,5 \text{ W}$	$\eta := 0,8$	$T_s := \frac{1}{F_s} = 5 \text{ } \mu\text{s}$
$V_{o2} := 20 \text{ V}$	$P_{o2} := 1,5 \text{ W}$	$D_{max} := 0,4$	
$V_{o3} := 20 \text{ V}$	$P_{o3} := 1,5 \text{ W}$	$V_D := 0,7 \text{ V}$	
$V_{o4} := 20 \text{ V}$	$P_{o4} := 1,5 \text{ W}$		

Entrada	Saída 1	Saída 2,3,4
$I_{prim_max} := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in} \cdot D_{max}} = 4,1667 \text{ A}$	$R_{o1} := \frac{V_{o1}^2}{P_{o1}} = 88,8889 \text{ } \Omega$	$R_{o2,3,4} := \frac{V_{o2}^2}{P_{o2}} = 266,6667 \text{ } \Omega$
$L_m := \frac{V_{in}}{I_{prim_max} \cdot F_s} \cdot D_{max} = 7,2 \text{ } \mu\text{H}$	$I_{o1} := \frac{P_{o1}}{V_{o1}} = 225 \text{ mA}$	$I_{o2,3,4} := \frac{P_{o2}}{V_{o2}} = 75 \text{ mA}$
$N := \frac{V_{in} \cdot D_{max}}{(V_{o1} + V_D) \cdot (1 - D_{max})} = 0,4831$	$C_{o1} := \frac{I_{o1} \cdot D_{max}}{V_{o1} \cdot \Delta V_o \cdot F_s} = 4,5 \text{ } \mu\text{F}$	$C_{o2,3,4} := \frac{I_{o2,3,4} \cdot D_{max}}{V_{o2} \cdot \Delta V_o \cdot F_s} = 1,5 \text{ } \mu\text{F}$
	$L_{s1} := \frac{L_m}{N^2} = 30,8513 \text{ } \mu\text{H}$	$L_{s2,3,4} := \frac{L_m}{N^2} = 30,8513 \text{ } \mu\text{H}$

Esforços dos semicondutores

Entrada

$$V_{chave_max_ideal} := V_{in} \cdot \frac{1}{(1 - D_{max})} = 25 \text{ V}$$

$$V_{chave_off} := V_{in} + \frac{V_{o1}}{N} = 56,4 \text{ V}$$

$$I_{prim_max} = 4,1667 \text{ A}$$

$$I_{prim_RMS} := I_{prim_max} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1,5215 \text{ A}$$

$$I_{chave_RMS} := I_{prim_RMS} = 1,5215 \text{ A}$$

$$I_{chave_méd} := N \cdot (I_{o1} + I_{o2,3,4}) = 144,9275 \text{ mA}$$

Saída

$$V_{D_off} := V_{o1} + V_{in} \cdot N = 27,2464 \text{ V}$$

$$V_{sec} := V_D + V_{o1} = 20,7 \text{ V}$$

$$I_{D1_méd} := I_{o1} = 225 \text{ mA}$$

$$I_{D2,3,4_méd} := I_{o2,3,4} = 75 \text{ mA}$$

$$I_{sec1} := \frac{2 \cdot I_{o1}}{(1 - D_{max})} = 750 \text{ mA} \quad \text{Corrente de pico Sec1}$$

$$I_{sec1_RMS} := I_{sec1} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 335,4102 \text{ mA} \quad \text{Corrente eficaz Sec1}$$

$$I_{sec2,3,4} := \frac{2 \cdot I_{o2,3,4}}{(1 - D_{max})} = 250 \text{ mA} \quad \text{Corrente de pico Sec2}$$

$$I_{sec2,3,4_RMS} := I_{sec2,3,4} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 0,1118 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz Sec2,3,4}$$

$$I_{C1_RMS} := \sqrt{I_{sec1_RMS}^2 - I_{o1}^2} = 248,7469 \text{ mA}$$

$$I_{C2,3,4_RMS} := \sqrt{I_{sec2,3,4_RMS}^2 - I_{o2,3,4}^2} = 82,9156 \text{ mA}$$

$$V_{co1,2,3,4} := V_{o1} = 20 \text{ V}$$



Grampeador - RCD

$$V_{DS_max} := 100 \text{ V} \quad \text{Tensão dreno-surce}$$

$$V_{max} := V_{DS_max} \cdot 0,8 = 80 \text{ V}$$

$$V_{pk_max} := 15 \text{ V}$$

$$V_{OR} := V_{chave_max_ideal} - V_{pk_max} = 10 \text{ V} \quad \text{Tensão refletida}$$

$$V_{clamp} := V_{max} - V_{pk_max} = 65 \text{ V}$$

$$L_{leak} := L_m \cdot 0,05 = 360 \text{ nH}$$

$$R_{clamp} := \frac{2 \cdot V_{clamp} \cdot (V_{clamp} - V_{OR})}{F_s \cdot L_{leak} \cdot (I_{prim_max})^2} = 5720 \text{ } \Omega$$

$$C_{clamp} := \frac{5}{R_{clamp} \cdot F_s} = 4,3706 \text{ nF}$$

$$P_{loss} := \frac{1}{2} \cdot L_{leak} \cdot I_{prim_max}^2 \cdot F_s \cdot \left(\frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - V_{OR}} \right) = 0,7386 \text{ W}$$

Notas

*O efeito do grampeador é limitar a tensão na comutação da chave

*O grampeador se coloca em paralelo no trafo do primário, pois se colocar em paralelo com a tensão da chave o valor da tensão será muito maior

*Quanto maior a corrente, menor o RDson

Escolha da chave:

$$V_{chave_max_ideal} := V_{in} \cdot \frac{1}{(1 - D_{max})} = 25 \text{ V}$$

$$V_{chave_off} := V_{in} + V_{o1} \cdot N = 24,6618 \text{ V}$$

$$V_{chave_max} := 100 \text{ V}$$

$$V_{max} = 80 \text{ V}$$

$$R_{DS_on} := 90 \text{ mohm}$$

$$t_f := 25 \text{ ns}$$

$$P_{chave_cond} := R_{DS_on} \cdot I_{chave_RMS}^2 = 0,2083 \text{ W}$$

$$P_{chave_com} := \frac{1}{2} \cdot V_{max} \cdot I_{prim_max} \cdot t_f \cdot F_s = 0,8333 \text{ W}$$

$$P_{chave_total} := P_{chave_cond} + P_{chave_com} = 1,0417 \text{ W}$$

$$I_{chave_RMS} = 1,5215 \text{ A}$$

$$I_{chave_med} := N \cdot (I_{o1} + I_{o2,3,4}) = 144,9275 \text{ mA}$$

$$I_{prim_max} = 4,1667 \text{ A} \quad \text{Corrente pico máxima}$$

Obs: Olhar a tensão com a dispersão e o grampeador (Simulação)

*Como o flyback está no modo DCM - Não é necessário considerar tr (time rising).

Cálculo Térmico

$$R_{ja} := 62 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$T_{jcalc} := R_{ja} \cdot P_{chave_total} = 64,5833 \text{ K}$$

Escolha do diodo: Escolha de diodo - corrente média e tensão máxima

$$V_{D_off} := V_{o1} + V_{in} \cdot N = 27,2464 \text{ V}$$

$$I_{D1_med} = 225 \text{ mA}$$

$$I_{D2,3,4_med} = 75 \text{ mA}$$

$$I_{sec1_RMS} = 335,4102 \text{ mA}$$

$$I_{sec2,3,4_RMS} = 111,8034 \text{ mA}$$

$$V_{TO} := 1,25 \text{ V}$$

$$r_T := 0 \text{ mohm}$$

$$P_{D1} := V_{TO} \cdot I_{D1_med} + r_T \cdot I_{sec1_RMS}^2 = 281,25 \text{ mW}$$

$$P_{D2,3,4} := V_{TO} \cdot I_{D2,3,4_med} + r_T \cdot I_{sec2,3,4_RMS}^2 = 93,75 \text{ mW}$$

Escolhido MUR160



PROJETO DO MAGNÉTICO

Dimencionamento do núcleo

$$B_{max} := 0,14 \text{ T} \quad \text{Densidade de fluxo - saturação}$$

$$J_{max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}} \quad \text{Densidade de corrente adotada para o traço}$$

$$K_w := 0,4 \quad \text{Fator de utilização da área da janela}$$

$$K_p := 0,5 \quad \text{Fator de utilização do primário}$$

$$AeAw := \frac{1,1 \cdot P_o}{K_w \cdot K_p \cdot B_{max} \cdot J_{max} \cdot F_s} = 0,0437 \text{ cm}^4$$

Informações do núcleo

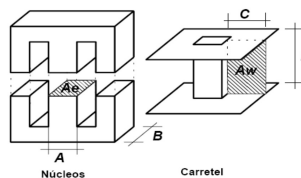
Carretel escolhido: NEE 25;10;6

$$A_e := 0,3929 \text{ cm}^2 \quad \text{Seção do núcleo}$$

$$A_w := 0,44 \text{ cm}^2 \quad \text{Área da janela do carretel}$$

$$AeAw_{calc} := A_e \cdot A_w = 0,1729 \text{ cm}^4$$

$$M_n := 4,9 \text{ g} \quad \text{Massa de cada peça}$$



Número de espiras:

$$N_p := \frac{V_{in} \cdot D_{max}}{B_{max} \cdot A_e \cdot F_s} = 5,454 \quad N_p := 6 \quad \text{Número de espiras primário}$$

$$N_{s1} := \left(\frac{(V_{o1} + V_D)}{V_{in}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} \right) \cdot N_p = 12,42 \quad N_{s1,2,3,4} := 12 \quad \text{Número de espiras no secundário}$$

$$\frac{N_p}{N_{s1,2,3,4}} = 0,5 \quad N = 0,4831$$

Cálculo do entreferro:

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$\delta := \frac{2 \cdot \mu_o \cdot P_o}{B_{max}^2 \cdot A_e \cdot F_s \cdot \eta} = 0,0204 \text{ cm}$$

$$l_g := \frac{\delta}{2} = 0,0102 \text{ cm} \quad \text{Comprimento de um entreferro}$$



Cálculo dos condutores

Cálculo da máxima profundidade de penetração de corrente no condutor (Efeito Skin):

$$\Delta := \frac{7,5}{\sqrt{\frac{F_s}{Hz}}} = 0,0168$$

Profundidade máxima de penetração da corrente no condutor

$$2 \cdot \Delta = 0,0335$$

Diâmetro máximo do condutor que é recomendado devido ao efeito Skin

$$\text{AWG } 30 < \Delta \cdot 2$$

Condutor do primário: Fio 31

$$S_{fio_p} := \frac{I_{prim_RMS}}{J_{max}} = 0,0034 \text{ cm}^2$$

Área do cobre

$$S_{fio_nu_p} := 0,000404 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio_iso_p} := 0,000568 \text{ cm}^2$$

$$n_{condutores_p} := \frac{S_{fio_p}}{S_{fio_nu_p}} = 8,3688$$

$$n_{condutores_p} := 8$$

$$\rho_{fio_p} := 0,00570 \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

$$MLT := 4,3 \text{ cm}$$

Comprimento médio de uma espira

$$L_{enrolamento_p} := MLT \cdot N_p = 25,8 \text{ cm}$$

Condutor do secundário 1: Fio 31

$$S_{fio_s1} := \frac{I_{sec1_RMS}}{J_{max}} = 0,0007 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio_nu_s1} := 0,000404 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio_iso_s1} := 0,000568 \text{ cm}^2$$

$$n_{condutores_s1} := \frac{S_{fio_s1}}{S_{fio_nu_s1}} = 1,8449$$

$$n_{condutores_s1} := 1$$

$$\rho_{fio_s1} := 0,00570 \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

$$MLT := 4,3 \text{ cm}$$

$$L_{enrolamento_s} := MLT \cdot N_{s1,2,3,4}$$

$$L_{enrolamento_s} = 51,6 \text{ cm}$$

Condutor do secundário 2,3,4: Fio 31

$$S_{fio_s2,3,4} := \frac{I_{sec2,3,4_RMS}}{J_{max}} = 0,0002 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio_nu_s2,3,4} := 0,000404 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio_iso_s2,3,4} := 0,000568 \text{ cm}^2$$

$$n_{condutores_s2,3,4} := \frac{S_{fio_s2,3,4}}{S_{fio_nu_s2,3,4}} = 0,615$$

$$n_{condutores_s2,3,4} := 1$$

$$\rho_{fio_s2,3,4} := 0,00570 \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

$$MLT := 4,3 \text{ cm}$$

$$L_{enrolamento_s} := MLT \cdot N_{s1,2,3,4}$$

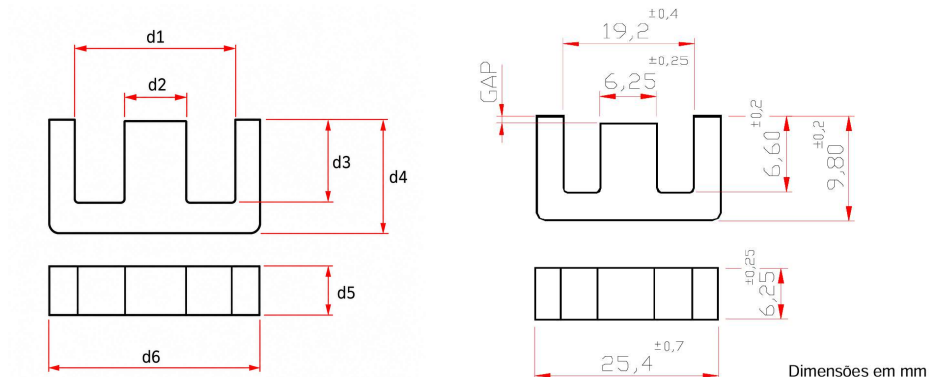
$$L_{enrolamento_s} = 51,6 \text{ cm}$$



Possibilidade de execução:

$$A_{WMIN} := \left(N_p \cdot 2 \cdot \frac{S_{fio_iso_p}}{K_w} \right) + \left(N_{s1,2,3,4} \cdot 2 \cdot \frac{S_{fio_iso_s1}}{K_w} \right) + 3 \cdot \left(N_{s1,2,3,4} \cdot 2 \cdot \frac{S_{fio_iso_s2,3,4}}{K_w} \right) = 0,1534 \text{ cm}^2$$

$$\frac{A_{WMIN}}{A_w} = 0,3485$$



Cálculo térmico:

Perdas no cobre - primário

$$R_{cu_p} := \frac{\rho_{fio_p} \cdot L_{enrolamento_p}}{n_{condutores_p}} = 0,0184 \Omega$$

$$P_{cu_p} := R_{cu_p} \cdot I_{prim_RMS}^2 = 0,0426 \text{ W}$$

Perdas no cobre - secundário 1

$$R_{cu_s1} := \frac{\rho_{fio_s1} \cdot L_{enrolamento_s}}{n_{condutores_s1}} = 0,2941 \Omega$$

$$P_{cu_s1} := R_{cu_s1} \cdot I_{sec1_RMS}^2 = 0,0331 \text{ W}$$

Perdas no cobre - secundário 2,3,4

$$R_{cu_s2,3,4} := \frac{\rho_{fio_s2,3,4} \cdot L_{enrolamento_s}}{n_{condutores_s2,3,4}} = 0,2941 \Omega$$

$$P_{cu_s2,3,4} := R_{cu_s2,3,4} \cdot I_{sec2,3,4_RMS}^2 = 0,0037 \text{ W}$$

Perdas no cobre - totais

$$P_{cu_total} := P_{cu_p} + P_{cu_s1} + 3 \cdot P_{cu_s2,3,4} = 0,0867 \text{ W}$$



Perdas magnéticas no núcleo

$$\Delta B := \frac{I_{prim_max} \cdot L_m}{N_p \cdot A_e} = 0,1273 \text{ T}$$

$$\Delta B_G := \Delta B = 1272,5884 \text{ gauss}$$

$$D_{pm} := 100 \frac{\text{mW}}{\text{g}} \quad \text{Obtem-se a perdas especificas para } B=1300 \text{ Gauss a } 100^\circ \text{C}$$

$$P_{fe} := D_{pm} \cdot M_n \cdot 2 = 0,98 \text{ W}$$

Resistência térmica da perna do núcleo

$$A_e A_{wth} := \frac{A_e}{2} \cdot \frac{A_w}{2} = 0,1729 \quad \text{Área de radiação térmica}$$

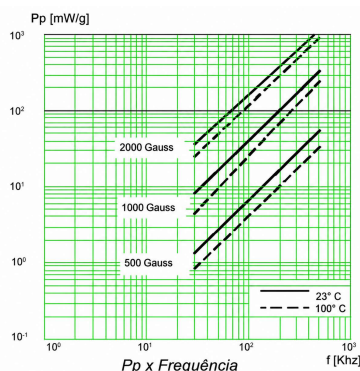
$$R_{thfe} := 23 \cdot A_e A_{wth}^{-0,37} \frac{\text{K}}{\text{W}} = 44,0318 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad \text{Resistência térmica do núcleo}$$

$$\Delta T_{th} := (P_{cu_total} + P_{fe}) \cdot R_{thfe} = 46,9674 \text{ K} \quad \text{Elevação de temperatura}$$

$$T_i := 40 \text{ K} \quad \text{Temperatura ambiente}$$

$$T_f := (T_i + \Delta T_{th}) = 86,9674 \text{ K} \quad \text{Temperatura do ponto mais quente}$$

IP12E			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_i	23 °C	2300 ± 25%	- - -
B	15 Oe, 23 °C	5100	Gauss
P_p	2000 Gauss 100 KHz, 80 °C	110	mW/g
T_c	- - -	> 210	°C
ρ	- - -	4800	Kg/m³



Estrutura do CI: UC3845

Bloco do Oscilador

$$C_{CT} := 470 \text{ nF} \quad \text{*Arbitrado a partir do datasheet de acordo com a frequência de comutação e valor comercial}$$

$$R_{RT} := \frac{1,72}{2 \cdot f_s \cdot C_{CT}} \quad \text{*Ajustado para obter a frequência de comutação desejada, conforme condições do datasheet}$$

$$R_{RT} := 9,1 \text{ k}\Omega$$

Bloco de medição de corrente (Current Sense)

$$V_{refl} := 1 \text{ V} \quad \text{Limite interno do UC3845}$$

$$R_{shunt} := \frac{V_{refl}}{I_{prim_max}} = 240 \text{ m}\Omega \quad \begin{aligned} &\text{*Adotou-se a associação em série de dois resistores de } 100 \text{ m}\Omega \text{ cada} \\ &\text{*O CI desliga a chave caso a tensão em Rshunt exceda o limiar de } 1 \text{ V} \end{aligned}$$

$$R := 100 \text{ }\Omega$$

$$C := 10 \text{ nF} \quad \text{*Valores adotados para o filtro RC nesse bloco}$$

Bloco do Soft-Start

$$\tau := 100 \text{ ms}$$

$$C_{ss} := 1 \text{ }\mu\text{F} \quad \text{*Especificações de projeto}$$

$$R_{ss} := \frac{\tau}{C_{ss}} = 100 \text{ k}\Omega$$



Bloco da Proteção do CI e do Gate (acionamento)

$$V_{cc} := V_{in} = 15 \text{ V}$$

$$R_{gate} := \frac{V_{cc}}{1 \text{ A}} = 15 \text{ } \Omega \quad \text{*Dimensionado para limitar a corrente de pico (1 A)}$$

*Utilizou-se também um resistor de descarga de 20 k Ω em paralelo ao Gate, a fim de assegurar o bloqueio da chave durante a inicialização do CI ou em regimes de ausência de sinal

*Um diodo Schottky (1N5819) foi utilizado como limitador de tensão, para fins de proteção do CI e do Gate

Bloco do divisor resistivo

$$V_{ref2} := V_{o1} \cdot \left(\frac{R_d}{R_i + R_d} \right)$$

$$V_{ref2} := 2,5 \text{ V}$$

$$R_i := 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_d := \frac{V_{ref2} \cdot R_i}{V_{o1} - V_{ref2}} = 2857,1429 \text{ } \Omega \quad \text{*Ajustado com valores comerciais, com dois resistores em paralelo (8,2k}\Omega\text{/4,3k}\Omega\text{)}$$

*O UC3845 possui uma referência interna de Vref = 2,5 V no pino VFB, de modo que é necessário projetar um divisor de tensão que converta a sua tensão de saída Vo1 para esse valor de referência, de tal forma que seja compatível a leitura da tensão de saída para posteriormente realizar o controle

Planta do Conversor (Flyback)

$$\frac{V_{o1}(s)}{D(s)} := \frac{V_{in}}{\left(1 + C_{o1} \cdot R_{o1} \cdot s\right) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m \cdot F_s}{R_{o1}}}} \rightarrow \frac{V_{o1}(s)}{D(s)} \approx \frac{83,33}{(1 + 0,0004 \cdot s)} \quad \text{Planta de 1º Ordem}$$

Projeto do Compensador PI - Por cancelamento de pólos

Definições do Compensador C(s):

$$K_p := 0,6 \quad \text{Ganho proporcional}$$

$$T_i := 0,0004 \text{ s} \quad \text{Tempo de integração}$$

Observações:

*Kp: Ajustado empiricamente via MATLAB para posicionar a frequência de cruzamento (Fc) em um valor inferior a Fs/10

*Ti: Definido para realizar o cancelamento do polo dominante da planta (Ti = tau_planta = 0,0004s), garantindo o comportamento de sistema de primeira ordem na malha fechada

$$C(s) := K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \rightarrow C(s) := 0,6 \cdot \left(1 + \frac{1}{0,0004 \cdot s}\right)$$

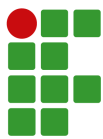
$$R_f := 12 \text{ k}\Omega \quad \text{*O datasheet do UC3845 prevê um valor mínimo para o Rf de 7 k}\Omega$$

$$R_i := 20 \text{ k}\Omega \quad \text{*Ri do divisor resistivo}$$

$$C_f := 47 \text{ nF}$$

$$G := \frac{R_f}{R_i} = 0,6$$

$$C(s) := \frac{(1 + R_f \cdot C_f \cdot s)}{(R_i \cdot C_f \cdot s)}$$



APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CONVERSOR

O esquema elétrico do conversor *flyback*, contendo o dimensionamento final com os valores comerciais dos componentes adotados para a montagem prática e posterior roteamento da Placa de Circuito Impresso (PCB), é apresentado na Figura 10. Todo o processo de desenho esquemático e layout da placa foi desenvolvido utilizando o software EasyEDA.

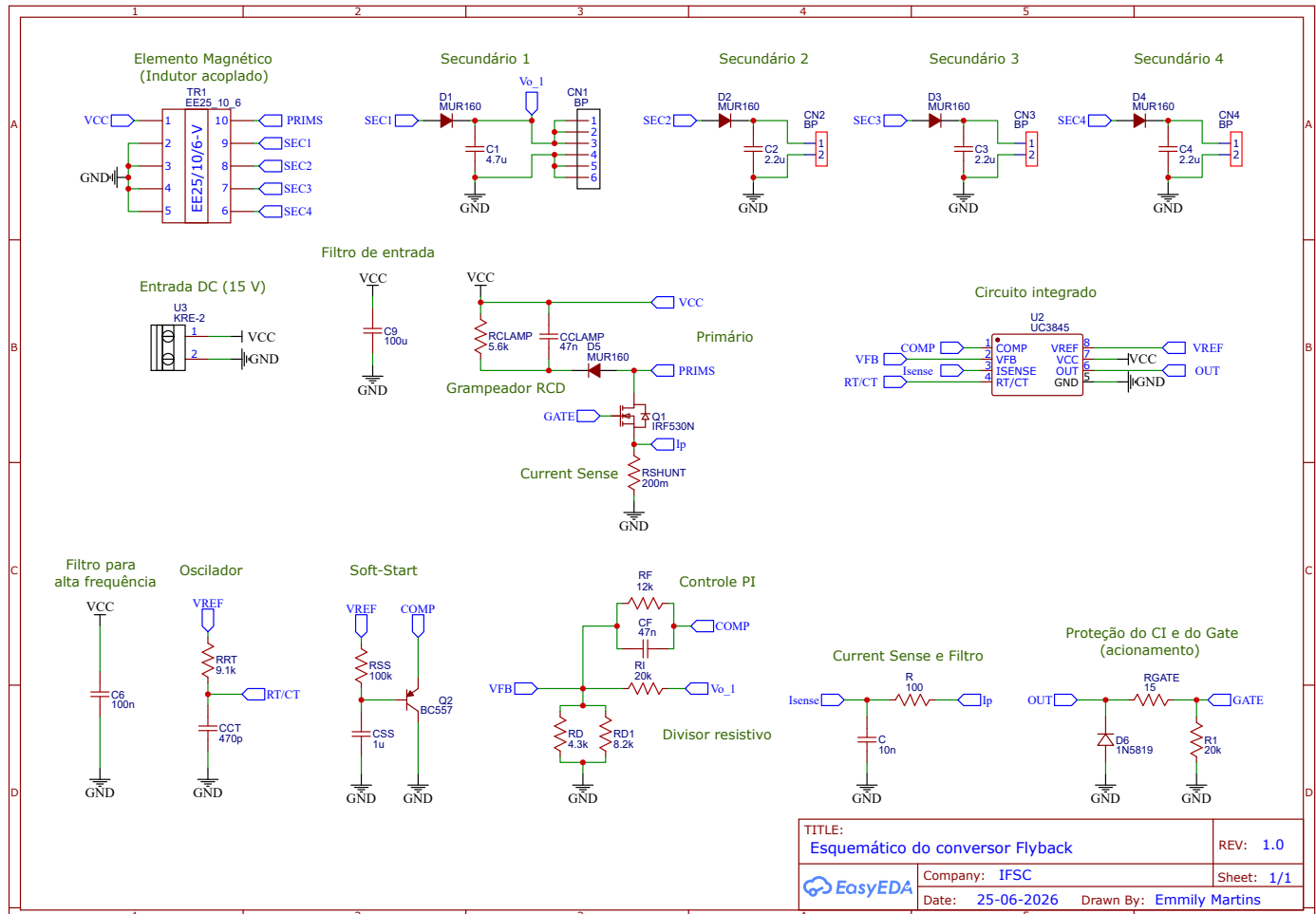
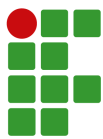


Fig. 10. Esquemático completo do conversor projetado.



APÊNDICE C - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO LTSPICE

As simulações computacionais do conversor foram desenvolvidas no *software* LTspice para complementar o projeto analítico e orientar a montagem do protótipo. Embora o dimensionamento teórico tenha considerado o cenário de carga nominal, os resultados aqui expostos foram obtidos com as mesmas condições de carga do ensaio físico em bancada, com o objetivo de validar o modelo computacional e facilitar a comparação com os resultados práticos.

A Figura 11 ilustra, de forma paralela, duas das principais simulações efetuadas no *software*, focadas no comportamento da saída do conversor, apresentando as formas de onda obtidas para as tensões de saída e as respectivas ondulações de tensão (*ripples*).

Em contrapartida é expectável a existência de divergências entre os *ripples* simulados e os medidos no protótipo físico. Esta diferença deve-se à dificuldade de medição e estimação exata da Resistência Série Equivalente (RSE) dos capacitores reais integrados no circuito. No ambiente de simulação, são frequentemente assumidos valores ideais ou típicos para a RSE. Para que o modelo computacional refletisse a ondulação de tensão com exatidão absoluta, seria necessário o levantamento prévio do modelo em frequência de cada componente utilizado de forma empírica.

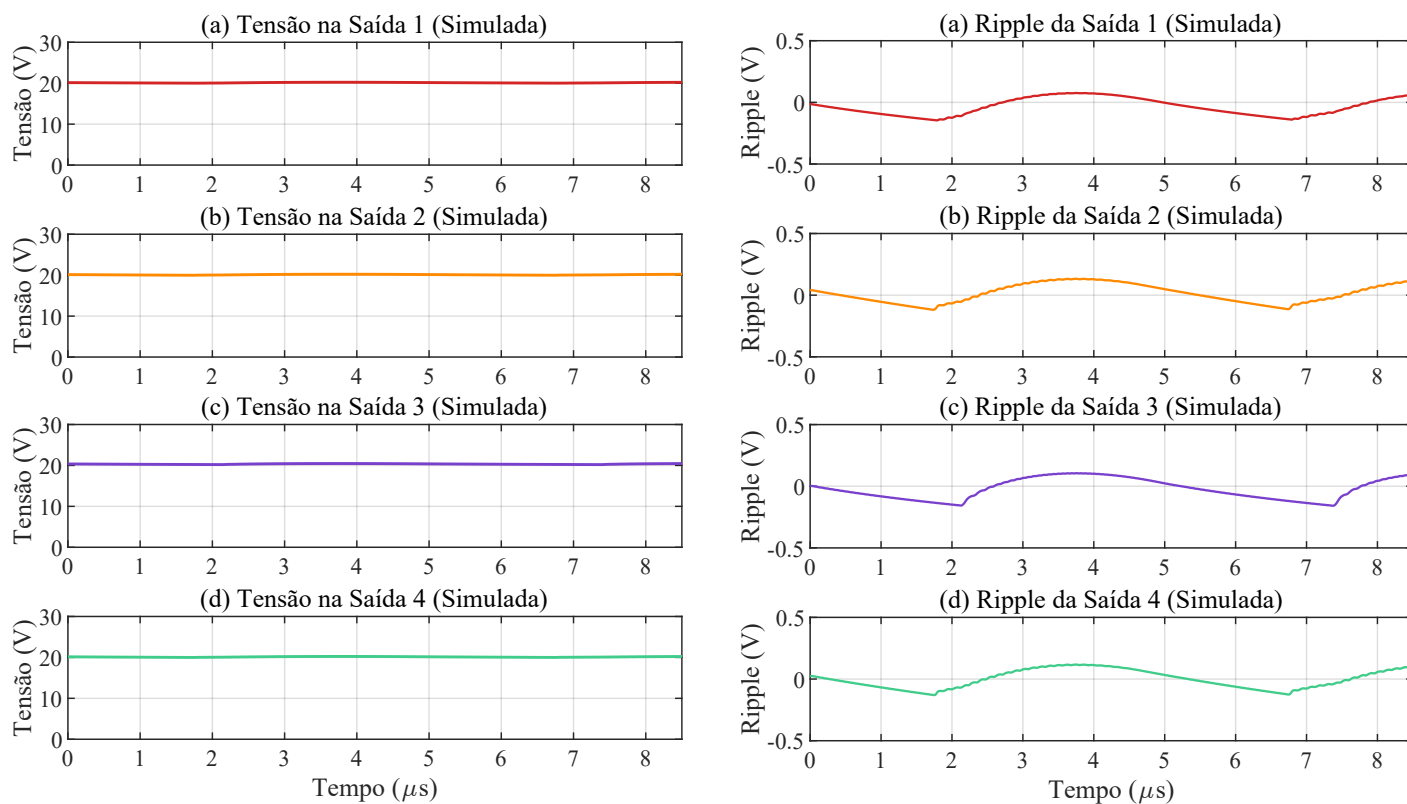


Fig. 11. Resultados de simulação no LTspice sob as condições de carga do ensaio laboratorial.