

ANÁLISE DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DE TRANSISTORES COMUTADOS EM ALTA FREQUÊNCIA, UTILIZANDO O CONVERSOR BUCK

David Thiago França Cairquick
Orientador: Jose Flavio Dums

Resumo

A crescente busca por maior eficiência nos sistemas elétricos e eletrônicos tem impulsionado o desenvolvimento de novas tecnologias, no que tange aos dispositivos semicondutores. Em um conversor estático, toda energia é processada em um ou mais interruptores eletrônicos, que podem ser diodos e transistores, e cuja estrutura é feita de material semicondutor. Neste contexto, este trabalho realiza uma análise comparativa do comportamento dos dispositivos MOSFET, IGBT e Transistor Bipolar Darlington aplicados à topologia Buck. A eficiência global do conversor é obtida por meio de medições de tensão e corrente na entrada e na saída, utilizando um wattímetro, enquanto as perdas de condução e de comutação foram determinadas com auxílio de um osciloscópio com sondas de corrente e de tensão. Os resultados indicam que o MOSFET apresentou a maior eficiência global, sobretudo em altas frequências de comutação, enquanto o IGBT demonstrou melhor desempenho em potências elevadas e baixas frequências de comutação. O Transistor Bipolar Darlington se mostrou adequado apenas para baixas potências e baixas frequências, apresentando elevado aquecimento e comprometimento térmico em condições de maior exigência.

Palavras-Chave: Transistor. Mosfet. IGBT. Darlington. Perdas.

ANALYSIS OF ENERGY EFFICIENCY IN HIGH-FREQUENCY SWITCHED TRANSISTORS USING A BUCK CONVERTER

Abstract: The growing demand for higher efficiency in electrical and electronic systems has driven the development of new technologies, particularly regarding semiconductor devices. In a static converter, all the energy is processed by one or more electronic switches, such as diodes or transistors, whose structure is composed of semiconductor materials. In this context, this study presents a comparative analysis of the behavior of MOSFET, IGBT, and Darlington Bipolar Transistor devices applied to the Buck topology. The overall efficiency of the converter is obtained through voltage and current measurements at the input and output using a wattmeter, while conduction and switching losses are determined with the aid of an oscilloscope equipped with current and voltage probes. The results indicate that the MOSFET exhibits the highest overall efficiency, particularly at higher switching frequencies, whereas the IGBT demonstrates better performance at elevated power levels and lower switching frequencies. The Darlington Bipolar Transistor is suitable only for low-power and low-frequency applications, presenting excessive heating and thermal

limitations under more demanding operating conditions.

Keywords: Transistor. Mosfet. IGBT. Darlington. Losses.

1 INTRODUÇÃO

É de conhecimento geral que no mundo atual há uma demanda significativa por eficiência energética e esta demanda afeta também os projetos de fontes chaveadas. Uma das topologias mais conhecidas e utilizadas de fontes chaveadas é o conversor Buck, um conversor que produz uma tensão CC (corrente contínua) média de saída menor que a tensão CC de entrada e, em condução contínua, esta tensão de saída é diretamente proporcional ao ciclo de trabalho no chaveamento do interruptor (MOHAN/UNDELAND/ROBBINS, 1995). Além disso, tratando-se de eficiência energética, qualquer perda interna nos componentes deste conversor afeta diretamente sua eficiência.

Neste sentido, a escolha correta do interruptor está diretamente ligada ao desempenho do conversor Buck, tornando o semicondutor o componente mais importante num aparato de eletrônica de potência (B.K. ROSE, 1992). Considerando esta importância, este estudo tem o objetivo de comparar a perda de energia de alguns tipos de interruptores, aplicados a topologia *Buck* focando no Mosfet, IGBT e Transistor Bipolar na configuração Darlington. Esta comparação foi feita considerando a eficiência energética do conversor e as perdas de condução e comutação de cada modelo de transistor.

1.1 Fundamentação Teórica

1.1.1 Conversor Buck

O conversor Buck é formado por quatro componentes principais: um interruptor S, um diodo D1, um indutor L e um capacitor de filtro C. A carga, de corrente contínua, é representada por um resistor RL. O circuito de comutação, formado pelo interruptor e pelo diodo tem a função de comutar a tensão contínua de entrada (V_{in}), gerando uma tensão média reduzida na saída. O interruptor S é comutado periodicamente com uma frequência de comutação (f_{sw}) que é o inverso do período (T), conforme a equação 1.

$$f_{sw} = \frac{1}{T} \quad (1)$$

E um ciclo de trabalho definido por:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (2)$$

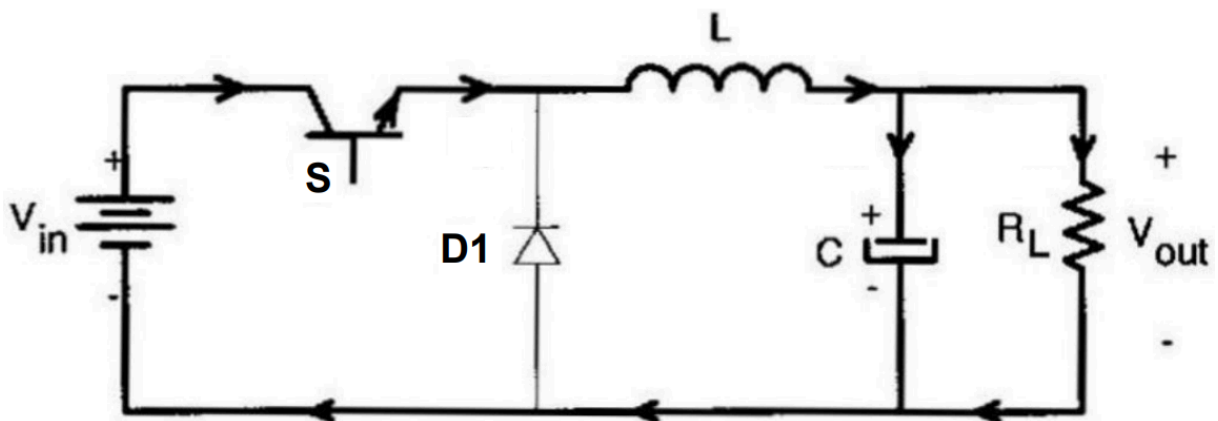
em que t_{on} é o intervalo de tempo em que o interruptor permanece fechado e t_{off} o

intervalo em que está aberto. A variação do ciclo de trabalho (D) permite controlar a tensão média de saída (V_o) (RASHID, 2001). Esta tensão de saída é determinada pela equação 3.

$$V_o = D \cdot V_{in} \quad (3)$$

A figura 1 mostra o diagrama da topologia do conversor Buck.

Figura 1: Diagrama do Conversor Buck

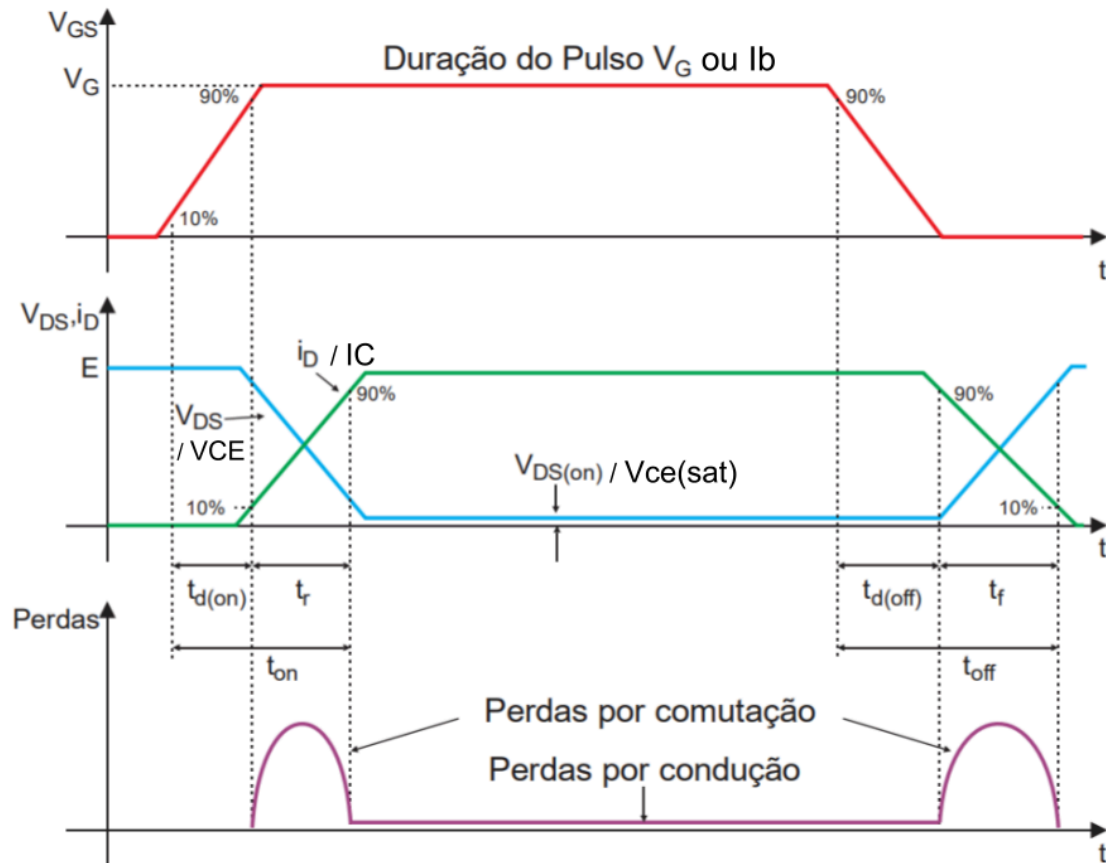


Fonte: (BARBI, 2014).

1.1.2 Perdas de Condução e Comutação

As perdas nos transistores em conversores chaveados se dividem em perdas por condução e perdas por comutação. As perdas por condução acontecem no período em que o interruptor já está em sua região de condução e as perdas por comutação ocorrem no período de transição do estado de condução para abertura e vice-versa. A figura 2 ilustra as áreas de perdas em que o primeiro gráfico representa o sinal no terminal de gatilho (tensão no *gate* ou corrente na base), o segundo gráfico representa a tensão dreno-source (V_{DS}) coletor-emissor ou (V_{CE}) e a corrente de dreno (I_D) ou corrente de coletor (I_C) e o terceiro gráfico representa as perdas em cada parte, na condução e comutação.

Figura 2: Formas de Onda com Perdas de Condução e Comutação

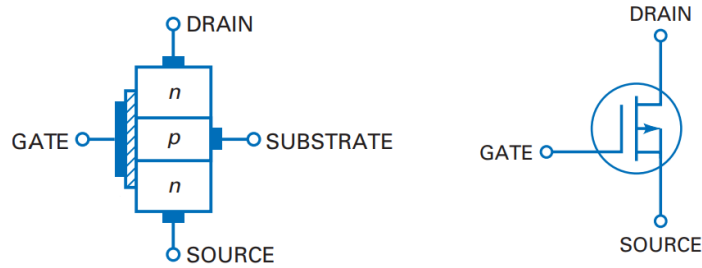


Fonte: (PETRY, 2018).

1.1.3 Mosfet

O MOSFET (*Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor*) é um dispositivo semicondutor de efeito de campo, cujo funcionamento baseia-se no controle da corrente entre os terminais de dreno e fonte por meio de uma tensão aplicada ao terminal de *gate* (B.K ROSE, 1992). No tipo de canal N, a estrutura do dispositivo é composta por um eletrodo metálico de *gate*, isolado do corpo semicondutor por uma fina camada de óxido. O corpo, de tipo p, contém duas regiões n fortemente dopadas nas extremidades, que formam as junções responsáveis pela condução elétrica quando o campo elétrico, aplicado ao *gate* inverte localmente a polaridade do canal, permitindo o fluxo de elétrons (MALVINO E BATES, 2016). A figura 3 mostra a estrutura (à esquerda) e o símbolo (à direita) do Mosfet canal n.

Figura 3: Simbologia do Mosfet



FONTE: (MALVINO E BATES, 2016).

Ao aplicar uma tensão positiva entre *gate* e *source* (V_{GS}), maior que a tensão limiar (V_t) do Mosfet, estabelece-se um campo elétrico que atrai elétrons para a região abaixo da camada de óxido. Esses elétrons se acumulam na superfície do substrato tipo p, formando um canal de condução entre as duas regiões n. Caso a tensão entre dreno e *source* (V_{DS}) seja $V_{DS} < V_{GS} - V_t$, o Mosfet operará na sua região Ôhmica, em que a corrente do dreno I_D é proporcional a V_{DS} . Para que o Mosfet opere em saturação, é preciso que a tensão V_{DS} seja maior que $V_{GS} - V_t$ e este estudo buscou manter o Mosfet nesta condição (MALVINO E BATES, 2016).

Como o próprio nome indica, ao operar na região ôhmica, o Mosfet tem uma resistência intrínseca chamada de $R_{DS(on)}$ e com ela é possível calcular as perdas de condução deste interruptor com a equação abaixo, em que I_{Drms} é a corrente eficaz no dreno e P_{cond} é a perda de condução:

$$P_{cond} = I_{Drms}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (4)$$

Já as perdas por comutação, no Mosfet, são calculadas a partir da área abaixo da curva de cruzamento entre a tensão e a corrente, nos períodos de transição de um estado para o outro. A duração desta transição depende das capacitâncias parasitas de cada componente, no entanto, as notas de aplicação dos fabricantes indicam que a equação 5 é uma aproximação razoável do comportamento real do semiconductor, em .

$$P_{comut} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw} \quad (5)$$

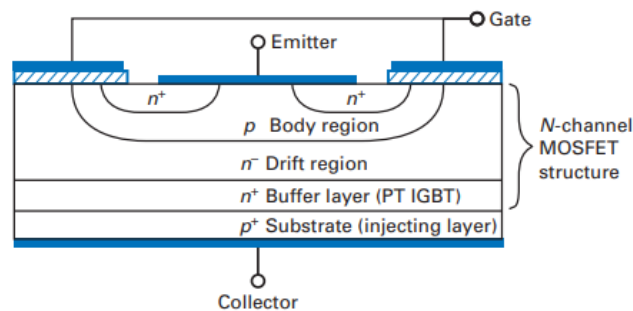
Em que t_r e t_f são, respectivamente, os tempos de subida e descida da corrente típicos de *datasheet* (ROHM, 2016).

1.1.4 IGBT

Os transistores MOSFET de potência e os transistores bipolares de junção (BJT) são amplamente empregados em aplicações de comutação de alta potência. O MOSFET apresenta como principal vantagem a alta velocidade de chaveamento, enquanto o BJT se destaca por menores perdas de condução. A partir da combinação dessas características surgiu um dispositivo híbrido que busca se aproximar do comportamento de um interruptor ideal: IGBT (*insulated-gate bipolar junction*).

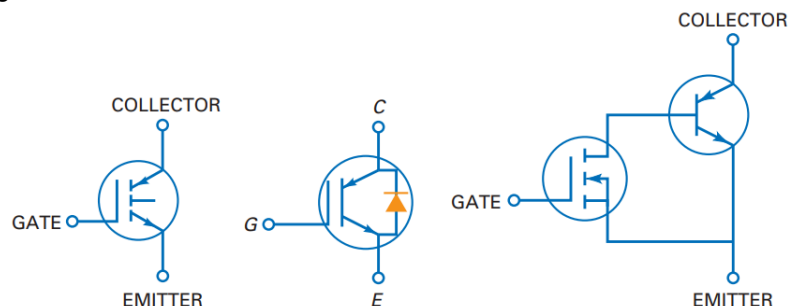
O IGBT é uma evolução tecnológica derivada da estrutura do MOSFET de potência, apresentando princípio de operação semelhante. Sua estrutura básica pode ser interpretada como a de um MOSFET de canal N construído sobre um substrato do tipo p, com três terminais: *gate*, emissor e coletor. As perdas por condução do IGBT estão associadas à sua queda de tensão direta, enquanto, no MOSFET, essas perdas estão relacionadas à resistência $R_{DS(on)}$. A figura 4 ilustra a estrutura do IGBT enquanto a figura 5 apresenta os possíveis símbolos para este componente (MALVINO E BATES, 2016).

Figura 4: Construção do IGBT



Fonte: (MALVINO E BATES, 2016).

Figura 5: Simbologia do IGBT



Fonte: (MALVINO E BATES, 2016).

As perdas por condução no IGBT dependem da tensão entre coletor e emissor (V_{CE}) e a corrente de coletor média (I_{Cmed}) conforme a equação 6.

$$P_{cond} = V_{CE} \cdot I_{Cmed} \quad (6)$$

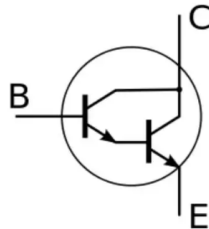
Já as perdas por comutação dependem de capacitâncias intrínsecas do componente. No entanto, as notas de aplicação dos fabricantes indicam que a equação 7 baseada na energia típica consumida nas transições é um modelo razoavelmente aproximado do comportamento real. Estes valores de energia são disponibilizados em *datasheet* (Renesas, 2024), em que E_{on} é a energia consumida na entrada em condução e E_{off} é a energia consumida no desligamento.

$$P_{comut} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (7)$$

1.1.4 Transistor Bipolar Darlington

O transistor bipolar Darlington é uma configuração de dois transistores bipolares de junção conectados de forma que o ganho de corrente do primeiro seja multiplicado pelo do segundo, resultando em um dispositivo equivalente com ganho alto. Nessa associação, o coletor de ambos é comum, enquanto a corrente de saída do primeiro transistor alimenta a base do segundo, fazendo com que pequenas correntes de entrada produzam correntes significativamente maiores na saída. A figura 6 ilustra o esquemático deste tipo de transistor.

Figura 6: Simbologia do Darlington



Fonte: (EMBARCADOS, 2016).

Quando se aplica uma corrente à base do primeiro transistor, esta é amplificada segundo o ganho β_1 ; em seguida, essa corrente amplificada passa para a base do segundo transistor, sendo novamente amplificada por β_2 . Assim, o ganho total é dado por $\beta_{total} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$, o que permite ao Darlington acionar cargas maiores com uma corrente de controle muito pequena. Contudo, essa configuração apresenta maior queda de tensão entre coletor e emissor devido às duas junções base-emissor em série, além de uma velocidade de comutação menor em comparação aos transistores individuais, devido ao armazenamento de carga na base do segundo transistor.

Por ter um canal de coletor e emissor, as perdas de condução no darlington são calculadas da mesma forma que o IGBT, conforme a equação 6.

Como o darlington não é comumente usado em aplicações de alta frequência, não há um modelo específico para calcular suas perdas de comutação, portanto a

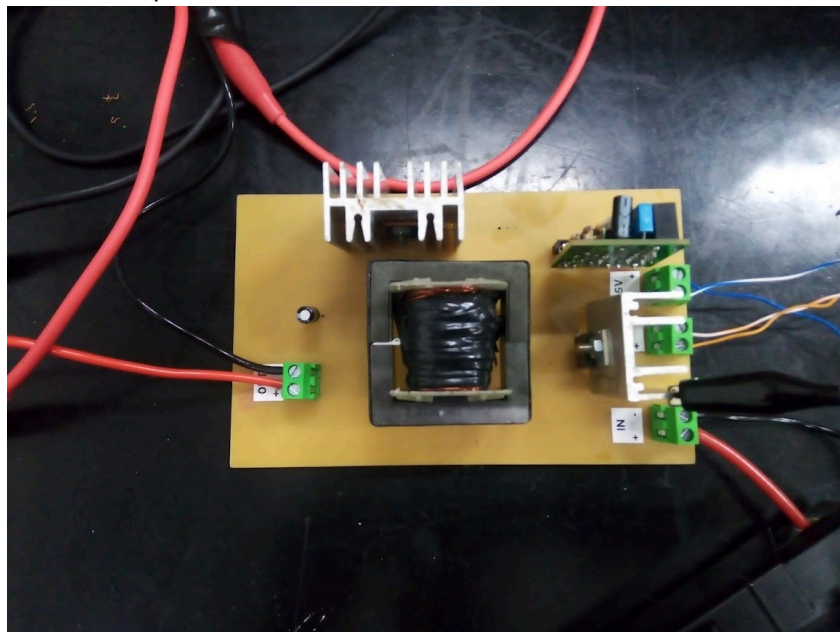
forma mais apropriada é a aproximação geral, conforme equação 8, em que t_r é o tempo necessário para a subida da corrente e t_f é o tempo necessário para a descida da corrente.

$$P_{comut} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_C \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw} \quad (8)$$

2 DESENVOLVIMENTO

O conversor Buck foi dimensionado para entregar uma potência de saída de 100 W, com tensão de entrada de 48 V e tensão de saída de 18 V. Os cálculos foram feitos com auxílio do software Mathcad, o desenho da placa de circuito impresso foi feito no software Proteus e a fabricação foi feita por meio de uma máquina fresadora. A figura 7 mostra o protótipo montado.

Figura 7: Imagem do Protótipo



Fonte: Autor.

A partir das especificações apresentadas e do dimensionamento dos componentes, foi possível determinar os esforços teóricos nos componentes, cujos resultados são apresentados na tabela 1.

Tabela 1: Esforços dos componentes

Componente	Tensão	Corrente média
Transistor	48 V	5,56 A
Diodo	48 V (reversa)	3,48 A
Indutor	30 V	5,56 A
Capacitor	18 V	0,128 A

Fonte: Autor.

Com base nestes esforços, foram escolhidos os componentes, que estão listados na tabela 2. Todas as escolhas foram feitas considerando a disponibilidade no estoque da instituição.

Tabela 2: Lista de Componentes

Componente	Quantidade
Conector KRE	4
Diodo B20100G	1
Indutor 281,25 μ H	1
Capacitor 3,3 μ F 50 V	1
Circuito de Disparo	1
Mosfet IRF740	1
IGBT IRG4BC10SD	1
Transistor Darlington 2SD1793	1
Placa de Circuito Impresso	1
Resistor 32,4 Ω	1
Resistor 16 Ω	1
Resistor 10 Ω	1
Resistor 6,5 Ω	1
Resistor 4,6 Ω	1
Resistor 3,24 Ω	1

Fonte: Autor.

2.1 Comparação Teórica dos transistores

A tabela 3 mostra a comparação das características que influenciam nos resultados das perdas de cada transistor:

Tabela 3: Dados de datasheet

Componente	Tempo Subida	Tempo Descida	Rds(on)	Vce(sat)
Mosfet	10 ns	10 ns	0,55 Ω	-
IGBT	32 ns	720 ns	-	1,5 V
Darlington	2 us	5 us	-	1,5 V

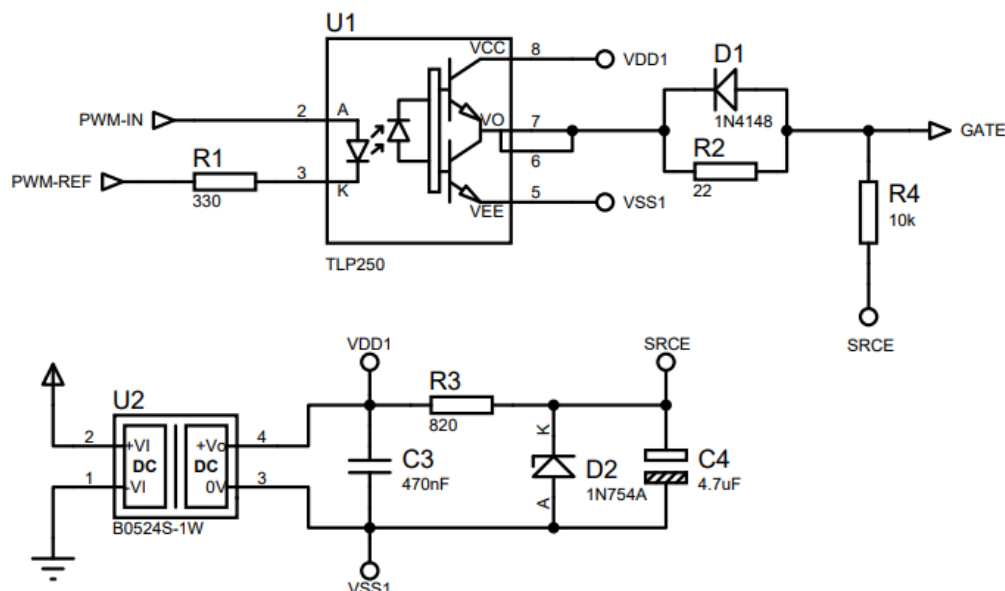
Fonte: Autor.

Estes valores indicam que entre os componentes, aquele que teoricamente deve apresentar menores valores de perdas é o Mosfet, principalmente pelos menores tempos de comutação, seguidos do IGBT e então o transistor Darlington.

2.2 Circuito de Comando

O circuito de comando adotado para controle do MOSFET e do IGBT baseia-se em um driver isolado por optoacoplador seguido de uma configuração *totem pole*, responsável por fornecer um sinal PWM (*Pulse Width Modulation*) com níveis de +18 V e -6 V na saída. A isolamento do optoacoplador é adequada para chavear interruptores em posição *High Side*, em que a tensão no transistor é muito maior que a tensão do *gate*. Além disso, a estrutura *totem pole* permite tanto o rápido carregamento quanto o descarregamento da capacitância de *gate*, proporcionando alta velocidade de comutação, condição essencial em conversores de frequência elevada. Os níveis de tensão utilizados no acionamento, +18 V na ativação e -6 V no desligamento, são vantajosos porque garantem a saturação eficiente dos semicondutores durante o estado ligado (*on-state*), reduzindo significativamente a resistência no MOSFET e a queda de tensão no IGBT. A figura 8 mostra o esquemático do circuito de comando usado.

Figura 8: Esquemático do circuito de comando



Fonte: Autor

Já o comando do transistor Darlington foi feito diretamente com o gerador de sinais e um resistor na base.

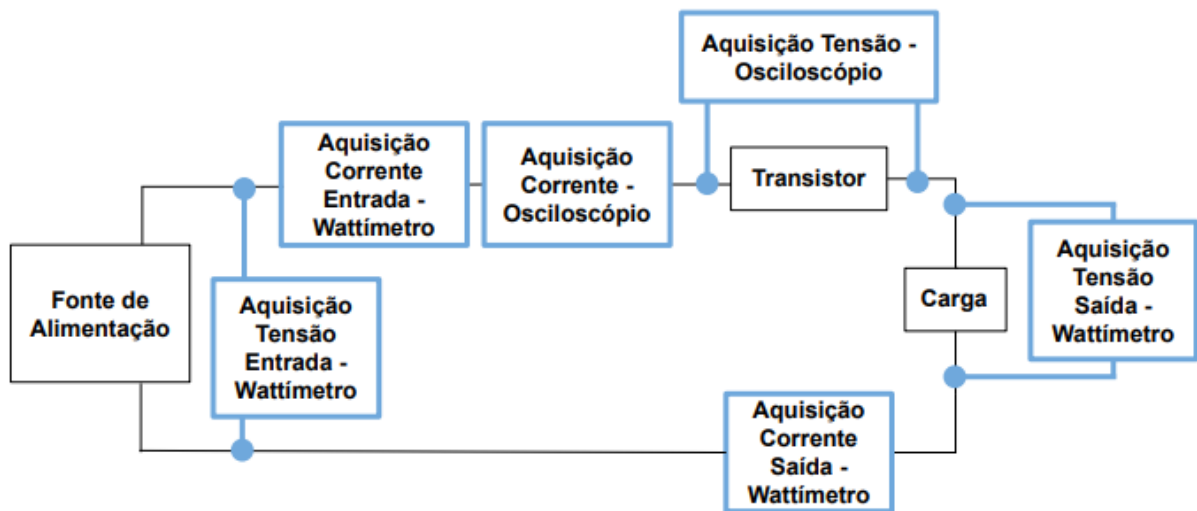
2.2 Procedimento de Teste

Os ensaios foram feitos visando mensurar a eficiência energética global do circuito e as perdas por comutação e condução do interruptor. Para realizar estes testes, foram determinadas algumas condições padrões de forma a variar potência a frequência de chaveamento, com intuito de chegar a resultados mais confiáveis. Desta forma foram determinados 6 níveis de potência: 10 W; 20 W; 30 W; 50 W; 70 W e 100 W, e em cada potência eram feitas medições em 5 níveis de frequência: 20 kHz; 40 kHz; 60 kHz; 80 kHz e 100 kHz.

Para alimentar o circuito de potência foram utilizadas duas fontes reguladas e isoladas, modelo PS-5000 do fabricante ICEL em paralelo. Para gerar os pulsos de comando dos interruptores foi utilizado um gerador de funções do fabricante Tektronix modelo AFG1022. As medições de eficiência energética foram feitas através do wattímetro, do fabricante Yokogawa modelo WT500, que mensurou a entrada e da saída do circuito. Já as perdas no interruptor foram medidas através de um osciloscópio modelo DPO2024 do fabricante Tektronix com taxa de aquisição de 1 Gs/s, na qual foram capturadas a tensão sob o interruptor através de uma ponteira de tensão não isolada de 1 MΩ de impedância, e a corrente, através deste, por uma sonda de corrente de efeito hall modelo P6021A do fabricante Tektronix. Estas aquisições do osciloscópio foram exportadas para um arquivo de planilha e então as duas formas de onda foram multiplicadas entre si para determinar as perdas de chaveamento específicas: perdas de comutação e de condução. As perdas de condução foram obtidas selecionando, no gráfico, o intervalo em que o transistor

permanece ligado, calculando a potência instantânea e, a partir dela, a potência média nesse intervalo. Já as perdas de comutação foram determinadas selecionando os intervalos de transição de ligação e desligamento, integrando a potência instantânea ao longo do tempo para obter a energia dissipada por comutação. Esta energia foi então multiplicada pela frequência de comutação resultando na potência média dissipada devido às comutações. A figura 9 mostra o esquema de medição usado nos testes.

Figura 9: Esquema de Medição



Fonte: Autor

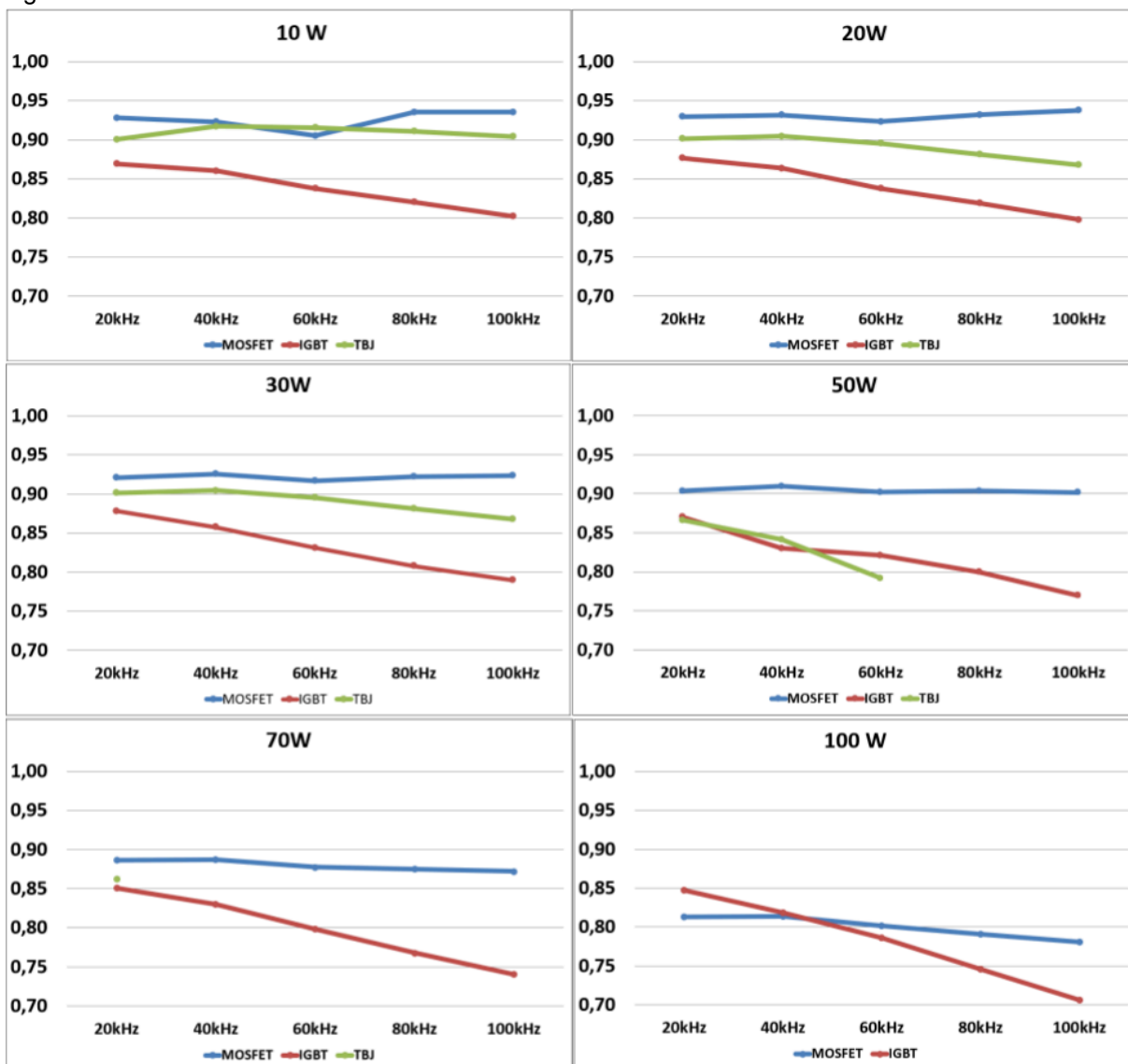
2.3 Resultados

Na sequência são apresentados os resultados dos ensaios. Durante os testes, o transistor bipolar Darlington apresentou uma baixa capacidade de transferência de calor, aquecendo muito nas maiores potências e frequências de comutação. Por isso, os resultados apresentados consideram apenas o transistor darlington nas condições iniciais.

2.3.1 Eficiência Energética Global

Para ilustrar melhor, a figura 10 mostra os gráficos de eficiência em relação a frequência de chaveamento para cada potência.

Figura 10: Gráficos de Eficiência



Fonte: Autor

Pela análise dos resultados experimentais, observa-se que o MOSFET apresenta, de forma geral, o melhor desempenho energético entre os dispositivos avaliados, sobretudo nas faixas de médias e altas frequências, confirmando o comportamento previsto pela teoria. No entanto, em baixas potências, o Transistor Bipolar Darlington demonstra desempenho competitivo, sendo tecnicamente viável em aplicações nas quais o custo é um fator relevante. Por outro lado, em condições de alta potência, esse dispositivo apresenta significativo aquecimento e limitações térmicas, o que inviabiliza sua aplicação prática nessa faixa.

O IGBT, apesar de apresentar maiores perdas de comutação, sobretudo

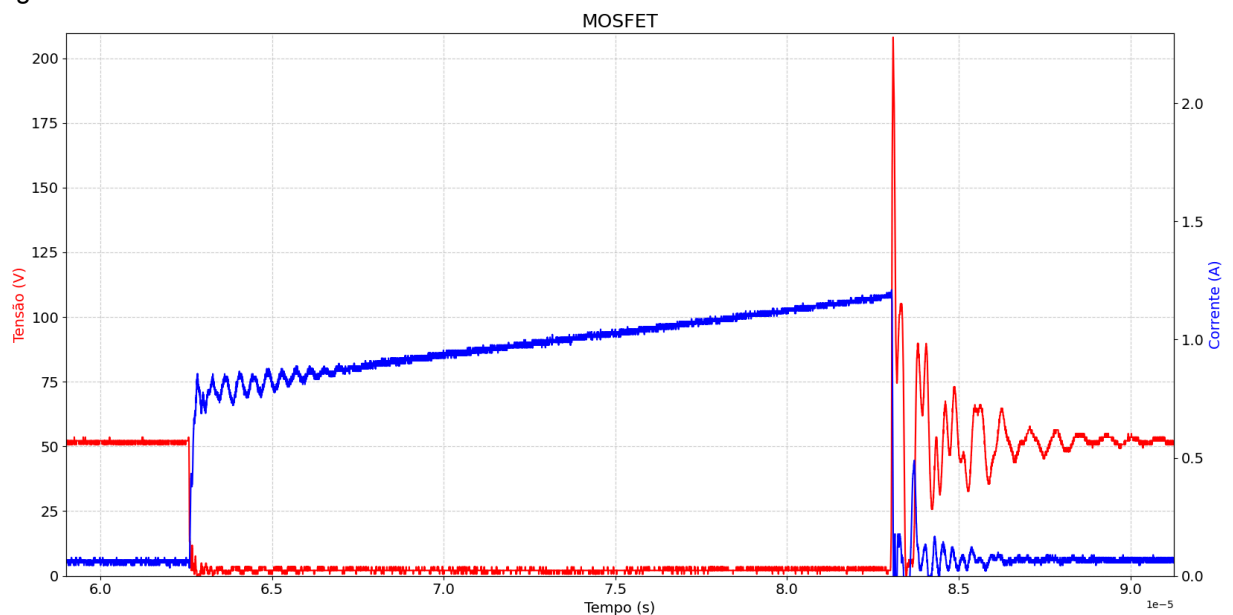
devido à corrente de cauda¹ durante o desligamento, mostra-se mais eficiente que o MOSFET em condições de alta potência e baixa frequência de comutação, como observado no ponto de 20 kHz. Nessa condição, a resistência do MOSFET ($R_{DS(ON)}$) aumenta suas perdas de condução e reduz sua eficiência, enquanto o IGBT mantém desempenho superior devido à menor sensibilidade a esse fator. No entanto, à medida que a frequência aumenta, as perdas de comutação do IGBT tornam-se mais expressivas, o que explica a queda de eficiência observada nas faixas de 40 kHz em diante.

Além disso, nota-se que em aproximadamente 60 kHz há uma leve redução de eficiência no MOSFET, atribuída possivelmente a um comportamento ressonante do circuito de comutação. Esse efeito pode intensificar as perdas por comutação e por circulação de corrente parasita, principalmente devido aos elementos indutivos e capacitivos associados ao dispositivo. Ainda assim, mesmo nessa condição, o MOSFET mantém desempenho superior ao IGBT na maior parte das análises.

2.3.2 Perdas de Comutação

A figura 11 mostra um exemplo de forma de onda da tensão e corrente no Mosfet.

Figura 11: Forma de Onda da tensão e corrente no Mosfet

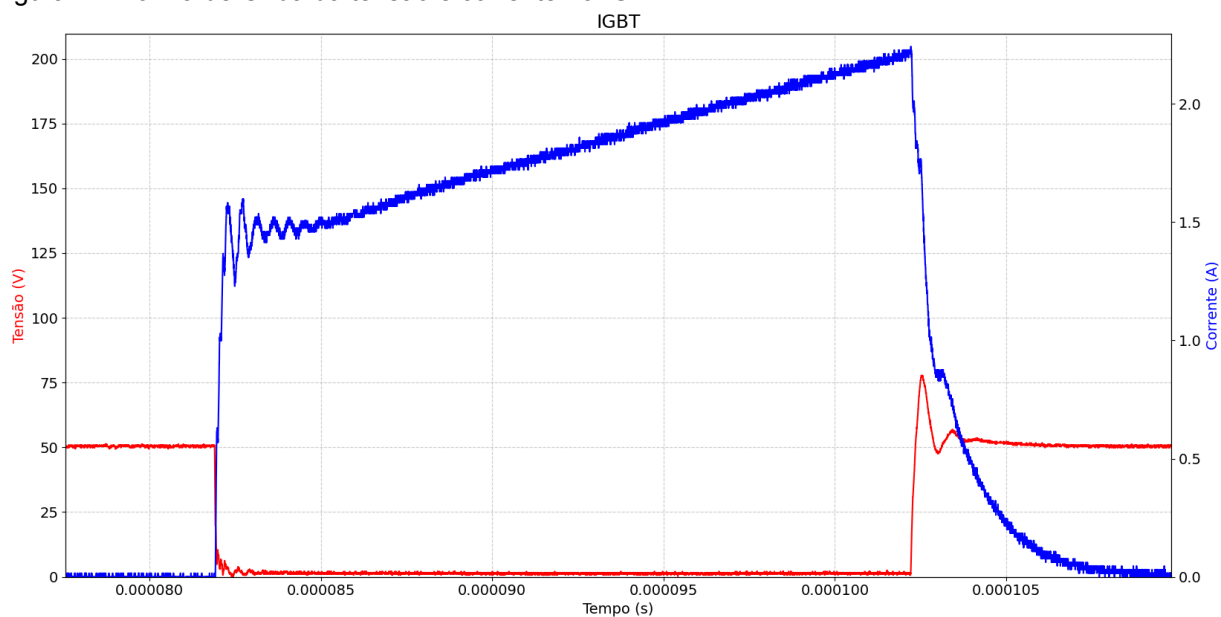


Fonte: Autor.

A figura 12 mostra um exemplo de forma de onda da tensão e corrente no IGBT.

¹ 1 A corrente de cauda no IGBT ocorre durante o desligamento devido à recombinação lenta das cargas armazenadas na região de drift, prolongando o tempo de queda da corrente e aumentando as perdas de comutação

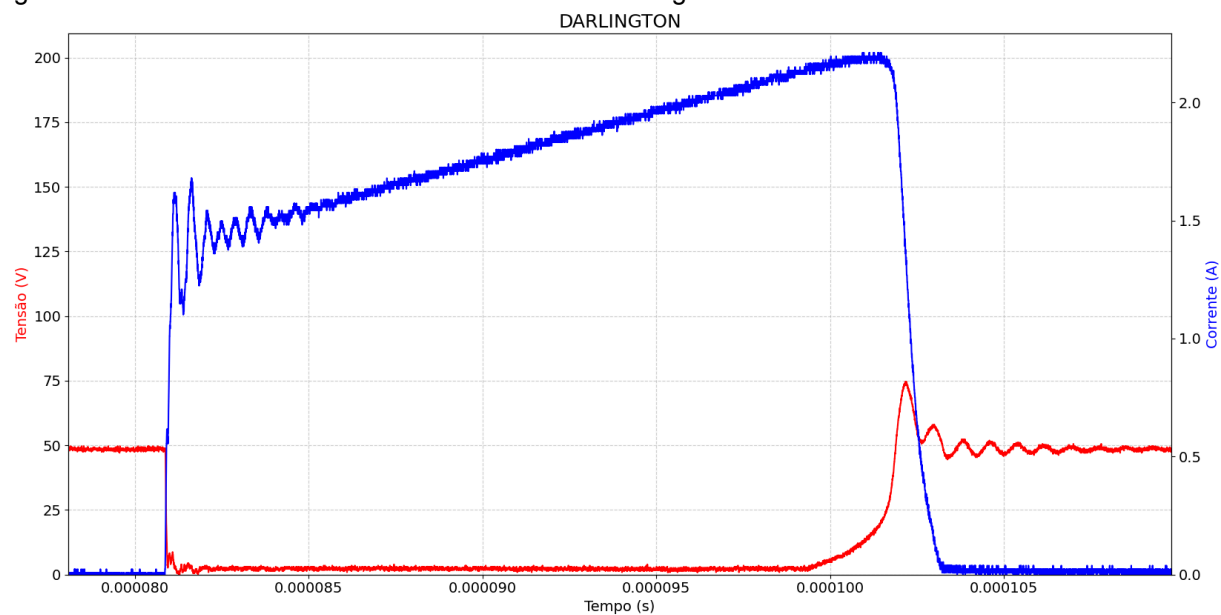
Figura 12: Forma de Onda da tensão e corrente no IGBT



Fonte: Autor

A figura 13 mostra um exemplo de forma de onda da tensão e corrente no Darlington.

Figura 13: Forma de Onda da tensão e corrente no Darlington



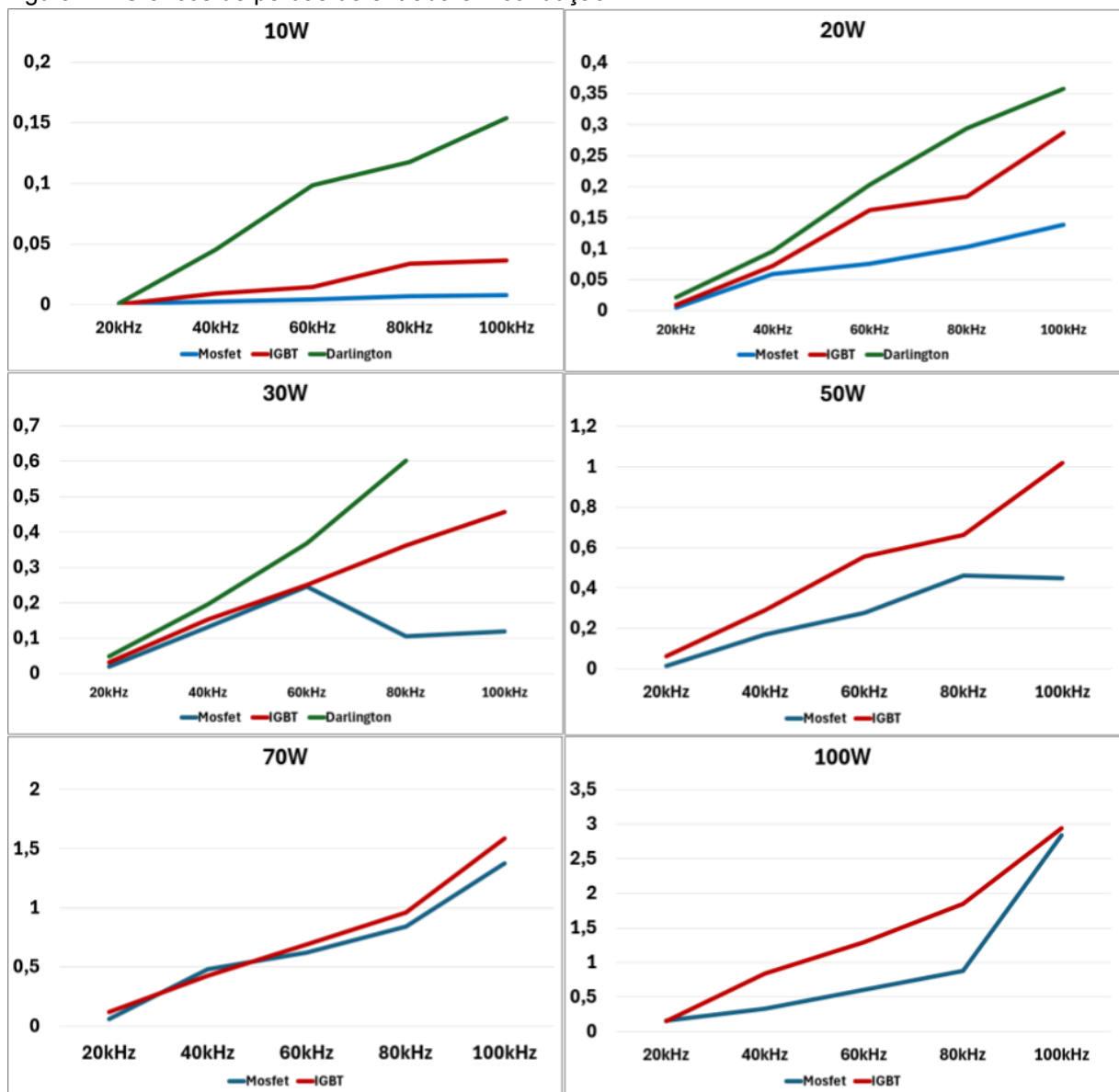
Fonte: Autor

As formas de onda apresentadas, demonstram que o Mosfet apresenta tempos de comutação significativamente menores, tanto no acionamento quanto no bloqueio, o que resulta em derivadas de tensão maiores, que causam os maiores picos de tensão entre os três. Já o IGBT é o mais lento no estágio de bloqueio, em que a corrente de cauda é facilmente percebida.

Por fim, nota-se que a tensão no transistor bipolar Darlington tem a subida mais lenta na abertura devido às cargas na base.

A figura 14 mostra os gráficos das perdas para o transistor na entrada em condução em que o eixo representa as perdas.

Figura 14: Gráficos de perdas de entrada em condução

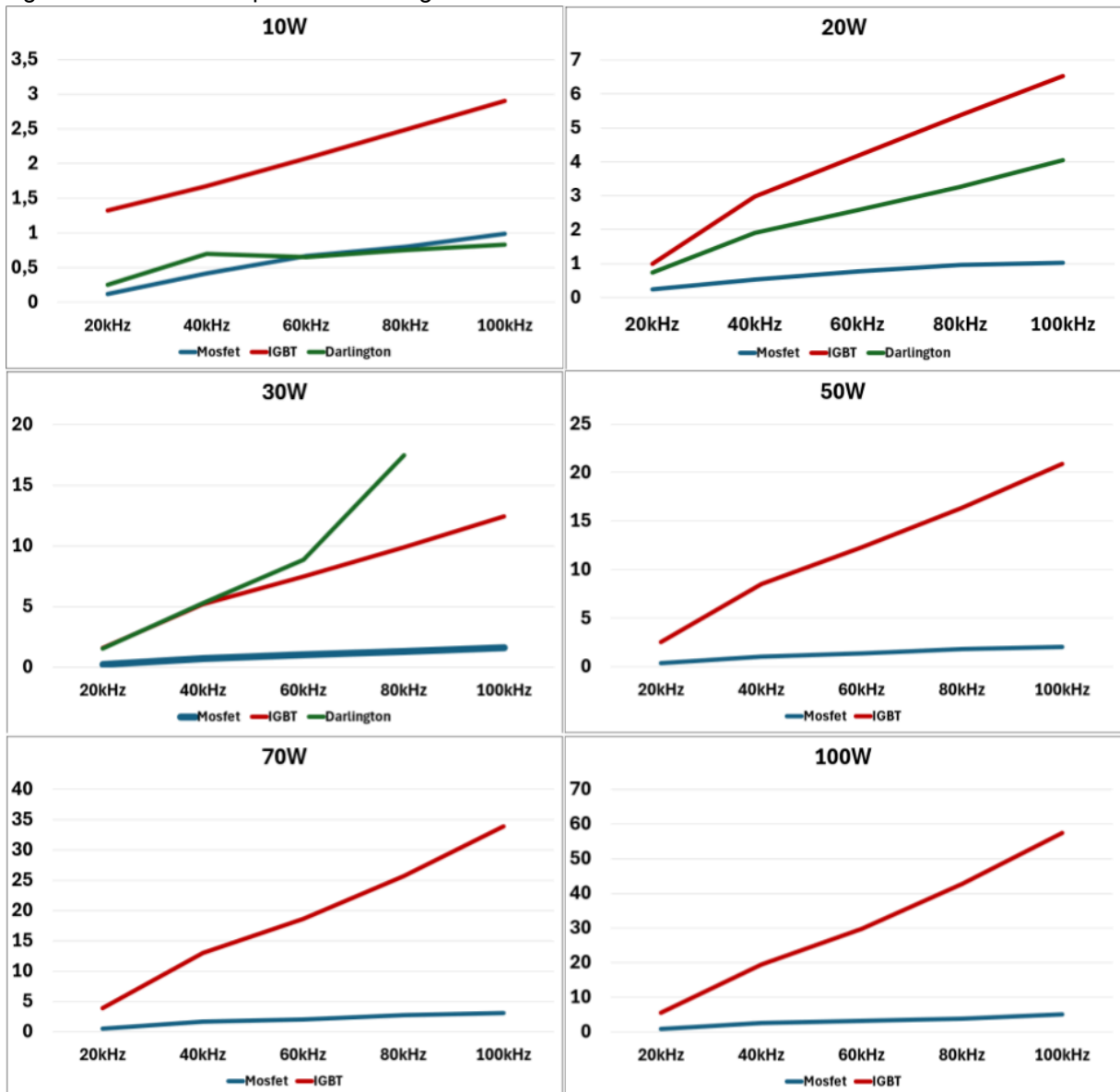


Fonte: Autor

Nota-se que nesta característica, o transistor bipolar darlington apresenta as

maiores perdas, seguidos do IGBT e do Mosfet. Entretanto, a diferença de perdas entre o Mosfet e o IGBT não é tão grande quanto nas perdas no desligamento do transistor, como mostra a figura 15.

Figura 15: Gráficos de perdas de desligamento



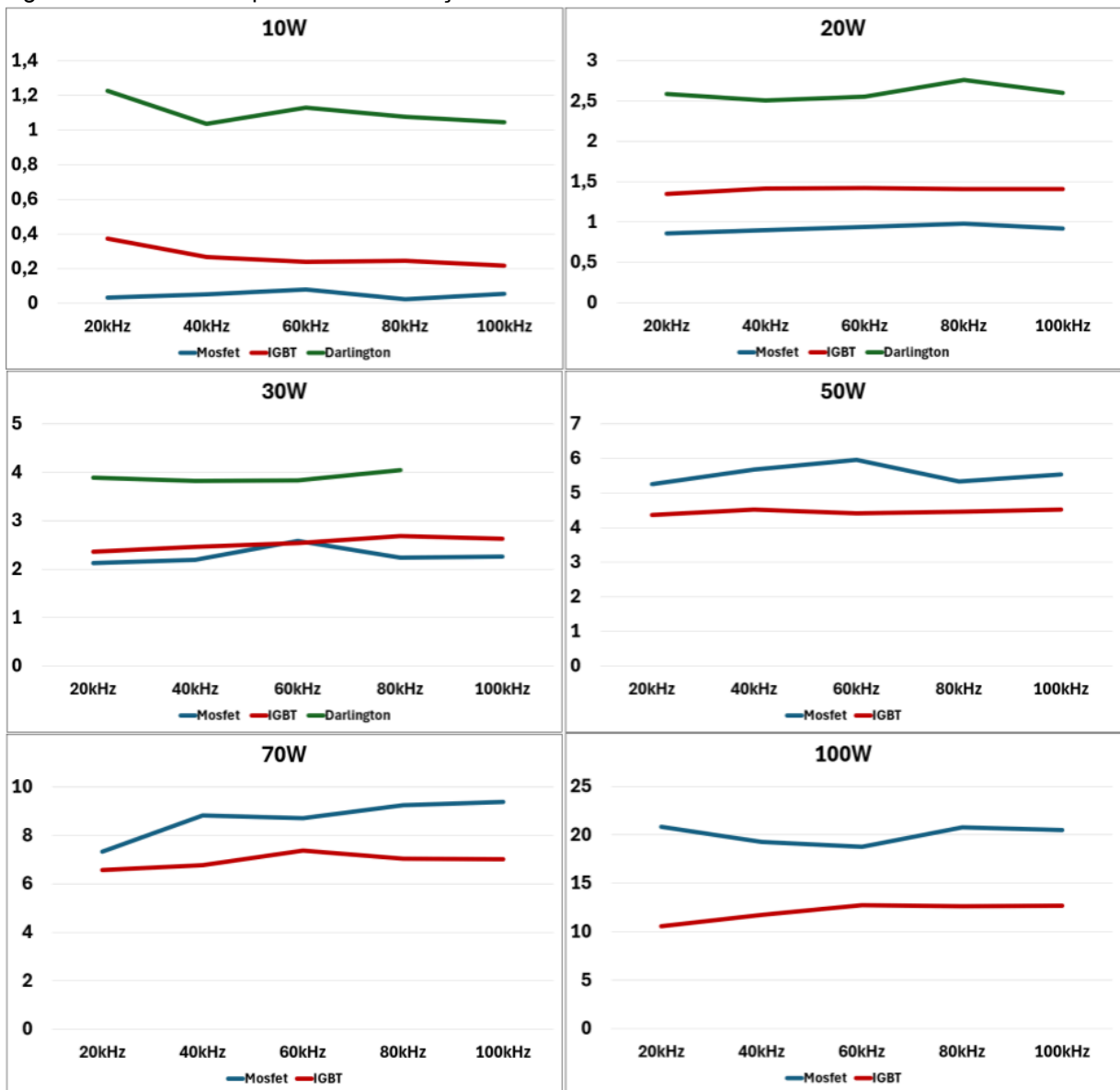
Fonte: Autor.

Esta perda, ainda maior no desligamento do IGBT, se dá pela da corrente de cauda, que aumenta o tempo em que o transistor está dissipando potência. Por conta deste fenômeno, o transistor Darlington se mostrou mais eficiente do que o IGBT no teste de eficiência, considerando a região em que ambos conseguem atuar.

2.3.2 Perdas na Condução

A figura 16 mostra os gráficos das perdas em condução.

Figura 16: Gráficos de perdas em condução



Fonte: Autor

Estes gráficos mostram que as perdas do transistor darlington são maiores nas potências iniciais, mas que a diferença tende a diminuir ao passo que a potência aumenta. Além disso, a característica ôhmica do Mosfet se destacou novamente, uma vez que de 10 W até 30 W o Mosfet é mais eficiente, no entanto, de 50 W até 100 W, o IGBT apresenta menos perdas.

3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

3.1 Análise dos Resultados

O resultados permitem avaliar as seguintes características para cada transistor:

Mosfet: Apresenta menores perdas com o aumento da frequência, mas apresenta perdas significativas com o aumento da potência, por conta da sua característica resistiva quando em condução.

IGBT: Apresenta grandes perdas com o aumento da frequência, em grande parte por conta da corrente de cauda no desligamento do transistor. No entanto, como este transistor pode ser modelado como uma fonte de tensão $V_{ce(sat)}$ constante, apresentou perdas de condução menores, se mostrando uma solução para altas potências.

Darlington: Apresenta as maiores perdas na condução e na entrada em condução dos 3, no entanto, se mostrou mais eficiente que o IGBT ao extinguir a corrente no transistor, o que resultou em uma eficiência maior do ponto de vista do conversor. Esta vantagem se sustentou apenas nas potências mais baixas, pois nas potências maiores este transistor apresentou uma baixa transferência de calor, causando um alto aquecimento no componente. Esta baixa transferência de calor foi atestada ao verificar a temperatura no dissipador que estava em temperatura ambiente, ou seja, sem sofrer influência do transistor. Em aplicações de baixas potências, a relação custo-benefício deve ser considerada para um melhor aproveitamento dos recursos.

5.2 POSSÍVEIS ESTUDOS POSTERIORES

Este estudo se restringiu a estudar apenas 3 modelos de Mosfet, IGBT e transistor Darlington, desta forma, para um entendimento melhor do comportamento destas classes de transistores, é importante o teste e análise de outros modelos de outros fabricantes. Além disso, o circuito de comando tem grande influência nos resultados, logo, fazer mudanças nesta parte do projeto pode apresentar dados valiosos.

Em tempo, estudar outras classes de transistores e outros tipos de conversores podem agregar muito à base de conhecimento científico. E por fim, fazer uma análise de custos em uma aplicação específica para poder traçar uma relação entre custo e eficiência.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis, 2014.

EQUIPE EMBARCADOS. Aprenda sobre o transistor Darlington e IGBT.

Embarcados, 14 maio. 2016. Disponível em:

<https://embarcados.com.br/transistor-darlington-e-igbt/>

MALVINO, Albert. BATES, David. **Electronics Principles**. Nova York, 2016.

MOHAN, Ned. UNDELAND, Tore. ROBBINS, William. **Power Electronics**, Nova York, 1995.

PETRY, Clovis. **Semicondutores de Potência**. Florianópolis, 2015.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook**. Pensacola, 2001.

Renesas. **IGBT Loss Calculation**. Tóquio, 2024.

ROHM. **Calculation of Power Loss**. Quioto, 2016.

ROSE, Bimal K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. Knoxville, 2002.

APÊNDICE A - TABELAS

Tabela 4: Resultados de eficiência do conversor medidos com wattímetro

Potência	Frequência	MOSFET	IGBT	Darlington
10W	20kHz	0,9277777778	0,8692307692	0,9006323397
	40kHz	0,9224299065	0,8600682594	0,917054986
	60kHz	0,9049773756	0,8373847443	0,9155060353
	80kHz	0,9351851852	0,820083682	0,9108455882
	100kHz	0,9353612167	0,8021702838	0,9037927845
20W	20kHz	0,929245283	0,8764705882	0,9013157895
	40kHz	0,9317073171	0,8633681344	0,904536862
	60kHz	0,9230769231	0,8377671173	0,8953271028
	80kHz	0,932038835	0,8189948893	0,8810185185
	100kHz	0,9371980676	0,7978187919	0,8678733032
30W	20kHz	0,9207650273	0,8778903611	0,8878127522
	40kHz	0,9252077562	0,8575573727	0,8698068272
	60kHz	0,9166666667	0,8307692308	0,8371571072
	80kHz	0,9217877095	0,8078256563	0,755033557
	100kHz	0,9235127479	0,7896749522	-
50W	20kHz	0,9033628319	0,8701450242	0,8658318426
	40kHz	0,9094269871	0,8299319728	0,8413793103
	60kHz	0,9020332717	0,8208072961	0,7920277296
	80kHz	0,9037037037	0,7993421053	-
	100kHz	0,9018181818	0,7691082803	-
70W	20kHz	0,8862199747	0,8504500346	0,8621523579
	40kHz	0,8867438867	0,8299401198	-
	60kHz	0,8774193548	0,7981220657	-
	80kHz	0,875	0,767699115	-
	100kHz	0,8719590269	0,7403433476	-
100W	20kHz	0,8127522195	0,8473684211	-
	40kHz	0,8136696501	0,8182601206	-
	60kHz	0,8012769354	0,7861842105	-
	80kHz	0,7904612979	0,7456828885	-
	100kHz	0,7807692308	0,7059690494	-

Tabela 5: Perdas de Comutação

Potência	Frequência (kHz)	Mosfet		IGBT		Darlington	
		Perdas On (W)	Perdas Off (W)	Perdas On (W)	Perdas Off (W)	Perdas On (W)	Perdas Off (W)
10W	20	0,0004036	0,119	0,00017906	1,3234	0,0011614	0,2496
	40	0,00224	0,4188	0,008892	1,6748	0,04508	0,6984
	60	0,003906	0,6642	0,014556	2,07	0,0984	0,6474
	80	0,006584	0,79632	0,033488	2,4848	0,1176	0,75032
	100	0,007536	0,9852	0,03627	2,903	0,1538	0,8271
20W	20	0,00472	0,23	0,00895	0,9956	0,02158	0,7314
	40	0,05868	0,5224	0,07172	2,9792	0,0958	1,896
	60	0,07578	0,7656	0,16206	4,176	0,202728	2,5746
	80	0,10256	0,9544	0,18336	5,3672	0,29392	3,264
	100	0,1386	1,024	0,2871	6,526	0,3572	4,045
30W	20	0,018774	0,203258	0,03202	1,5944	0,0488	1,5074
	40	0,1308	0,712	0,15192	5,208	0,19448	5,268
	60	0,24516	1,008	0,24906	7,464	0,36774	8,844
	80	0,10492296	1,2952	0,36168	9,88	0,60128	17,456
	100	0,1187154	1,611469	0,4565	12,42	0	0
50W	20	0,014202	0,3474	0,06274	2,51	0,009168	0,272
	40	0,16872	0,9931828	0,28968	8,496	0,04712	0,9608
	60	0,27558	1,3704	0,55446	12,282	0,0855	1,2858
	80	0,46088	1,7712	0,66248	16,36	0	0
	100	0,4473	2,013	1,019	20,88	0	0
70W	20	0,05692	0,4606	0,11796	3,872	0,012894	0,4574
	40	0,478	1,5996	0,4236	12,996	0	0
	60	0,6192	1,9662	0,6876	18,552	0	0
	80	0,8424	2,6904	0,9608	25,68	0	0
	100	1,373	3,094	1,584	33,86	0	0
100W	20	0,15468	0,7726	0,147	5,556	0	0
	40	0,32804	2,4876	0,8388	19,408	0	0
	60	0,6036	3,1584	1,2918	29,79	0	0
	80	0,8752	3,8336	1,8464	42,624	0	0
	100	2,84	5,06	2,938	57,38	0	0

Fonte: Autor.

Tabela 6: Perdas de Condução

Potência	Frequência (kHz)	Mosfet (W)	IGBT (W)	Darlington (W)
10W	20	0,032485	0,371711	1,226474
	40	0,05183	0,265031	1,033929
	60	0,07746	0,238877	1,127576
	80	0,023426	0,244509	1,077109
	100	0,053133	0,216559	1,044847
20W	20	0,856171	1,345859	2,584
	40	0,899211	1,411616	2,504
	60	0,940732	1,422759	2,552584
	80	0,978301	1,406841	2,757
	100	0,917239	1,404771	2,60212
30W	20	2,127637	2,36212	3,885884
	40	2,189138	2,462	3,819221
	60	2,5851	2,537206	3,827682
	80	2,236943	2,682855	4,041072
	100	2,259692	2,629505	
50W	20	5,249372	4,359405	0,461585
	40	5,675431	4,519129	0,476953
	60	5,949471	4,415528	0,495638
	80	5,325185	4,456477	
	100	5,535386	4,52373	
70W	20	7,33194	6,56713	0,722248
	40	8,824117	6,771971	
	60	8,719144	7,380013	
	80	9,247311	7,036078	
	100	9,377357	7,014214	
100W	20	20,821082	10,555385	
	40	19,246536	11,706819	
	60	18,771247	12,738895	
	80	20,759739	12,614973	
	100	20,493697	12,673693	

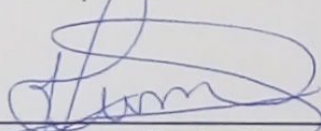
Fonte: Autor

DAVID THIAGO FRANÇA CAIRQUICK

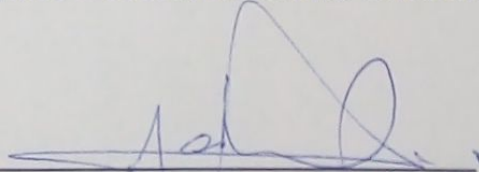
ANÁLISE DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DE TRANSISTORES COMUTADOS EM
ALTA FREQUÊNCIA, UTILIZANDO O CONVERSOR BUCK

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Bacharel em Engenharia Elétrica, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora abaixo indicada.

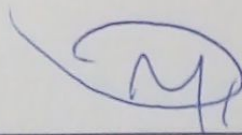
Joinville, 10 de dezembro de 2025.



Prof. Jose Flavio Dums, Dr
-Orientador
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Carlos Toshiyuki Matsumi, Dr
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Janderson Duarte, Dr
Instituto Federal de Santa Catarina