

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Wesley Josias de Paula

Análise Numérica de Perdas em MOSFETs de Potência

Juiz de Fora

2020

Wesley Josias de Paula

Análise Numérica de Perdas em MOSFETs de Potência

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Henrique Antônio Carvalho Braga

Coorientador: Prof. Dr. Pedro Santos Almeida

Juiz de Fora

2020

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Paula, Wesley Josias de.

Análise Numérica de Perdas em MOSFETs de Potência / Wesley Josias
de Paula. – 2020.

184 f. : il.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Coorientador: Pedro Santos Almeida

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de
Engenharia. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

1. Estimativa das perdas por comutação. 2. Circuito de duplo pulso.
3. MOSFET de potência. I. Braga, Henrique Antônio Carvalho, orient. II.
Almeida, Pedro Santos, coorient. III. Título.

Wesley Josias de Paula

ANÁLISE NUMÉRICA DE PERDAS EM MOSFETs DE POTÊNCIA

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração em Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 28 de Agosto de 2020.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng. –
Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora – UFJF



Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng. – Coorientador
Universidade Federal de Juiz de Fora – UFJF



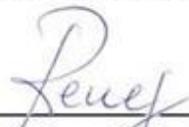
Prof. Guilherme Marcio Soares, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora – UFJF



Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora – UFJF



Prof. Vitor Cristiano Bender, Dr. Eng.
Universidade Federal de Santa Maria – UFSM



Prof. José Renes Pinheiro, Dr. Eng.
Universidade Federal da Bahia – UFBA

AGRADECIMENTOS

Na vida de todo ser humano, uma realidade o acompanha a todo instante: a incapacidade de realizar algo sozinho, por mais simples que seja. A atividade relativa ao desenvolvimento desta tese de doutorado constitui-se num exemplo bastante representativo de tal realidade, uma vez que seria impossível concretizá-la sem a participação e auxílio efetivos de inúmeras pessoas. Portanto, tenho muito a agradecer. Assim, gostaria de registrar o agradecimento a tais pessoas. Sinto-me muito feliz e orgulhoso por ter esta oportunidade. Infelizmente, não é possível enumerar todas elas. Sinto-me, entretanto, obrigado a agradecer, pelo menos, um número mínimo de pessoas.

Inicialmente, agradeço ao meu Grande Deus, por me guiar nos momentos de maior dificuldade.

Agradeço também as seis pessoas mais lindas e importantes na minha vida: minha querida mãe, Maria Luiza Silva de Paula, a meu querido pai, José Geraldo de Paula, minha irmã, Michelle Wyara de Paula, meu exemplar avô – “in memoriam”, José Severino da Silva, minha querida Vó - “in memoriam”, Amélia Trindade da Silva e, finalmente, a minha tia "segunda mãe", Angela Maria. Não existem palavras que consigam dimensionar o amor envolvido em nossas relações. Do mesmo modo, não há adjetivos que qualifiquem adequadamente estes seres humanos incríveis. Sou eternamente grato a eles por terem modelado minha personalidade e caráter, como o maior critério possível. Somente em função de seus esforços ilimitados pude realizar diversos sonhos, inclusive me formar como engenheiro eletricitista. Enfim, devo minha vida e todas as minhas conquistas pessoais e profissionais a estas criaturas sensacionais.

Agradeço à minha noiva e agora esposa Simone Aparecida da Silva, a qual esteve comigo contribuindo indiretamente para a realização desse grande sonho.

Agradeço também aos meus orientadores Henrique A. C. Braga e Pedro Santos Almeida, pessoas com as quais, tive a oportunidade única de amadurecer e consolidar inúmeros conhecimentos acerca de todo o ambiente acadêmico e prático, associados ao mundo da Eletrônica de Potência.

Agradeço também aos colegas de convivência do NIMO (Núcleo de Iluminação Moderna), com os quais tive a oportunidade de compartilhar incontáveis momentos durante os últimos quatro anos. Em especial, agradeço ao Dênis de Castro Pereira, Pedro Laguardia Tavares, Ruan Moreira Ferraz, Lucas Henrique Gomes Resende, Vinícius de Moraes Albuquerque, Gabriel Henrique Monteiro Tavares e Filipe Pinheiro de Oliveira Rosa, os quais se tornaram importantes amigos e companheiros de colaboração laboratorial durante os experimentos conduzidos.

À Universidade Federal de Juiz de Fora, pelos recursos necessários à formação acadêmica e à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pela imprescindível ajuda financeira.

"Educar-se é impregnar de sentido cada momento da vida, cada ato cotidiano."(FREIRE, P., 1988, p.26)

RESUMO

Este trabalho propõe um estudo teórico e experimental relacionado com as perdas de comutação em transistores de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (MOSFET) de potência. O trabalho aborda uma revisão das principais técnicas publicadas, aprimoramento dos métodos analíticos em relação às perdas de comutação, bem como análises experimentais e teóricas envolvendo MOSFETs Si e SiC convencionais. Inicialmente, é apresentada uma revisão abrangente da literatura técnica sobre os principais e diferentes tipos de perdas observadas em transistores. Três métodos selecionados, focados na previsão analítica de perdas de comutação, são revisados e um estudo experimental de comparação é apresentado. Uma nova metodologia é proposta com o objetivo de estimar as perdas de comutação do MOSFET, considerando indutâncias parasitas e alguns parâmetros não lineares do dispositivo, como capacitâncias de junção dependentes da tensão entre dreno e fonte. Para validar experimentalmente as perdas teóricas estimadas de comutação, um protótipo de circuito de pulso duplo foi projetado e avaliado. As perdas de comutação do dispositivo sob teste foram medidas por meio de sondas de osciloscópio especialmente ajustadas. Para esse fim, foi desenvolvida uma abordagem de detecção de inclinação, visando mitigar atrasos assíncronos, que geralmente ocorrem nesses experimentos e podem fornecer medições erráticas. O estudo revela uma concordância entre as perdas estimadas pelo método experimental e as simulações teóricas obtidas pelo método proposto. Além disso, foi adotado um método probabilístico, baseado em simulações não sequenciais de Monte Carlo. A eficácia do modelo foi avaliada pelo comportamento de várias unidades de duas marcas comerciais diferentes de MOSFETs operando sob diferentes níveis de tensão e corrente. O método analítico melhorado resultou em erros de estimativas nas perdas inferiores a 20%. Já empregando o método de Monte Carlo, se alcançou erros menores que 12,5% para o estudo resumido que foi realizado, mostrando ser uma ferramenta eficaz para a determinação da estimativa de perdas com base em processos estocásticos. Por fim, são discutidas as principais contribuições deste trabalho e apresentadas as propostas de trabalhos futuros.

Palavras-chave: Estimativa das perdas por comutação. Circuito de pulso duplo. MOSFET de potência. Dispositivo sob teste. Ferramentas computacionais. Simulação de Monte Carlo Não-sequencial

ABSTRACT

This work proposes a theoretical and experimental study related to switching losses in field-effect transistor metal-oxide semiconductor (MOSFET) power devices. The work addresses a review of the main published techniques, improvement of analytical methods regarding commutation losses as well as experimental and theoretical analysis involving conventional Si and SiC MOSFETs. Initially, a comprehensive review of the technical literature concerning the main different kind of transistor losses, are shown. Three selected methods, which are focused on analytical prediction of switching losses, are revised and an experimental comparison study is presented. A new methodology is proposed aiming the estimation of MOSFETs switching losses, while considering parasitic inductances and some device nonlinear parameters, such as voltage-dependent junction capacitances. To experimentally validate the theoretical estimated switching losses, a double-pulse circuit prototype has been designed and evaluated. The device under test switching losses have been measured by means of especially adjusted oscilloscope probes. For this purpose, a de-skew probe approach has been developed seeking to mitigate asynchronous delays, which commonly arises in those experiments and could provide wrong measurements. The study reveals an agreement between the experimental estimated losses and the theoretical simulations obtained by using the proposed method. Moreover, a probabilistic method has been adopted, which is based on non-sequential Monte Carlo simulations. The model effectiveness has been evaluated by the behavior of several units of two different commercial MOSFETs brands at different voltage and current levels. The improved analytical method has resulted in errors of losses estimation below 20%. On the other hand, by using the Monte Carlo method, the errors remained 12.5%, attesting the effectiveness of losses estimation based on stochastic processes. Finally, the main contributions of this work are discussed and the proposals for future works are presented.

Keywords: Switching losses estimation. Double-pulse circuit. Power MOSFET. Computational tools. Non-sequential Monte Carlo method.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Estrutura física do NMOS tipo enriquecimento: seção transversal. | 36 |
| Figura 2 – O transistor NMOS tipo enriquecimento com uma tensão aplicada à porta. Um canal n é induzido na superfície do substrato, embaixo da porta. | 37 |
| Figura 3 – Seção transversal de um MOSFET de estrutura vertical. | 38 |
| Figura 4 – Característica $i_D \times v_{DS}$ para um MOSFET enriquecimento do canal N. | 39 |
| Figura 5 – Representação do MOSFET incluindo as capacitâncias de junção. | 40 |
| Figura 6 – Variação do parâmetro $R_{ds(on)}$ para $i_D = 8A$ em função da temperatura para o MOSFET IRF840. | 44 |
| Figura 7 – Configuração MOSFET–diodo-indutor em diferentes topologias. (a) Conversor abaixador de tensão; (b) Conversor elevador de tensão; (c) Conversor abaixador-elevador de tensão e (d) Inversor Meia ponte. | 45 |
| Figura 8 – Circuito de avaliação de perdas no transistor M , elementos parasitas típicos e sinais elétricos associados à operação de um dispositivo MOSFET. (a) Circuito de teste duplo pulso (DPT, do inglês, <i>double pulse test</i>); (b) Formas de onda tensão-corrente simplificadas durante as transições de entrada em condução (<i>turn-on</i>) e desligamento (<i>turn-off</i>). | 46 |
| Figura 9 – Principais formas de onda idealizadas do circuito de duplo pulso. | 48 |
| Figura 10 – Primeira etapa de funcionamento do circuito de duplo pulso. | 48 |
| Figura 11 – Segunda etapa de funcionamento do circuito de duplo pulso. | 49 |
| Figura 12 – Comparação das perdas em um conversor <i>buck</i> síncrono. | 56 |
| Figura 13 – (a) Estrutura física simplificada de um MOSFET de difusão vertical (VD-MOS); (b) Modelo tridimensional simplificado com parasitas resultantes do encapsulamento de um MOSFET. | 57 |
| Figura 14 – Circuito equivalente de um MOSFET com a inclusão de vários parasitas. | 57 |
| Figura 15 – Classificação dos métodos de estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência. | 59 |
| Figura 16 – Classificação dos calorímetros. | 65 |
| Figura 17 – Esquemático de um calorímetro direto, fechado refrigerado à ar. | 66 |
| Figura 18 – Esquemático de um calorímetro direto, fechado refrigerado à água do tipo parede simples. | 67 |
| Figura 19 – Esquemático de um calorímetro indireto balanceado | 67 |
| Figura 20 – Esquemático de um calorímetro indireto série. | 69 |
| Figura 21 – Formas de onda de <i>turn-on</i> e <i>turn-off</i> | 72 |
| Figura 22 – Circuito equivalente. (a) carga e descarga da porta do MOSFET; (b) durante o t_{fu} e t_{ru} | 75 |
| Figura 23 – Capacitâncias parasitas do MOSFET (APTC60BBM24T3G) durante a entrada em condução explicitando o processo de variação em função de v_{DS} | 77 |

| | |
|--|-----|
| Figura 24 – Circuito de duplo pulso. | 78 |
| Figura 25 – Circuito de duplo pulso destacando os principais componentes. | 79 |
| Figura 26 – (a) Esquemático do sistema de ajuste proposto (b) Sinais de tensão e corrente destacando os atrasos. | 82 |
| Figura 27 – Vista superior do circuito de calibração evidenciando os pontos de medição de corrente e tensão das sondas. | 83 |
| Figura 28 – Formas de onda de tensão (rosa) e corrente (azul) usados na calibração. | 84 |
| Figura 29 – Formas de onda de tensão (V) e corrente (i) (a) durante a entrada em condução e (b) durante o desligamento. | 84 |
| Figura 30 – Formas de onda de tensão (V) e corrente (i) (a) durante a entrada em condução e (b) durante o desligamento. | 85 |
| Figura 31 – Arranjo experimental de um circuito de pulso duplo. a) esquemático e (b) imagem PCB. | 86 |
| Figura 32 – Esquemático experimental desenvolvido para a medição das perdas. | 87 |
| Figura 33 – Representação da Máquina de estados do circuito de duplo pulso. | 88 |
| Figura 34 – Fluxograma para cálculo automático das perdas experimentais durante a entrada em condução e desligamento do MOSFET. | 90 |
| Figura 35 – Formas de onda de v_{DS} e i_D obtidas experimentalmente para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 91 |
| Figura 36 – Cálculo da potência (p) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 92 |
| Figura 37 – Potência (p) e Potência filtrada (p_f) S para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A com ênfase no período de desligamento. | 93 |
| Figura 38 – Valores $Máximo_{(on)}$ e $Máximo_{(off)}$ da Potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 93 |
| Figura 39 – Metodologia de cálculo da média inicial <i>turn-on</i> a partir da potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 94 |
| Figura 40 – Metodologia de cálculo da média final <i>turn-off</i> a partir da potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 95 |
| Figura 41 – Metodologia de cálculo da média central a partir da potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 96 |
| Figura 42 – Valores das potências p , p_{on} e p_{off} para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A. | 97 |
| Figura 43 – Fluxograma para cálculo iterativo da energia instantânea acumulada. | 98 |
| Figura 44 – Cálculo iterativo da energia instantânea acumulada $E_{inst(i)}$ usando o tradicional método de integração trapezoidal. | 99 |
| Figura 45 – Potência e energia instantânea obtida pelo método. | 99 |
| Figura 46 – Comparação entre os métodos Brown, Guo e Ahmed para as perdas por comutação em diferentes níveis de tensão e corrente fixa (1 A). (a) SiC (SCTAL650), (b) FQH8N100C, and (c) IFR840. | 101 |

| | |
|--|-----|
| Figura 47 – Comparação entre os métodos Brown, Guo e Ahmed para as perdas por comutação em diferentes níveis de corrente e tensão fixa (250 V). (a) SiC (SCTAL650), (b) FQH8N100C, and (c) IRF840. | 102 |
| Figura 48 – (a) Circuito de duplo pulso do MOSFET; (b) Formas de onda do circuito de duplo pulso durante a entrada em condução. | 106 |
| Figura 49 – Circuito equivalente do subperíodo 1. | 107 |
| Figura 50 – Circuito equivalente do subperíodo 2. | 108 |
| Figura 51 – Circuito equivalente do subperíodo 3. | 110 |
| Figura 52 – Circuito equivalente do subperíodo 4. | 111 |
| Figura 53 – Fluxograma de cálculo de <i>turn-on</i> | 114 |
| Figura 54 – Exemplo de digitalização da capacitância C_{rss} a partir do gráfico capacitância típica <i>vs.</i> tensão entre dreno e fonte - MOSFET SiC SCT3120AL (ROHM SEMICONDUCTION, 2018). | 115 |
| Figura 55 – Capacitâncias parasitas do MOSFET SiC (SCT3120AL) (a) C_{rss} , (b) C_{iss} e (c) C_{oss} | 116 |
| Figura 56 – Análise de sensibilidade das energias de comutação relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/2A para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} | 118 |
| Figura 57 – Análise de sensibilidade das energias de comutação relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/10A para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} | 119 |
| Figura 58 – Análise de sensibilidade das energias de comutação relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 300 V/1 A para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} | 119 |
| Figura 59 – Análise de sensibilidade das energias de comutação em relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/1A do MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$. E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} | 120 |
| Figura 60 – Análise de sensibilidade das energias de comutação em relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/4A do MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$. E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} | 121 |
| Figura 61 – Análise de sensibilidade das energias de comutação em relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 300 V/1A do MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} | 121 |
| Figura 62 – Curva de $v_{GS} \times i_D$ extraída do <i>datasheet</i> IRF840. | 123 |
| Figura 63 – Código para obtenção de V_{th} usando a curva fornecida no <i>datasheet</i> | 124 |
| Figura 64 – Arranjo experimental para caracterização do DUT em diferentes temperaturas. | 125 |

| | |
|--|-----|
| Figura 65 – Formas de onda experimental e teórica durante o <i>turn-on</i> de v_{GS} , v_{DS} , i_D , P e E_{inst} para diferentes valores de V_{th} para o MOSFET SiC na condição de 100V/2 A. (a) <i>turn-on</i> (b) <i>turn-off</i> | 127 |
| Figura 66 – Formas de onda experimental e teórica durante o <i>turn-on</i> de v_{GS} , v_{DS} , i_D , P e E_{inst} para diferentes valores de V_{th} para o MOSFET SiC na condição de 100 V/5 A. (a) <i>turn-on</i> (b) <i>turn-off</i> | 128 |
| Figura 67 – Formas de onda experimental e teórica durante o <i>turn-on</i> de v_{GS} , v_{DS} , i_D , P e E_{inst} para diferentes valores de V_{th} para o MOSFET SiC na condição de 300 V/6 A. (a) <i>turn-on</i> (b) <i>turn-off</i> | 129 |
| Figura 68 – (a) Perdas durante a entrada em condução calculadas (b) Perdas durante o desligamento calculadas e (c) Perdas por comutação experimentais totais para diferentes corrente e $T_j = 25^\circ\text{C}$ e $T_j = 50^\circ\text{C}$ @ $V_{dd} = 250\text{V}$ | 132 |
| Figura 69 – Passos genéricos de implementação do método de Monte Carlo. | 136 |
| Figura 70 – Função de distribuição normal reduzida. | 137 |
| Figura 71 – Exemplo de estimação de Kernel Gaussiano. | 139 |
| Figura 72 – Curva de Gauss destacando as diferentes regiões de probabilidades.(a) área correspondente ao intervalo $[\mu - \sigma, \mu + \sigma]$; área correspondente ao intervalo $[\mu - 2\sigma, \mu + 2\sigma]$ e (c) $[\mu - 3\sigma, \mu + 3\sigma]$ | 140 |
| Figura 73 – Estrutura de implementação do algoritmo do Método Guo. | 143 |
| Figura 74 – Fluxograma para implementação da simulação de Monte Carlo Não Sequencial. | 145 |
| Figura 75 – Curva de transcondutância do MOSFET SiC SCT3120AL. | 146 |
| Figura 76 – Protótipo do circuito de duplo pulso (a) Vista superior e (b) Vista inferior.147 | 147 |
| Figura 77 – Histograma da energia de comutação destacando os principais parâmetros envolvidos na simulação de Monte Carlo Não Sequencial. | 149 |
| Figura 78 – Histograma do Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 100 V - 1 A. | 149 |
| Figura 79 – Curva de convergência do Método de Monte Carlo Não Sequencial para a condição de 100 V - 1 A (MOSFET SiC (SCT3120AL)) | 150 |
| Figura 80 – Histograma do Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 200 V - 2 A | 151 |
| Figura 81 – Curva de convergência do Método de Monte Carlo Não Sequencial para a condição de 200 V - 2 A (MOSFET SiC (SCT3120AL)) | 152 |
| Figura 82 – Esquemático do circuito de calibração. | 166 |
| Figura 83 – PCB do circuito de calibração. | 167 |
| Figura 84 – Esquemático do circuito de duplo pulso com <i>driver</i> acoplado. | 168 |
| Figura 85 – PCB do circuito de duplo pulso vista superior e inferior. | 169 |
| Figura 86 – Aplicativo para cálculo da energia experimental. | 184 |

LISTA DE TABELAS

| | | | |
|-----------|---|--|-----|
| Tabela 1 | – | Comparação dos métodos analíticos de previsão das perdas por comutação | 61 |
| Tabela 2 | – | Comparação entre vários métodos de estimativa de perda de comutação em MOSFETs | 61 |
| Tabela 3 | – | Especificações de exatidão do wattímetro WT3000 comercializados pelo fabricante Yokogawa (YOKOGAWA, 2016) | 63 |
| Tabela 4 | – | Resumo de desempenho dos calorímetros diretos e indiretos | 69 |
| Tabela 5 | – | Parâmetros físicos do indutor de carga usado no protótipo circuito de duplo pulso | 80 |
| Tabela 6 | – | Parâmetros do circuito de calibração | 82 |
| Tabela 7 | – | Especificações das sondas de medição de tensão e de corrente | 83 |
| Tabela 8 | – | Eventos e simbologia da máquina de estados do controlador do circuito de duplo pulso. | 89 |
| Tabela 9 | – | Parâmetros do protótipo do circuito de duplo pulso | 98 |
| Tabela 10 | – | Principais parâmetros dos MOSFETs de potência usados nas análises comparativas | 100 |
| Tabela 11 | – | Etapas processuais do método de cômputo de perdas | 113 |
| Tabela 12 | – | Faixa de valores dos parâmetros avaliados | 117 |
| Tabela 13 | – | Sensibilidade normalizada das energias de comutação para o MOSFET SCT3120AL para $T_j = 25^\circ\text{C}$ | 118 |
| Tabela 14 | – | Sensibilidade normalizada das energias de comutação para o MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$ | 122 |
| Tabela 15 | – | Parâmetros e valores parasitas do circuito de potência | 126 |
| Tabela 16 | – | Comparação das perdas por comutação dos métodos analítico e experimental com $t_j = 25^\circ\text{C}$ para o MOSFET SCT3120AL | 130 |
| Tabela 17 | – | Comparação das perdas por comutação dos métodos analítico e experimental com $T_{jc} = 25^\circ\text{C}$ para o MOSFET IRF840. | 131 |
| Tabela 18 | – | Média e desvios-padrões referente às variáveis aleatórias | 147 |
| Tabela 19 | – | Parâmetros do protótipo do DPT | 148 |
| Tabela 20 | – | Resultado Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 100 V - 1 A evidenciando a localização dos parâmetros dentro da Gaussiana. | 150 |
| Tabela 21 | – | Resultado Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 200 V-2 A evidenciando a localização dos parâmetros dentro da Gaussiana | 151 |
| Tabela 22 | – | Comparação dos métodos probabilístico proposto, método Guo (GUO <i>et al.</i> , 2015) e Método Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) para o MOSFET SCT3120AL | 154 |

Tabela 23 – Comparação dos métodos probabilístico proposto, método Guo (GUO *et al.*, 2015) e Método Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) para o MOSFET IRF840 155

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|--------|---|
| BD | Diodo de corpo (do inglês, <i>body diode</i>) |
| Cond. | Perdas por condução (do inglês, <i>conduction losses</i>) |
| DUT | Dispositivo sob teste (do inglês, <i>Device under test</i>) |
| DPT | Circuito teste de duplo pulso (do inglês, <i>double pulse tester</i>) |
| FEA | Análise em elementos finitos (do inglês, <i>Finite element analysis</i>) |
| FDP | Função densidade de probabilidade (do inglês, <i>probability density function</i>) |
| GaN | Nitreto de Gálio (do inglês, <i>Gallium nitride</i>) |
| HS | Interruptor superior (do inglês, <i>high-switch</i>) |
| IGBT | Transistor Bipolar de Porta Isolada |
| IPEMs | Módulos integrados de potência (do inglês, <i>integrated electronics modules</i>) |
| LS | Interruptor inferior (do inglês, <i>low switch</i>) |
| MOSFET | Transistor de Efeito de Campo metal óxido-semicondutor (do inglês, <i>Metal-oxide-semiconductor field effect transistor</i>) |
| NIMO | Núcleo de Iluminação Moderna |
| SCR | Retificador Controlado de Silício (do inglês, <i>Silicon controlled rectifier</i>) |
| SMC-S | Simulação de Monte Carlo Sequencial |
| SMC-NS | Simulação de Monte Carlo Não-Sequencial |
| UFJF | Universidade Federal de Juiz de Fora |
| UPS | Fonte de alimentação ininterrupta (do inglês, <i>Uninterruptible Power Supplies</i>) |
| WBG | Banda proibida ampliada (do inglês, <i>wide bandgap</i>) |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---|---|
| $\Delta t_{fu}(1); \Delta t_{fu}(2); \dots; \Delta t_{fu}(n)$ | Intervalos de tempos relacionados ao método Guo |
| β | Coefficiente de convergência do Método de Monte Carlo |
| μ | Média da Gaussiana |
| σ | Desvio Padrão da Gaussiana |
| C_{ak} | Capacitância do diodo |
| C_{bp} | Capacitor <i>bypass</i> |
| C_{DS} | Capacitância entre dreno-fonte |
| C_{GD} | Capacitância entre porta-dreno |
| C_{GS} | Capacitância entre porta-fonte porta-dreno |
| C_{iss} | Capacitância de entrada (do inglês, <i>Input capacitance</i>) |
| C_{oss} | Capacitância de saída (do inglês, <i>Output capacitance</i>) |
| C_{rss} | Capacitância de transferência reversa (do inglês, <i>Reverse transfer capacitance</i>) |
| $E_{(f_T)}$ | Estimativa da função teste |
| E_{ins} | Energia instantânea |
| E_{on} | Energia de comutação durante a entrada de condução do MOSFET |
| E_{off} | Energia de comutação durante o desligamento do MOSFET |
| E_{sw} | Energia total dissipada durante o processo de comutação do MOSFET |
| f_s | Frequência de comutação |
| g_m | Transcondutância do MOSFET |
| i_D | Corrente de dreno |
| I_{dd} | Corrente de carga do circuito de duplo pulso |
| i_G | Corrente de porta |
| i_{lb} | Corrente do indutor do circuito de duplo pulso |
| L_b | Indutor do circuito de duplo pulso |
| L_d | Indutância parasita de dreno |
| L_g | Indutância parasita de porta |
| L_s | Indutância parasita de fonte |
| P | Potência instantânea |
| P_{cond} | Perdas por condução |
| P_{off} | Potência instantânea durante o período de desligamento do MOSFET |
| P_{on} | Potência instantânea durante o período de entrada em condução do MOSFET |
| p_f | Potência filtrada |
| R_{ch} | Resistência do canal (do inglês, <i>channel resistance</i>) |
| R_{acc} | Resistência de acesso (do inglês, <i>access resistance</i>) |
| R_v | Resistência de deriva (do inglês, <i>drift zone resistance</i>) |
| $R_{ds(on)}$ | Resistência de condução do MOSFET |
| R_g | Resistência total de porta |
| $R_{g(int)}$ | Resistência equivalente de porta interna do MOSFET |

| | |
|------------------------|---|
| $R_{g(ext)}$ | Resistência externa aplicada entre a saída do circuito de <i>driver</i> e o terminal de porta do MOSFET |
| R_s | Resistência equivalente série do laço de potência |
| t_{fi} | Tempo de descida de corrente do MOSFET |
| $t_{fu(guo)}$ | Tempo de descida de tensão relacionado ao método Guo |
| t_{fu} | Tempo de descida da tensão v_{DS} |
| t_{ri} | Tempo de subida de corrente do MOSFET |
| t_{on} | Intervalo de entrada em condução do MOSFET |
| t_{off} | Intervalo de desligamento do MOSFET |
| $t_1; t_2; \dots; t_6$ | Intervalos de tempo relacionados ao método Brown |
| V_{dd} | Tensão de alimentação CC |
| $V_{dr(on)}$ | Tensão do circuito de acionamento |
| V_{ggl} | Tensão do <i>driver</i> de nível baixo |
| V_{pl} | Tensão de Plateau de Miller |
| V_{th} | Tensão de limiar |
| v_{GD} | Tensão entre porta-dreno |
| v_{GS} | Tensão entre porta-fonte |
| v_{DS} | Tensão entre dreno-fonte |
| $v_{gg(off)}$ | Tensão do <i>driver</i> de nível baixo |
| $v_{gg(on)}$ | Tensão do <i>driver</i> de nível alto |

SUMÁRIO

| | | |
|--------------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 27 |
| 1.1 | PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESSA PESQUISA | 32 |
| 2 | MOSFETs - CARACTERIZAÇÃO E PERDAS ELÉTRICAS | 35 |
| 2.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 35 |
| 2.2 | TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO METAL-ÓXIDO SEMICONDU- TOR | 35 |
| 2.2.1 | Regiões de operação do MOSFET | 37 |
| 2.2.2 | Características que afetam a comutação | 39 |
| 2.2.3 | MOSFET a base de carbeto de silício (SiC) | 40 |
| 2.3 | PERDAS EM SEMICONDUCTORES | 41 |
| 2.3.1 | Perdas por condução | 42 |
| 2.3.2 | Perdas por comutação | 44 |
| 2.3.2.1 | <i>Circuito de duplo pulso</i> | 45 |
| 2.3.2.2 | <i>Etapa I do funcionamento do Circuito DPT</i> | 47 |
| 2.3.2.3 | <i>Etapa II do funcionamento do circuito DPT</i> | 49 |
| 2.3.2.4 | <i>Etapa III do funcionamento do circuito DPT</i> | 50 |
| 2.3.2.5 | <i>Revisão de métodos analíticos para estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência</i> | 52 |
| 2.4 | MÉTODO DE MEDIÇÃO DE PERDAS | 62 |
| 2.4.1 | Medição elétrica | 62 |
| 2.4.1.1 | <i>Medição via wattímetro</i> | 62 |
| 2.4.1.2 | <i>Medição via osciloscópio</i> | 63 |
| 2.4.2 | Medição via calorímetro | 64 |
| 2.4.3 | Classes de calorímetros | 65 |
| 2.4.3.1 | <i>Calorímetros diretos abertos e refrigerados a ar</i> | 65 |
| 2.4.3.2 | <i>Calorímetros diretos fechados refrigerados à água</i> | 66 |
| 2.4.3.3 | <i>Calorímetros indiretos balanceados</i> | 67 |
| 2.4.4 | Calorímetros indiretos do tipo série | 68 |
| 2.5 | CONSIDERAÇÕES PARCIAIS | 70 |
| 3 | ESTUDO COMPARATIVO DE MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO EM MOSFETS DE POTÊNCIA | 71 |
| 3.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 71 |
| 3.2 | MÉTODO BROWN | 71 |
| 3.3 | MÉTODO GUO | 74 |
| 3.4 | MÉTODO AHMED | 77 |
| 3.5 | PROJETO DO CIRCUITO DE DUPLO PULSO | 78 |
| 3.5.1 | Barramento CC | 79 |

| | | |
|--------|---|------------|
| 3.5.2 | Escolha do indutor de carga | 79 |
| 3.5.3 | Diodo de roda livre | 80 |
| 3.5.4 | Escolha do circuito de acionamento | 80 |
| 3.6 | AJUSTES DOS ATRASOS DAS SONDAS DE TENSÃO E CORRENTE | 81 |
| 3.6.1 | Metodologia de ajuste dos sinais das sondas de medição | 81 |
| 3.7 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO | 85 |
| 3.8 | SISTEMA DE CONTROLE PARA O ACIONAMENTO DO CIRCUITO DE DUPLO PULSO | 87 |
| 3.9 | FUNÇÃO DE PROCESSAMENTO DOS DADOS EXPERIMENTAIS AMOS- TRADOS | 90 |
| 3.10 | CÁLCULO NUMÉRICO DAS ENERGIAS DE COMUTAÇÃO | 96 |
| 3.10.1 | Escolha dos MOSFETs | 97 |
| 3.11 | CONSIDERAÇÕES PARCIAIS | 103 |
| 4 | METODOLOGIA MELHORADA PARA CARACTERIZAÇÃO DOS TRANSITÓRIOS DE COMUTAÇÃO EM MOSFETs de Si e SiC | 105 |
| 4.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 105 |
| 4.2 | ANÁLISE DO MECANISMO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO EM DIS- POSITIVOS MOSFETs | 105 |
| 4.2.1 | Modelagem do transitório de entrada em condução <i>turn-on</i> . . . | 105 |
| 4.2.2 | Modelagem do transitório de saída em condução <i>turn-off</i> . . . | 111 |
| 4.3 | IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA DO MODELO NO <i>SOFTWARE</i> MA- TLAB | 112 |
| 4.4 | CARACTERIZAÇÃO TEÓRICA DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS | 113 |
| 4.5 | ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO MÉTODO DE ESTIMATIVA DAS PERDAS | 116 |
| 4.6 | METODOLOGIA ALTERNATIVA PARA CALCULAR A TENSÃO DE LIMAR USANDO APENAS A FOLHA DE DADOS DO DISPOSITIVO | 122 |
| 4.7 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO | 125 |
| 4.8 | CONSIDERAÇÕES PARCIAIS | 132 |
| 5 | APLICAÇÃO DA SIMULAÇÃO DE MONTE CARLO NA ESTI- MAÇÃO DAS PERDAS POR COMUTAÇÃO | 135 |
| 5.1 | CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 135 |
| 5.2 | VISÃO GERAL DO MÉTODO DO MÉTODO DE MONTE CARLO . | 135 |
| 5.3 | TIPOS DE ABORDAGENS DO MÉTODO DE MONTE CARLO . . . | 137 |
| 5.3.1 | Estimação da função densidade de probabilidade usando Kernel den- sity | 138 |
| 5.3.2 | Função densidade de probabilidade de distribuição normal . . . | 140 |
| 5.4 | SIMULAÇÃO DE MONTE CARLO NÃO SEQUENCIAL | 141 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 5.5 | IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS PROBABILÍSTICO PARA ESTIMATIVA DE PERDAS POR COMUTAÇÃO | 143 |
| 5.6 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO | 147 |
| 5.7 | CONSIDERAÇÕES PARCIAIS | 153 |
| 6 | CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE | 157 |
| | REFERÊNCIAS | 159 |
| | APÊNDICE A – Materiais complementares do capítulo 3 . . . | 166 |
| A.1 | Esquemático do circuito de ajuste dos atrasos das sondas | 166 |
| A.2 | PCB do circuito de calibração | 167 |
| A.3 | Esquemático do circuito de duplo pulso | 168 |
| A.4 | PCB do circuito de duplo pulso | 169 |
| | APÊNDICE B – Scripts do Matlab usados no cálculo das perdas | |
| | do capítulo 4 | 171 |
| B.1 | Corte de potência | 171 |
| B.2 | Equação de estados | 173 |
| B.3 | Programa para cálculo das energias por comutação | 182 |

1 INTRODUÇÃO

Assuntos relacionados à eficiência energética são temas cada vez mais recorrentes no cenário mundial, de forma que a busca por processos e tecnologias mais eficientes em termos de utilização da energia tem sido incentivada por questões econômicas e ambientais. Além disso, as pesquisas científicas estão sempre visando ao aperfeiçoamento de eficiência no processamento da energia.

Em sistemas de eletrônica de potência modernos, há uma tendência crescente para substituir os dispositivos discretos por módulos integrados de potência (IPEMs, do inglês, *integrated electronics modules*) (WYK; LEE, 1999). Neste contexto, a alta densidade de potência transformou-se em um dos tópicos fundamentais no desenvolvimento dos conversores estáticos de potência. Consequentemente, os conversores são projetados não só para atender aos requisitos de qualidade de energia, como também para alcançar reduzido peso e volume. A demanda por conversores com reduzido volume é, geralmente, conduzida para aplicações específicas nas quais existe restrição de dimensão física, como por exemplo, veículos elétricos (KOLAR *et al.*, 2007), (JAIN, 2004) e (LÓPEZ; ALARCON, 2012), enquanto a redução de peso é adequada para aplicações aeronáuticas, espaciais, em fontes de alimentação distribuídas (POL, do inglês, *point of load power supplies*), etc., sendo que esse parâmetro tem papel fundamental nos custos operacionais finais (HOMEYER *et al.*, 1997) (BARRUEL; SCHANEN; RETIERE, 2004), (LEE; LI, 2013) e (QU; SHU; CHANG, 2020).

Quando as primeiras topologias de conversores foram propostas, a densidade de potência era relativamente baixa por causa da limitada velocidade de comutação dos dispositivos semicondutores disponíveis (*e.g.* SCR, retificador controlado de silício), que são comumente operados com frequências inferiores a 100 Hz. Com o grande avanço dos interruptores controlados de alta frequência de comutação, mais especificamente o transistor bipolar de porta isolada (IGBT) e o transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET), muitos esforços têm sido investidos no estudo da caracterização destes dispositivos. Além disso, as potencialidades de utilização em sistemas de conversão eletrônica de potência têm sido amplamente exploradas na literatura técnica por muitos pesquisadores.

Em circuitos eletrônicos de potência, o dispositivo semicondutor usualmente opera como interruptor controlado, ou seja, entrada em condução e desligamento o que difere dos amplificadores e reguladores lineares que operam no modo linear (RASHID, 2010) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2011). A eficiência é considerada uma figura de mérito importante e tem implicações significativas sobre o desempenho geral do sistema. Sistemas de energia de baixa eficiência significam grandes quantidades de energia sendo desperdiçadas em forma de calor, resultando em uma ou mais das seguintes implicações

(RASHID, 2010):

- a) O custo da energia aumenta devido ao aumento do consumo;
- b) Podem ser impostas complicações adicionais de projeto, especialmente em relação ao projeto de dissipadores de calor do dispositivo;
- c) Componentes adicionais, como dissipadores de calor, aumentam o custo, o tamanho, e o peso do sistema, resultando em baixa densidade de potência;
- d) A dissipação de alta potência força o interruptor a operar em baixa frequência de comutação, resultando em largura de banda limitada, resposta lenta, e o mais importante, o tamanho e peso dos componentes magnéticos (indutores e transformadores), e capacitores permanecem grandes;
- e) Redução da confiabilidade dos componentes e do dispositivo.

O MOSFET de potência é, atualmente, um dos dispositivos semicondutores controlados mais usados em eletrônica de potência em baixos níveis de potência (LIDOW *et al.*, 2014). Mais recentemente, novos dispositivos semicondutores de potência com elevada energia de banda proibida (WBG, do inglês, *wide bandgap*) como os diodos e MOSFETs de carbeto de silício (SiC) e os FETs de potência de nitreto de Gálio (GaN FET), se apresentam como uma solução moderna para muitas aplicações de eletrônica de potência (SHAHABI *et al.*, 2018),(QI; WANG; XU, 2018) (RAMACHANDRAN; NYMAND, 2015)

O cálculo ou estimativa de perdas de condução com exatidão e, especialmente, as perdas por comutação, tem sido extensivamente investigado na literatura técnica, mas ainda não está consolidado na área de eletrônica de potência, sendo necessário realizar pesquisas neste âmbito, principalmente, no que tange à imprecisão dos métodos de cálculo. Assim, a obtenção de um modelo confiável e mais preciso para avaliar as perdas por comutação e condução em tais componentes, torna-se indispensável para a concepção, dimensionamento e implementação dos principais tipos de aplicação de conversores estáticos (BROWN, 2006) (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) (GUO *et al.*, 2015) (RODRÍGUEZ *et al.*, 2010).

A avaliação mais rigorosa dessas perdas, pode reduzir o tempo de projeto de um conversor estático, por dispensar a necessidade de construção de vários protótipos para fins de comparação experimental de cada alternativa. Em especial, o cálculo preciso da potência dissipada nos conversores não só orienta a classificação de várias abordagens quanto ao rendimento, como também permite a especificação dos dispositivos semicondutores e o dimensionamento apropriado dos sistemas de dissipação de calor, que costumam exigir estruturas metálicas que contribuem para o aumento do peso, volume e custo dos conversores. Além disso, o cálculo de perdas subsidia ainda as análises de confiabilidade do conversor (MOROZUMI *et al.*, 2003), em razão da correlação entre a probabilidade de

falha e a variação na temperatura de junção dos semicondutores (que resulta das perdas e dos modelos térmicos).

Além de um modelo de perdas confiável, busca-se conceber conversores estáticos com o mínimo volume de elementos passivos armazenadores de energia, isto é, indutores, capacitores, transformadores, o que pode resultar em conversores com alta densidade de potência (RAGGL *et al.*, 2009) (ZHANG; NGO, 2017) (JONES; WANG; COSTINETT, 2016) (XIE *et al.*, 2017). Como resultado, o custo, o volume e o peso do conversor também poderiam se tornar menores. Neste contexto, a frequência tem sido continuamente elevada até a ordem de dezenas de megahertz, em especial pelo emprego de modernos dispositivos semicondutores de potência, como os FETs de nitreto de gálio (GaN). Entretanto, as perdas por comutação são dominantes nas perdas totais em condições de aplicação dissipativas em frequências mais elevadas, o que limita a possibilidade de se aumentar indefinidamente a frequência de comutação. Adicionalmente, em frequências superiores a algumas centenas de quilohertz, alguns aspectos referentes ao aparecimento de efeitos parasitas tendem a influenciar diretamente a eficiência e o desempenho de um conversor.

Na literatura técnica, os modelos de perdas previamente propostos buscam obter uma relação entre melhor precisão e um menor tempo de simulação. Basicamente, os modelos de perdas podem ser classificados em três tipos, a saber:

- a) modelo baseado em parâmetros físicos, tal como geometria, densidade de dopagem, etc., sendo que esses parâmetros, geralmente, são usados como entradas em programas de simulação como, MEDICE e ISE, e, são baseados em análises de elementos finitos (FEA, do inglês, *finite elements analysis*). A descrição elétrica e o comportamento térmico são alcançados pela resolução de equações relacionadas ao comportamento físico do dispositivo.
- b) A segunda abordagem é o modelo comportamental do dispositivo. Esse método é largamente utilizado na análise de perdas por ter um bom compromisso entre precisão e tempo de simulação. Cabe acrescentar que o modelo para quase todo dispositivo pode ser obtido no site do fabricante para plataformas SPICE (do inglês, *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*). Nessa abordagem, normalmente, o dispositivo é descrito apenas por alguns parâmetros principais. Entretanto, os modelos e parâmetros disponibilizados pelos fabricantes não estão direcionados a todos os utilitários de simulação computacional atualmente acessíveis, o que limita o emprego dessa abordagem. Por outro lado, quando disponível, o emprego do modelo assinado pelo fabricante costuma resultar em maior velocidade de processamento, se comparado com a abordagem que considera parâmetros físicos e geométricos rigorosos (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017). Cabe acrescentar que os modelos de dispositivos de baixa tensão usualmente são adaptados para representar os MOSFETs de alta tensão, o que resulta na não caracterização de alguns parâmetros e equações.

- c) Por fim, há o método analítico (também chamado de modelo matemático). Com esse método, que é baseado em circuitos elétricos equivalentes, são obtidas expressões analíticas que descrevem o comportamento eletro-eletrônico dos componentes. Comparado com os métodos anteriores, esse método é mais rápido e pode ser adaptado à maioria dos aplicativos e utilitários numérico-computacionais. Porém, o maior desafio desse modelo é como melhorar a sua acurácia devido à não linearidade presente nos elementos do circuito.

Neste contexto, este trabalho se dedica principalmente ao estudo minucioso sobre a modelagem das perdas de comutação nos componentes semicondutores de potência. Em particular, pretende-se:

- a) Revisar a teoria e desenvolver ferramentas para estimar as perdas em transistores MOSFET, com base em dados dos catálogos dos fabricantes;
- b) Comparar a precisão de métodos propostos na literatura técnica para estimativa de perdas por comutação em MOSFETs de potência de diferentes tecnologias, *i.e.*, Silício e Carbetto de Silício;
- c) Analisar condições e alternativas tecnológicas que propiciem maior exatidão dos resultados;
- d) Propor um circuito de ajuste e de baixo custo para minimização de níveis de *offset* e de atrasos decorrentes das sondas de medição;
- e) Propor um método de perdas analítico, de boa exatidão, para estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência;
- f) Realizar uma análise de sensibilidade de modo a verificar como a variação dos parâmetros de entrada influenciam na estimativa das perdas por comutação;
- g) Aplicar um método probabilístico na análise de perdas baseado no método de Monte Carlo Não-Sequencial;
- h) Validar experimentalmente a nova metodologia proposta usando um circuito de duplo pulso em diferentes condições de tensão e corrente.

Para tanto, procede-se à revisão bibliográfica sobre as técnicas reportadas na literatura para cálculo e medição de perdas. As ferramentas desenvolvidas para quantificar as perdas nos conversores, são implementadas no *software* MATLAB/Simulink. Os resultados teóricos de perdas, estimados por estas ferramentas, são validados via medição elétrica em um protótipo de um circuito de duplo pulso.

O texto desta tese foi estruturado em seis capítulos, os quais são descritos detalhadamente a seguir.

No capítulo 2, procede-se ao estudo detalhado do MOSFET com foco em suas perdas, para fundamentação e conceituação do trabalho. Inicialmente, discute-se o princípio de funcionamento e as principais características do MOSFET. Em seguida, apresentam-se os principais métodos de estimativa de perdas por comutação em MOSFETs de potência reportados na literatura técnica. Ainda neste capítulo, são abordados alguns métodos de medição de perdas tanto por medição elétrica quanto por meio de calorímetros.

No capítulo 3, é realizado um estudo comparativo envolvendo diferentes métodos de estimativa de perdas por comutação em dispositivos MOSFETs. Inicialmente, os métodos são apresentados resumidamente. Detalham-se as abordagens de concepção da placa do circuito de duplo pulso adotada no estudo. Posteriormente, é apresentada, sucintamente, uma breve discussão sobre a escolha dos componentes que compõem o circuito de caracterização. Além disso, é proposto um circuito de ajuste e a metodologia adotada para a redução dos atrasos das sondas de tensão e corrente é demonstrada. Posteriormente, uma nova metodologia iterativa para o cálculo das perdas experimentais é proposta. Por fim, resultados experimentais e teóricos em diferentes condições de teste usando dispositivos de diferentes tecnologias são apresentados para uma extensa comparação dos métodos analisados.

No capítulo 4, é analisado um método de estimativa das perdas usando equação de estados. Em um primeiro momento, é apresentada a modelagem completa do processo de comutação de um dispositivo MOSFET operando em comutação dissipativa. Na sequência, é feita a análise de sensibilidade dos parâmetros de entrada do método e, em seguida, é proposta uma nova metodologia para calcular os parâmetros usando curvas obtidas no *datasheet*. Finalmente, é realizada a análise experimental em diversas condições de teste com o intuito de validar o método aprimorado de determinação das perdas por comutação em MOSFETs.

No capítulo 5, são discutidas as formulações dos principais conceitos de estatística. Na sequência é proposta uma nova abordagem para cálculo das perdas por comutação baseado no método probabilístico de Monte Carlo Não-Sequencial. Ademais, são endereçadas as principais vantagens e desvantagens do método proposto. Por fim, a nova metodologia é validada em dispositivos de Silício e a base de Carbetto de Silício para diferentes condições de teste.

As conclusões são discutidas no capítulo 6 e trazem uma análise geral do trabalho, bem como são apresentadas algumas propostas de continuidade, destacando-se as principais contribuições e possíveis desdobramentos futuros do estudo realizado.

1.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESSA PESQUISA

Como resultado da pesquisa realizada ao longo desse doutorado, foram publicados até o momento os seguintes artigos científicos:

- Publicações em conferências nacionais e internacionais e em periódicos:
- a) DE PAULA, W. J.; TAVARES, G. H. M.; SOARES, G. M.; ALMEIDA, P. S. ; BRAGA, H. A. C.. Switching losses prediction methods oriented to power MOSFETs – A Review. IET POWER ELECTRONICS (aceito para publicação em 11/06/2020.)
 - b) DE PAULA, W. J.; TAVARES, G. H. M.; SOARES, G. M.; ALMEIDA, P. S. ; BRAGA, H. A. C.. An Improved methodology for switching losses estimation in SiC MOSFETs. Revista Eletrônica de Potência (aceito para publicação em 13/07/2020.)
 - c) DE PAULA, W. J.; TAVARES, G. H. M.; PEREIRA, D. C.; SOARES, G. M.; ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C. An extensive comparative study of switching losses prediction in power MOSFETs. In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, pp. 1-7, 2018.
 - d) DE PAULA, W. J.; TAVARES, G. H. M.; PEREIRA, D. C.; TAVARES, P. L.; ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C. A review on gallium nitride switching power devices and applications, In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-7, 2017.
 - e) TAVARES, G. H. M.; DE PAULA, W. J.; SALMENTO, M. L. G.; PEREIRA, D. C.; BRAGA, H. A. C. Implementation of a high frequency PWM signal in FPGA FOR GaN power devices switching, In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-7, 2017.
 - f) PEREIRA, D. C; DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C. Comparative Analysis of Basic Single-Stage Non-Isolated ac-dc Topologies Employed as High-Current COB LED Drivers. In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017.
 - g) PEREIRA, D. C; DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; ROSA, B. T.; SILVA, B. H.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C. Analysis of a High-Power COB LED Light Source Driven by Offline Double-Stage PFC Converter. In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017.
 - h) PEREIRA, D. C; DE PAULA, W. J.; TAVARES, P. L.; TOFOLI, F. L.; BRAGA, H. A. C. Current Multilevel PFC Buck Rectifier Applied to a High-Power COB LED

Driver. In: IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2017), Juiz de Fora, pp. 1-6, 2017.

- i) DE PAULA, W. J.; PEREIRA, D. C.; BRAGA, H. A. C. SPICE simulation and evaluation of a GaN-based synchronous full-bridge resonant converter. In: 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, pp. 1-6, 2016.
 - j) PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. C.; TOFOLI, F. L.; CAMPONOGARA, D.. Analysis of the low-frequency output current ripple in a buck-based LED driver under distinct control techniques. In: 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Santa Clara. pp. 442-447, 2016.
 - k) DE PAULA, W. J.; PEREIRA, D. C.; BRAGA, H. A. C.; TOFOLI, F. L.. Modelo de simulação de um conversor *buck* síncrono baseado em dispositivos de Nitreto de Gálio. In: Congresso Brasileiro de Automática, Vitória-ES, pp. 1-6, 2016.
- Outros artigos publicados pelo autor:
 - a) TOFOLI, F. L.; PEREIRA, D. C.; DE PAULA, W. J.; VICENTE, E. M.; VICENTE, SANTOS, P. D.; BRAGA, H. A. C.. Comparison among mathematical models of the photovoltaic cell for computer simulation purposes. INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS, v. 7, pp. 1-18, 2017.
 - b) TOFOLI, F. L.; DE PAULA, W. J.; OLIVEIRA JÚNIOR, D. S. ; PEREIRA, D. C.. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter. IET POWER ELECTRONICS v. 8, pp. 2044-2057, 2015.
 - c) DE PAULA, W. J.; LEMOS, R. M.; PEREIRA, D. C.; TOFOLI, F. L.. Analysis of isolated DC-DC converters from the point of view of the semiconductor elements. In: IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Búzios – RJ, pp. 278-285, 2015.
 - d) LEMOS, R. M.; DE SOUZA, A. F.; DE PAULA, W. J.; PEREIRA, D. C.; TOFOLI, F. L.. Application of the commutated power concept to the classical isolated dc-dc converters. In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, pp. 1-6, 2015.

2 MOSFETs - CARACTERIZAÇÃO E PERDAS ELÉTRICAS

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a apresentar uma revisão bibliográfica da literatura técnica básica que fundamenta este trabalho. Inicialmente, discute-se a caracterização e o princípio de funcionamento do dispositivo MOSFET. Posteriormente, apresenta-se o conceito de perdas em conversores estáticos de potência. Neste sentido, serão discutidas as perdas nos dispositivos semicondutores como MOSFETs. Na sequência, detalham-se os procedimentos usuais para medição de perdas, bem como aqueles empregados na presente pesquisa.

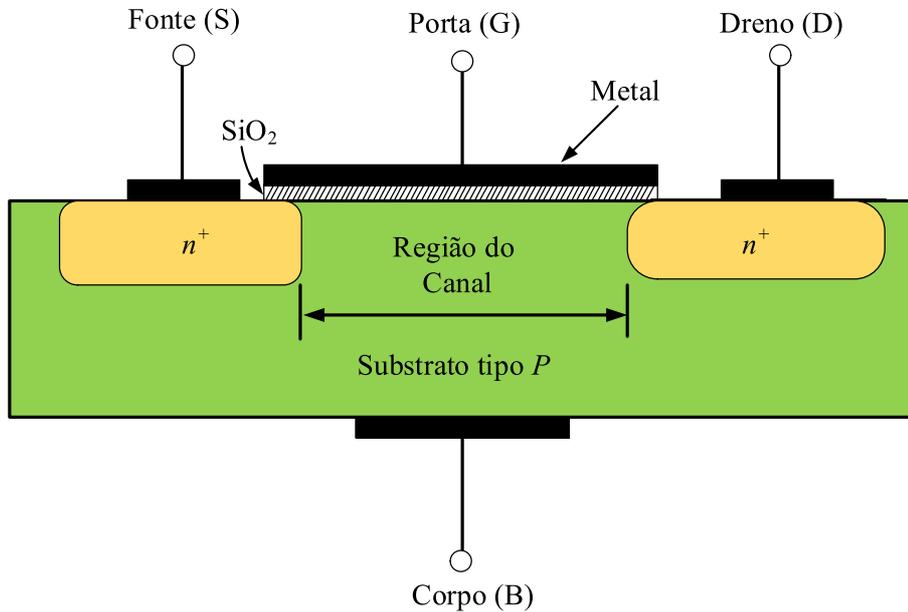
2.2 TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO METAL-ÓXIDO SEMICONDUTOR

Ao contrário do transistor de junção bipolar (BJT, do inglês, *bipolar junction transistor*), o dispositivo MOSFET pertence à família de dispositivos unipolares (RASHID, 2010). O princípio básico envolvido nesse tipo de dispositivo é o uso de uma tensão entre dois terminais para controlar o fluxo de corrente no terceiro terminal. Desse modo, o MOSFET pode ser empregado como fonte controlada, que é a base para o projeto de amplificadores. Além disso, no caso extremo, o sinal de controle pode ser usado para fazer a corrente no terceiro terminal variar de zero até um valor significativo, permitindo, portanto, que o dispositivo funcione como um interruptor eletrônico.

A Figura 1 mostra a seção transversal de um MOSFET de potência lateral. O transistor é fabricado em um substrato do tipo p , que é uma lâmina de silício cristalino que serve de suporte físico para o dispositivo. Duas regiões fortemente dopadas do tipo n , indicadas na Figura 1 como regiões da fonte e do dreno $n+$, são difundidas no substrato. Uma camada fina de dióxido de silício (SiO_2) de espessura t_{ox} , que é excelente isolante, é crescida sobre a superfície do substrato, cobrindo a área entre as regiões da fonte e do dreno. Um metal é depositado por cima da camada de óxido para formar o eletrodo da porta ou *gate* (G) do dispositivo. São feitos contatos de metal para as regiões da fonte ou *source* (S), do dreno ou *drain* (D) e do substrato ou *body*, esse último também conhecido como corpo (B) (SEDRA *et al.*, 2016)(PERRET, 2013).

A inexistência de uma tensão de polarização de porta faz com que dois diodos estejam face a face em série entre o dreno e a fonte. Um diodo é formado pela junção pn entre a região $n+$ do dreno e o substrato tipo p e o outro diodo é constituído pela junção pn entre o substrato tipo p e a região $n+$ da fonte. Esses diodos impedem a circulação de corrente do dreno para a fonte quando for aplicada uma tensão entre dreno e fonte v_{DS} . Na verdade, o caminho entre a fonte e o dreno possui alta resistência. Isso considerando que o corpo está conectado à fonte e, portanto, o terminal corpo não terá influência no funcionamento do dispositivo nessa análise.

Figura 1 – Estrutura física do NMOS tipo enriquecimento: seção transversal.



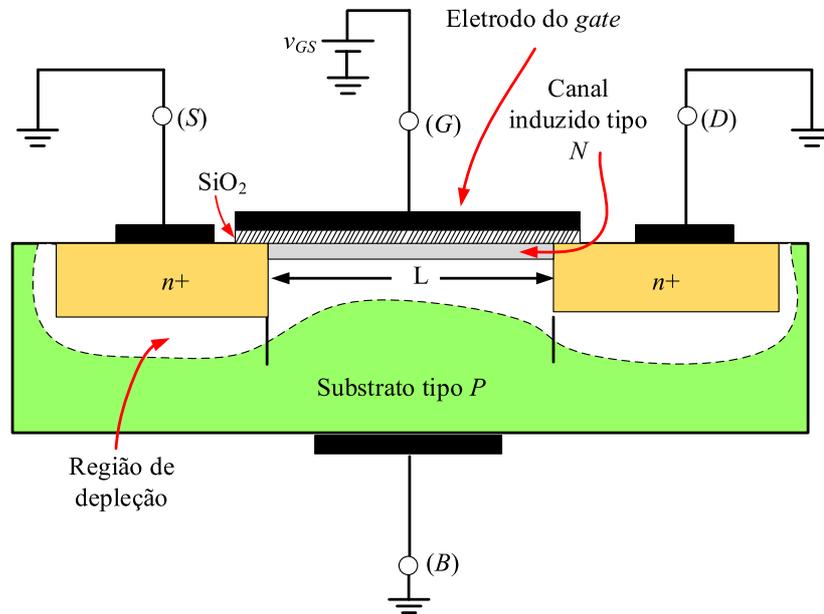
Fonte: Adaptado de Sedra *et al.* (2016).

A Figura 2 mostra uma tensão positiva v_{GS} aplicada à porta com os demais terminais do MOSFET aterrados. A tensão positiva na porta faz com que as lacunas livres em um primeiro instante, as quais estão positivamente carregadas, sejam repelidas da região do substrato, deixando para trás uma região depletada de portadores. A região de depleção está repleta de ligações covalentes de cargas negativas associadas aos átomos aceitadores.

Além disso, a tensão positiva na porta atrai elétrons das regiões $n+$ da fonte e do dreno, onde eles são abundantes, para a região do canal. Quando for acumulado um número suficiente de elétrons próximo à superfície do substrato sob a porta, uma região n é criada, conectando as regiões da fonte e do dreno, conforme indicado pela Figura 2. Caso uma tensão entre o dreno e a fonte seja aplicada, uma corrente circulará por essa região n induzida, ocorrendo transporte de elétrons móveis. A região n induzida, portanto, forma um canal para a circulação da corrente do dreno para a fonte. O valor de v_{GS} para o qual um número suficiente de elétrons móveis se acumulam na região do canal para formar um canal de condução é chamado de tensão de limiar V_{th} (do inglês, *threshold voltage*).

Ao contrário dos dispositivos MOSFET do canal lateral usados em circuitos integrados, em que os terminais de porta, fonte e dreno estão localizados na mesma superfície da camada de silício, os MOSFET de potência usam uma estrutura vertical para aumentar

Figura 2 – O transistor NMOS tipo enriquecimento com uma tensão aplicada à porta. Um canal n é induzido na superfície do substrato, embaixo da porta.



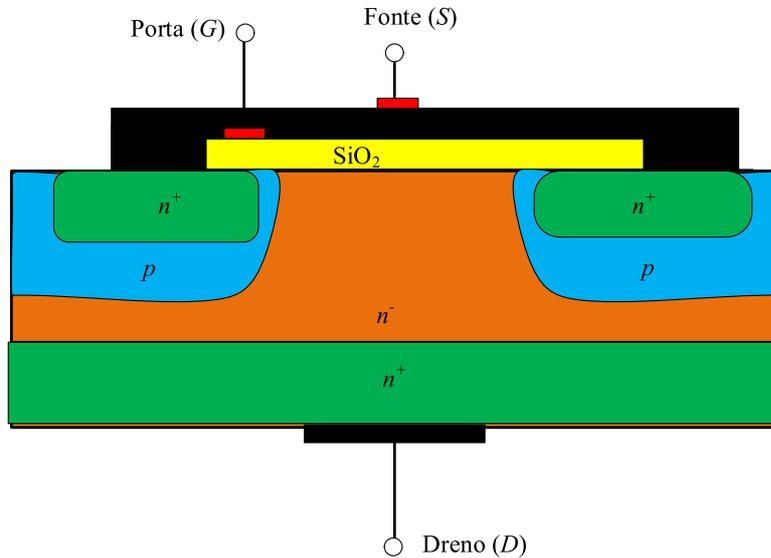
Fonte: Adaptado de Sedra *et al.* (2016).

o nível de potência (RASHID, 2010) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2011). A Figura 3 mostra a seção transversal de um MOSFET de potência vertical. Atualmente, existem diversos tipos discretos de MOSFET de potência verticais comerciais, tais como: V-MOSFET, U-MOSFET, D-MOSFET e S-MOSFET (RASHID, 2010). É importante salientar que diferentemente da estrutura lateral, a estrutura vertical contém uma camada a mais de semiconductor, do tipo n^- , que proporciona ao MOSFET a capacidade de suportar tensões mais elevadas entre os canais de dreno e de fonte. A notação n^- , significa que esse semiconductor está fracamente dopado de cargas negativas, diferente de n^+ , que é fortemente dopado de cargas negativas (BALIGA, 2006).

2.2.1 Regiões de operação do MOSFET

Para o MOSFET conduzir uma corrente de dreno é necessário criar um canal entre dreno-fonte. Esse canal é criado quando a tensão de porta se torna maior que a tensão de limiar do dispositivo. Para $v_{GS} > V_{th}$, o dispositivo pode estar na região de triodo que também é chamado de região de "resistência constante", ou na região de saturação, dependendo do valor da tensão dreno-fonte, v_{DS} . Para um dado valor v_{GS} , com um pequeno valor de v_{DS} ($v_{DS} < v_{GS} - V_{th}$), o dispositivo opera na região de triodo (região de saturação no BJT), e para v_{DS} maior ($v_{DS} > v_{GS} - V_{th}$), o dispositivo entra na região de saturação (região ativa no BJT). Para $v_{GS} < V_{th}$, o dispositivo desliga. Em ambas as

Figura 3 – Seção transversal de um MOSFET de estrutura vertical.



Fonte: Adaptado de Rashid (2010).

regiões de operação a corrente sobre a porta é praticamente zero (RASHID, 2010).

As curvas características ilustradas na Figura 4 mostram as três regiões de operação, *i.e.*, região de triodo, saturação e de corte. Quando o dispositivo é usado como interruptor estático apenas as regiões de corte e triodo são utilizadas, por outro lado, quando atua como amplificador, o MOSFET opera na região de saturação (região ativa do BJT).

O dispositivo opera na região de corte quando $v_{GS} < V_{th}$, nessa região não existe formação do canal. Para operar o MOSFET na região triodo ou saturação, deve-se induzir um canal pela aplicação de uma tensão porta-fonte superior a tensão de limiar, ou seja, $v_{GS} > V_{th}$. Uma vez que o canal é induzido, o MOSFET pode operar na região triodo resultando na corrente de dreno proporcional a resistência do canal) ou na região de saturação (i_D constante).

Em termos da tensão dreno-fonte, as três regiões de operação podem ser definidas pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3):

a) Região de triodo:

$$v_{DS} < v_{GS} - V_{th} \quad \text{e} \quad v_{GS} > V_{th} \quad (2.1)$$

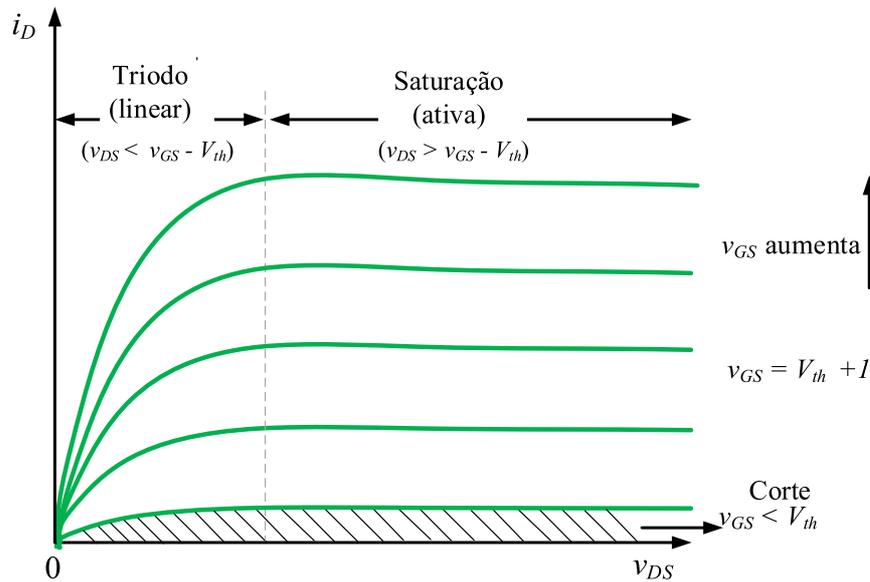
b) Região de Saturação:

$$v_{DS} > v_{GS} - V_{th} \quad \text{e} \quad v_{GS} > V_{th} \quad (2.2)$$

c) Região de corte:

$$v_{GS} < V_{th} \quad (2.3)$$

Figura 4 – Característica $i_D \times v_{DS}$ para um MOSFET enriquecimento do canal N.



Fonte: Adaptado de Rashid (2010).

2.2.2 Características que afetam a comutação

Tendo em vista que o foco do trabalho é a análise do MOSFET como interruptor estático, analisa-se os principais parâmetros internos que afetam o processo de comutação. Os principais aspectos impactantes na comutação de um MOSFET de potência são: a resistência de condução, $R_{ds(on)}$, o diodo de corpo e as capacitâncias de junção. Quando o MOSFET se encontra na região de triodo, o canal do dispositivo comporta-se como uma resistência que varia linearmente em função de v_{DS} e i_D , conforme foi reportado anteriormente. Esse parâmetro definido na folha de dados do fabricante determina a queda de tensão direta sobre o dispositivo e a suas perdas totais. Além disso, os MOSFETs de potência modernos apresentam um diodo de corpo conectado entre a fonte e o dreno. Esse diodo fornece um caminho inverso para a corrente de dreno, permitindo a bidirecionalidade de corrente do MOSFET. Para aplicações que requerem uma alta velocidade de comutação, recomenda-se a utilização de diodos ultrarápidos em anti-paralelo (RASHID, 2010). Outro parâmetro importante que influencia o comportamento de comutação do MOSFET são as capacitâncias parasitas entre os terminais do dispositivo, ou seja, capacitância porta-fonte, C_{GS} , capacitância porta-dreno, C_{GD} e capacitância dreno-fonte, C_{DS} . A Figura 5 mostra a representação física dessas capacitâncias de junção. Essas capacitâncias são não lineares e dependem da estrutura do dispositivo, geometria e de tensões de polarização (RASHID, 2010) (PERRET, 2013). Durante a entrada em condução, as capacitâncias C_{GS} e C_{GD} devem ser carregadas pela porta, portanto, o projeto do circuito de acionamento deve levar

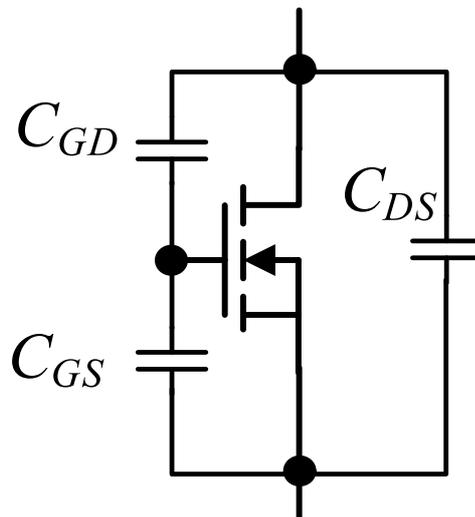
em consideração a variação nas capacitâncias. As capacitâncias parasitas são encontradas na folha de dados do dispositivo como: C_{iss} , C_{oss} e C_{rss} e são definidas por:

$$C_{GD} = C_{rss} \quad (2.4)$$

$$C_{GS} = C_{iss} - C_{rss} \quad (2.5)$$

$$C_{DS} = C_{oss} - C_{rss} \quad (2.6)$$

Figura 5 – Representação do MOSFET incluindo as capacitâncias de junção.



Fonte: Adaptado de Rashid (2010).

em que C_{iss} é a capacitância de entrada do MOSFET, C_{oss} é a capacitância de saída e C_{rss} é a capacitância de transferência reversa.

2.2.3 MOSFET a base de carbeto de silício (SiC)

Atualmente, além da tecnologia de silício, tem-se utilizado dispositivos à base de carbeto de silício, *i.e.*, SiC MOSFETs, que funcionam de maneira semelhante aos MOSFETs Si e aos IGBTs. No entanto, existem algumas diferenças que precisam ser destacadas (SEMICONDUCTOR, 2013):

- a) os valores da tensão de acionamento normalmente variam de 0 V – 18 V. Esse valor é maior que os 15 V exigido pelos IGBTs e MOSFETs Si. Essa alta tensão de acionamento é para “compensar” a maior mobilidade de portadores na tecnologia

SiC. Cabe ainda enfatizar que caso o dispositivo seja acionado com uma tensão inferior a -6 V ocorrerá uma mudança significativa no valor da tensão de limiar.

- b) os interruptores SiC apresentam diodo de corpo robustos, o que proporciona utilizá-los como interruptores bidirecionais. Quando é usado dessa forma, apresentam uma queda de tensão direta no diodo menor que a tecnologia de silício.

Devido a sua *gap* de energia larga, um dispositivo SiC pode operar em temperaturas mais elevadas que os dispositivos tradicionais de silício, o que faz com que sejam vantajosos quando a característica desejada é alta potência (OZPINECIL; TOLBERT; ISLAM, 2002). Atualmente, os MOSFETs e diodos SiC discretos estão operando em níveis de temperatura que variam 150 °C a 175 °C, devido a limitações de encapsulamento. Por outro lado, os módulos que utilizam uma tecnologia especial têm sido capazes de trabalhar em até 250 °C. Mais recentemente, tem sido desenvolvidos novos dispositivos SiC que podem operar em até 650 °C (SEMICONDUCTOR, 2013). Esses limites são superiores aos 300 °C alcançados pelos dispositivos de silício. Adicionalmente, a condutividade térmica é três vezes maior que a do silício. Essas propriedades contribuem para uma menor necessidade de resfriamento, tornando assim, os sistemas menores, mais leves e de menor custo. Cabe ainda ressaltar que as características elétricas dos MOSFETs SiC não variam tanto como em suas contrapartes de silício. Por exemplo, considerando o MOSFET SCT2080KE da fabricante ROHM, a sua resistência de condução é de 80 mΩ na temperatura de junção, $T_j = 25$ °C e 125 mΩ em $T_j = 125$ °C, ou seja, tem-se um aumento de 56 %. Enquanto em um MOSFET Si o aumento é maior que 200 % (SEMICONDUCTOR, 2013). Em comparação com o Si, um aumento de dez vezes na capacidade de bloquear tensões reversas é possível utilizando a mesma espessura da camada menos dopada (camada intrínseca) (MILLÁN *et al.*, 2013). De forma geral, um dispositivo SiC pode reduzir a resistência por unidade de área para 1/300 para bloquear a mesma tensão reversa (SEMICONDUCTOR, 2013).

2.3 PERDAS EM SEMICONDUCTORES

A estimativa das perdas nos semicondutores é essencial no projeto de qualquer conversor estático de potência. Assim, ainda que as ações para “otimização” do projeto quanto ao rendimento representem um rigorismo questionável, o cálculo das perdas em cada dispositivo se torna importante para o dimensionamento do sistema de dissipação do conversor. Este sistema deve ser projetado para garantir, em última análise, que em nenhuma das prováveis condições de operação o limite térmico na junção dos semicondutores seja violado. Em razão da correlação entre a temperatura de junção e a confiabilidade de funcionamento e vida útil do dispositivo, o projeto deste sistema pode ainda proporcionar a operação em faixas de temperaturas de junção que atendam a um critério de tempo de

vida útil, por exemplo. Independentemente do objetivo do sistema de dissipação térmica, a avaliação da potência dissipada nos semicondutores, bem como a modelagem térmica do sistema completo, são fases essenciais no projeto.

Na literatura técnica, classificam-se as perdas em semicondutores de potência em dois tipos principais: as perdas por condução e comutação. Estas perdas são revisadas nas subseções seguintes.

2.3.1 Perdas por condução

Os interruptores controlados que constituem um conversor estático não são ideais, e, assim, apresentam uma queda de tensão não nula entre seus terminais quando conduzem. Como resultado, há dissipação de potência do dispositivo quando os interruptores estão em estado de condução. Particularmente nos transistores, essa característica varia ainda com a tensão de disparo do componente, isto é, da tensão entre porta e emissor, em um IGBT ou entre porta e fonte, em um MOSFET.

É importante destacar que as perdas principais que afetam as fontes de alimentação ocorrem quando o interruptor controlado (por exemplo, um MOSFET) está em condução, exceto em condições de frequências de comutação muito elevadas, ocasião em que as perdas por comutação podem ser muito significativas também. Alternativas para aplicações de altas correntes são o paralelismo de MOSFETs (XUE *et al.*, 2013). Nestas situações, o objetivo principal é distribuir igualmente a corrente total pelo número de interruptores controlados advindos da associação paralela. Assim, em termos de circuito equivalente, há um interruptor com maior capacidade de corrente. Outra situação, mas não menos importante, diz respeito à diminuição da resistência ôhmica equivalente de condução dos MOSFETs. A redução dessa resistência implica em uma redução nas perdas por condução dos semicondutores. Apesar dessa técnica apresentar vantagens consideráveis deve-se atentar para aplicações da mesma sob frequências superiores a 200 kHz. Devido aos parâmetros parasitas (capacitâncias intrínsecas ao MOSFET e indutâncias de trilha), é comum o surgimento de fortes oscilações que podem levar o componente à destruição. Em muitos casos, um *layout* adequado da placa de circuito impresso pode mitigar substancialmente os problemas gerados pelos elementos parasitas.

Em geral, a potência dissipada no MOSFET em condução é definida por:

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{rms}^2, \quad (2.7)$$

sendo que $R_{ds(on)}$ é a resistência de condução do MOSFET, geralmente fornecida na folha de dados do fabricante e I_{rms} é o valor eficaz da corrente que percorre o dispositivo. A resistência de condução é a soma de três resistências principais: (resistência do canal, R_{ch} , do inglês, *channel resistance*), a resistência de acesso (R_{acc} , do inglês, *access resistance*) e a resistência de deriva (R_v , do inglês, *drift zone resistance*). Para MOSFETs de baixa

potência (< 100 V), a resistência de canal é a mais importante. Em contrapartida, a resistência R_v tem maior impacto em tensões mais elevadas (acima de 400 V) (PERRET, 2013).

Considerando a variação da resistência de condução em função da temperatura tem-se (PERRET, 2013):

$$R_{ds(on)}(T_j) = R_{ds(on)}(25^\circ) \cdot \left(\frac{T_j}{T_{Jo}} \right)^\alpha, \quad (2.8)$$

em que a temperatura é dada em Kelvin, e $\alpha = 1,5$ para MOSFET de baixa potência com tensões menores que 100 V e $\alpha = 2,5$ para MOSFET de média a alta potência com tensões dreno-fonte superiores a 400 V.

A equação (2.8), ainda pode ser rescrita como:

$$R_{ds(on)}(T_j) = R_{ds(on)}(25^\circ) \cdot \left(1 + \frac{\alpha \cdot \Delta T}{300} \right), \quad (2.9)$$

em que ΔT representa o aumento de temperatura em 25 °C.

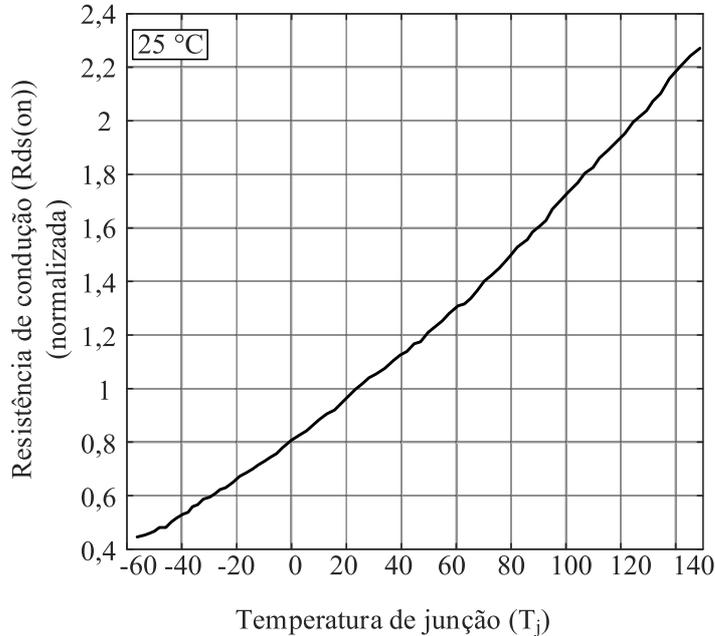
Segundo Hart (2011), a resistência $R_{ds(on)}$ aumenta consideravelmente com o aumento da temperatura de junção, ou seja, ela possui coeficiente de temperatura positivo, o que reduz a mobilidade de lacunas e dos elétrons que, por sua vez, é expressa por:

$$\frac{D_e}{\mu_e} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T = \frac{kT}{q}, \quad (2.10)$$

em que D_e é o coeficiente de difusão para os elétrons, D_p é o coeficiente de difusão para os prótons, μ_e é a mobilidade dos elétrons, μ_p é a mobilidade das lacunas, V_T é tensão térmica, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura e q é a carga do elétron. Cabe enfatizar que o coeficiente de temperatura positivo dos MOSFETs é benéfico para o paralelismo, pois promove um equilíbrio natural de corrente entre os elementos em paralelo (quando a temperatura de um deles aumenta, sua resistência de condução aumenta também, o que contribui para reduzir a corrente em contrapartida). Isso não ocorre no BJT que, com coeficiente negativo, tende a sofrer uma avalanche térmica (*thermal runaway*) com a tendência de o elemento com menor impedância assumir a maior parte da corrente injetada.

Usando a equação (2.8) e o valor da resistência de condução obtida pela relação característica entre a temperatura de junção T_j e a resistência de condução, é possível computar o valor das perdas por condução em função da temperatura. A Figura 6 mostra uma curva típica do dispositivo IRF840 relacionando T_j e $R_{ds(on)}$ na temperatura de 25 °C. Para a curva, percebe-se que o valor da resistência de condução aumenta com o aumento da temperatura.

Figura 6 – Variação do parâmetro $R_{ds(on)}$ para $i_D = 8A$ em função da temperatura para o MOSFET IRF840.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

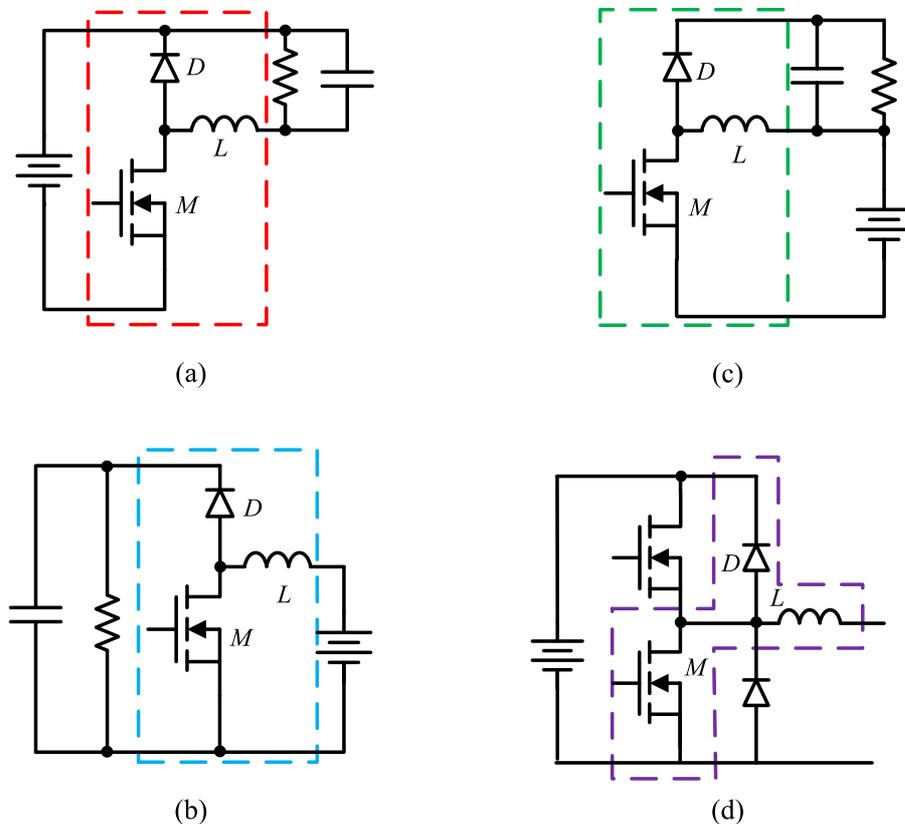
2.3.2 Perdas por comutação

A transição entre os estados de condução e bloqueio dos interruptores controlados de um conversor leva, invariavelmente, à dissipação de energia. Especialmente no que tange ao processo de comutação do tipo dissipativo (*hard-switching*), os interruptores comutam de estado em intervalos de tempo finitos com tensão e corrente não nulas. A energia dissipada na comutação, calculada pela integral do produto entre tensão e corrente instantâneas ao longo do intervalo em que ocorre a transição de estado, não é desprezível. Neste contexto, as perdas associadas à comutação podem superar as perdas por condução em casos de elevada frequência contribuindo para a redução da eficiência dos conversores. Assim, as potências dissipadas nos processos de entrada em condução (*turn-on*) e de bloqueio (*turn-off*) dos transistores e de recuperação reversa nos diodos devem ser avaliadas. Apenas a energia despendida no processo de *turn-on* dos diodos parasitas em anti-paralelo pode ser desprezada por representar uma parcela ínfima nas perdas totais desse dispositivo (VOLKE; WENDT; HORNKAMP, 2012).

2.3.2.1 Circuito de duplo pulso

Antes da análise do processo de comutação dos MOSFETs, é muito importante entender as formas de onda que ocorrem mais frequentemente em conversores estáticos de potência. Existem diferentes tipos de circuitos de aplicação, tais como: acionamento de motores, balastros, fontes ininterruptas de energia, entre outros exemplos. A Figura 7 mostra quatro tipos de circuitos que são amplamente usados em eletrônica de potência. Todos os circuitos apresentados na Figura 7 são formados por uma tensão CC ideal, um transistor do tipo MOSFET, M , um diodo de roda livre, D , um indutor ideal, um resistor equivalente representando a carga e um capacitor de filtro de tensão CC. Pela análise do circuitos equivalentes supõe-se uma operação PWM (Modulação por largura de pulso, do inglês, *pulse width modulation*) do par $M - D$, com comutação complementar entre o transistor e o diodo: quando um conduz o outro bloqueia e vice-versa. Em todos os circuitos, o comportamento das variáveis elétricas é similar.

Figura 7 – Configuração MOSFET–diodo-indutor em diferentes topologias. (a) Conversor abaixador de tensão; (b) Conversor elevador de tensão; (c) Conversor abaixador-elevador de tensão e (d) Inversor Meia ponte.

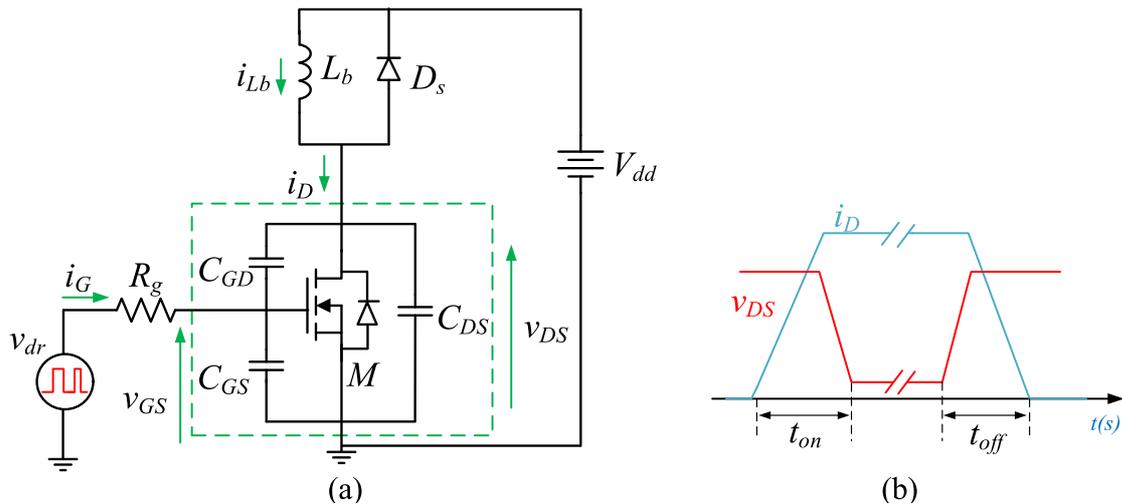


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

De um modo geral, as análises dos processos de comutação supõem a operação do conversor com carga do tipo RL , com constante de tempo L/R muito maior do que o inverso da frequência de comutação f_s (RASHID, 2010). Deste modo, a corrente de carga pode ser assumida constante em cada ciclo de comutação e os diodos de roda livre passam a prover a continuidade desta corrente quando ocorre o bloqueio dos transistores.

A Figura 8 ilustra a metodologia comumente empregada para avaliação e interpretação das perdas em um MOSFET de potência, envolvendo um circuito teste (a) e as formas de ondas elétricas típicas no dispositivo (b), representando a tensão dreno-fonte e corrente de dreno.

Figura 8 – Circuito de avaliação de perdas no transistor M , elementos parasitas típicos e sinais elétricos associados à operação de um dispositivo MOSFET. (a) Circuito de teste duplo pulso (DPT, do inglês, *double pulse test*); (b) Formas de onda tensão-corrente simplificadas durante as transições de entrada em condução (*turn-on*) e desligamento (*turn-off*).



Fonte: Adaptado de Xiong *et al.* (2009a).

O circuito de duplo pulso (DPT, do inglês, *double pulse tester*) possibilita analisar os transitórios de comutação durante a borda de subida (*turn-on*) e a borda de descida (*turn-off*) em transitórios dissipativos. Esse circuito é o método preferido para medir os parâmetros de comutação de MOSFETs ou IGBTs sendo adotado pela maioria dos fabricantes de interruptores semicondutores. A célula de comutação empregada no circuito DPT, que envolve M e D_s , conforme se infere pela discussão anterior, representa minimamente um conversor estático de potência típico operando em comutação dissipativa. Ao analisar as transições durante a entrada em condução e desligamento, os projetistas podem avaliar minuciosamente o comportamento dinâmico sob uma série de condições. Além disso, é possível avaliar o dispositivo em diferentes níveis de tensão e corrente sem

ocorrer uma variação significativa na temperatura de junção do dispositivo. O circuito considerado é bastante simplificado e exclui outros elementos parasitas que porventura seriam relevantes em frequências de comutação muito elevadas (*e.g.* acima de 500 kHz). Neste circuito, a fonte que representa o sinal de comando, v_{GS} , a resistência total de porta, R_g , a fonte de tensão CC, V_{dd} e o ramo paralelo formado pelo indutor, L_b , e o diodo, D_s , constituem elementos auxiliares no processo de análise e medição. A resistência total de porta, R_g é dada pela equação (2.11). As formas de onda da Figura 8b são representadas de forma simplificada, não traduzindo fenômenos secundários advindos da inclusão de elementos parasitas. Além disso, tais transições lineares condizem mais em condições de carga resistiva.

$$R_g = R_{g(in)} + R_{g(ext)} \quad (2.11)$$

em que $R_{g(in)}$ é a resistência equivalente de porta interna do MOSFET e $R_{g(ext)}$ é a resistência externa aplicada entre a saída do circuito de *driver* e o terminal de porta do MOSFET.

2.3.2.2 Etapa I do funcionamento do Circuito DPT

A Figura 9 mostra as formas de ondas idealizadas do circuito de duplo pulso, destacando as principais etapas de funcionamento, enquanto a Figura 10 mostra o circuito funcional que representa a etapa 1 de funcionamento, circuito semelhante ao que foi apresentado na Figura 8, porém com a inclusão da resistência equivalente formada pelo enrolamento do indutor, R_l . Na Etapa I, ou seja, no intervalo de tempo Δt_1 , o transistor MOSFET é acionado pelo circuito de acionamento com tensão pulsada de acionamento, v_{dr} , carregando o indutor com a corrente de carga desejada e o diodo D_s permanece bloqueado. Além disso, a corrente do indutor, i_{Lb} , equivale à corrente de dreno do MOSFET, i_D . Pode-se observar que a corrente de dreno cresce linearmente, por aproximação. Mas, uma análise mais rigorosa é apresentada a seguir.

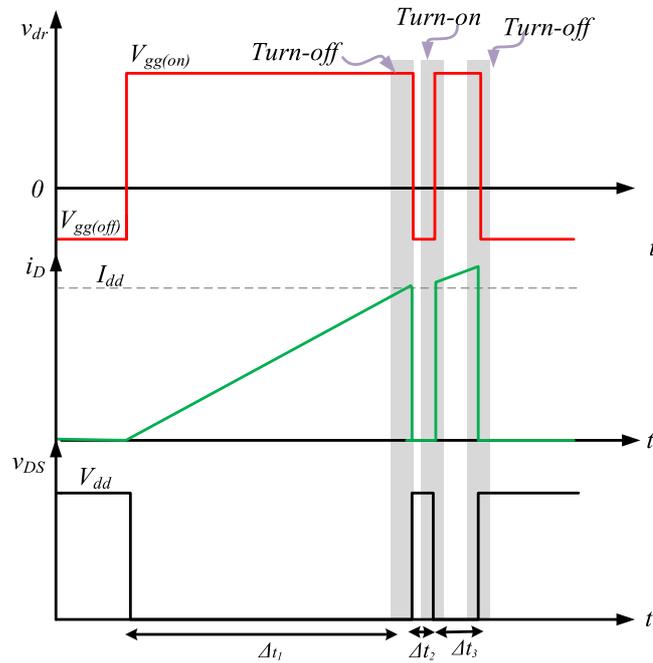
Aplicando-se as leis de Kirchhoff, na etapa correspondente, obtém-se:

$$V_{dd} = L_b \frac{di_D}{dt} + R_l \cdot i_D + R_{ds(on)} \cdot i_D. \quad (2.12)$$

Resolvendo (2.12), para a corrente de dreno, em função do tempo, tem-se:

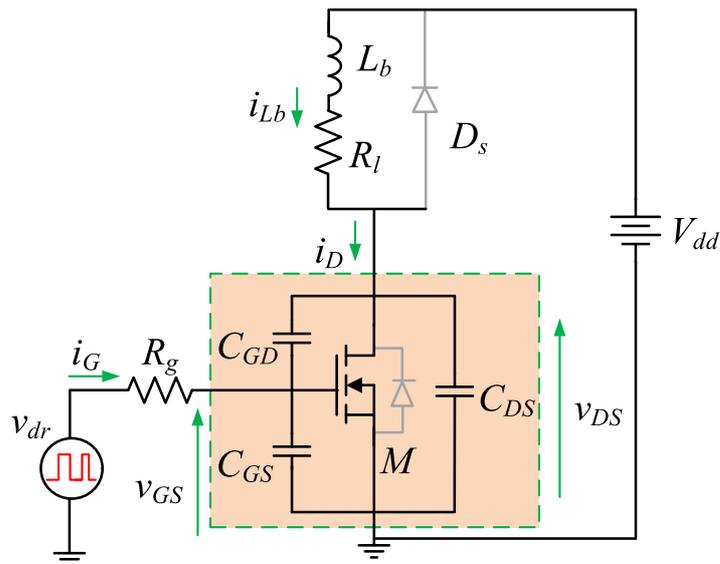
$$i_D(t) = \frac{V_{dd}}{R_l + R_{ds(on)}} \left[1 - e^{\left(\frac{-R_l + R_{ds(on)}}{L_b} \right) t} \right]. \quad (2.13)$$

Figura 9 – Principais formas de onda idealizadas do circuito de duplo pulso.



Fonte: Adaptado de Pathak (2001).

Figura 10 – Primeira etapa de funcionamento do circuito de duplo pulso.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Rearranjando (2.13) é possível determinar o intervalo de tempo Δt_1 em função da corrente de carga, I_{dd} , conforme

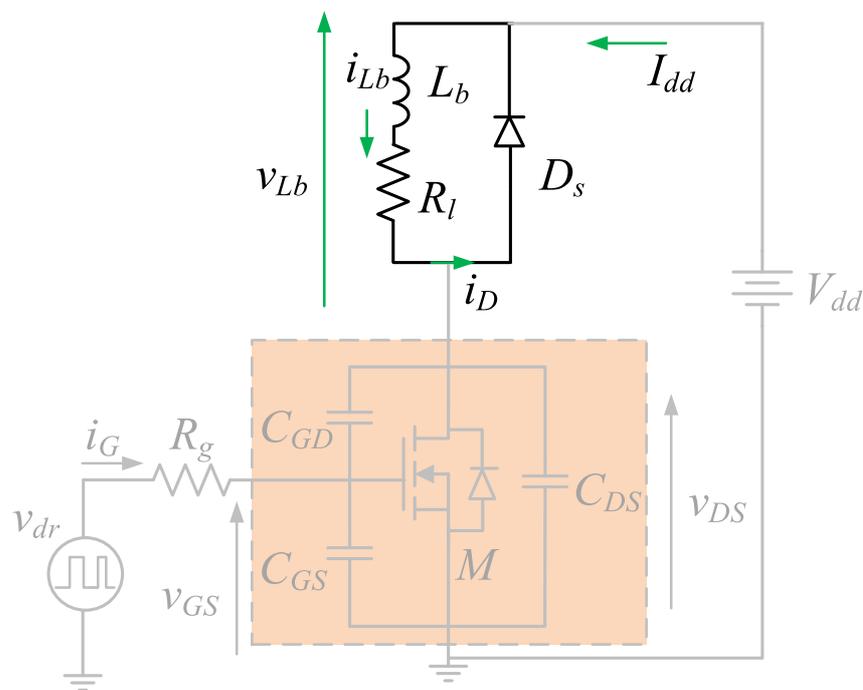
$$\Delta t_1 = -\frac{L_b}{R_l + R_{ds(on)}} \ln \left(1 - I_{dd} \frac{R_l + R_{ds(on)}}{V_{dd}} \right). \quad (2.14)$$

Por fim, a duração da etapa I irá depender do intervalo de tempo Δt_1 necessário para se obter a corrente de carga a ser avaliada, desde que se conheça os valores de L_b , R_l e o $R_{ds(on)}$ estimado para uma dada temperatura.

2.3.2.3 Etapa II do funcionamento do circuito DPT

A Figura 9 e 11 ilustram o circuito relacionado à etapa II. Nessa etapa, o MOSFET é desligado e a corrente no indutor, i_{Lb} , permanece com o valor aproximado I_{dd} . Com isso, o diodo de roda livre D_s passa a conduzir e a corrente i_D será a corrente do indutor. Assim, a energia armazenada no indutor será dissipada em forma de perdas por efeito Joule (HART, 2011), na resistência de condução do diodo, $R_{ds(on)}$ e R_l .

Figura 11 – Segunda etapa de funcionamento do circuito de duplo pulso.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Aplicando-se as leis de Kirchhoff, de maneira similar a etapa I, obtém-se

$$0 = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} + (R_{ds(on)} + R_l) i_{Lb} + V_f i_{Lb}(0^+) = I_{dd}, \quad (2.15)$$

em que V_f representa a queda de tensão no sentido direto do diodo de roda livre. Neste ponto, cabe enfatizar que o diodo foi representado por um modelo simplificado, com queda de tensão constante.

A solução da equação (2.15), para a corrente i_{Lb} em função do tempo, é mostrada na equação (2.16).

$$i_{Lb}(t) = \frac{e^{-\frac{R_l + R_{ds(on)}}{L_b} t} [V_{dd} + (R_l + R_{ds(on)}) \cdot I_{dd}] - V_f}{R_l + R_{ds(on)}}. \quad (2.16)$$

A equação (2.16) é válida para a condição estabelecida em (2.17), ou seja, quando a tensão do indutor, v_{Lb} , for maior ou igual à tensão de condução do diodo, V_f , ou quando a corrente i_{Lb} for maior ou igual a zero. Caso contrário, a corrente no indutor será nula.

$$t \leq \frac{L_b}{R_{ds(on)} + R_l} \ln \left[\frac{V_f}{V_f + (R_{ds(on)} + R_l) \cdot I_{dd}} \right]. \quad (2.17)$$

O intervalo de tempo da etapa II, Δt_2 , deve ser o menor possível, de tal modo que a corrente i_{Lb} decresça de acordo com um valor de tolerância $TOL1$ de I_{dd} . Dessa forma, O intervalo de tempo Δt_2 em função da tolerância é dado por

$$\Delta t_2 = -\frac{L_b}{R_{ds(on)} + R_l} \ln \left[\frac{V_f + TOL1(R_{ds(on)} + R_l)I_{dd}}{V_f + (R_{ds(on)} + R_l) \cdot I_{dd}} \right]. \quad (2.18)$$

2.3.2.4 Etapa III do funcionamento do circuito DPT

A etapa III possui o mesmo princípio de funcionamento da etapa I, de tal modo que a corrente inicial no indutor seja igual à I_{dd} . Com a entrada em condução do MOSFET, o diodo é bloqueado e a corrente de dreno do MOSFET, i_D passa a ser igual à corrente do indutor, i_{Lb} . Nessa etapa, desconsiderando-se as perdas durante a etapa II, espera-se que a corrente média durante o intervalo de tempo Δt_3 seja o mais próximo possível da corrente I_{dd} . Além disso, é durante essa etapa que é feita a análise do período *turn-on* e do período *turn-off* de comutação do MOSFET.

Considerando-se que a corrente no instante inicial $i_D(0^+)$ seja igual a I_{dd} , a equação (2.19) é solucionada, resultando em

$$V_{dd} = L_b \frac{di_D}{dt} + R_l \cdot i_D + R_{ds(on)} \cdot i_D; \quad i_D(0^+) = I_{dd} \quad (2.19)$$

$$i_{D(t)} = \frac{V_{dd} - [V_{dd} - (R_l + R_{ds(on)}) \cdot I_{dd}] e^{-\frac{R_l + R_{ds(on)}}{L_b} t}}{R_l + R_{ds(on)}} \quad (2.20)$$

Sendo assim, com um valor de tolerância TOL_2 , define-se o intervalo de tempo máximo da etapa III, Δt_3 , o qual corresponde ao valor máximo que a corrente i_D pode atingir nessa etapa, expressa em

$$\Delta t_3 = -\frac{L_b}{R_{ds(on)} + R_l} \ln \left[\frac{V_{dd} - (R_{ds(on)} + R_l)(1 + TOL_2)I_{dd}}{V_{dd} - (R_{ds(on)} + R_l)I_{dd}} \right], \quad (2.21)$$

em que TOL_2 é um valor adimensional maior que zero e indica o quanto a corrente de carga I_{dd} pode aumentar em relação ao seu valor original. Após o término da etapa III, o MOSFET é desligado e as etapas do circuito de duplo pulso são concluídas.

Ao serem consideradas as etapas descritas anteriormente, o circuito de duplo pulso pode ser acionado uma única vez, com um sinal de disparo ou, dependendo da análise, os sinais de comando podem ser ativados com uma determinada frequência. Porém ao acionar o circuito de modo periódico, é importante que seja respeitado o tempo de dissipação da energia armazenada no indutor L_b no final da etapa III. Assim, ao se considerar uma hipotética etapa IV, complementar ao período, existe um intervalo de tempo $\Delta t_{4(\min)}$, o qual acontece entre o final da etapa III e o começo de uma nova etapa I. Esse intervalo deve garantir a dissipação da energia total armazenada no indutor L_b , de modo que essa energia excedente não interfira na execução do ciclos subsequentes.

A Figura 11 representa o circuito DPT em funcionamento durante a etapa IV, no qual o diagrama esquemático é similar ao utilizado na análise da etapa II. Deste modo, ao considerar-se $i_{L_b(0+)}$ equivalente à corrente I_{dd} , as equações (2.15) a (2.18), que regem o funcionamento da etapa II, podem ser usadas para a obtenção de parâmetros na etapa IV. Assim, o intervalo de tempo mínimo $\Delta t_{4(\min)}$, quando a corrente i_{L_b} é zero, é expressa por

$$\Delta t_{4(\min)} = -\frac{L_b}{R_{ds(on)} + R_l} \ln \left[\frac{V_f}{V_f + (R_{ds(on)} + R_l)I_{dd}} \right] \quad (2.22)$$

A frequência máxima de operação do circuito teste de duplo pulso $f_{DPT(max)}$, garantindo o funcionamento adequado do sistema é definida por

$$f_{DPT(max)} = (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_{4(\min)})^{-1} \quad (2.23)$$

É importante enfatizar que ao realizar o disparo do circuito teste de duplo pulso com determinada frequência, o MOSFET irá dissipar maior quantidade de energia em forma de calor alterando de forma mais significativa a temperatura de junção, T_j , do dispositivo. Isso pode influenciar e, conseqüentemente, invalidar os resultados coletados de determinada análise experimental.

2.3.2.5 Revisão de métodos analíticos para estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência

As abordagens de análise das perdas se apresentam como uma interessante alternativa para investigação do desempenho dos MOSFETs de potência, conforme foi reportado no capítulo 1, os métodos de perdas, modelo baseado em física dos semicondutores, modelo baseado em SPICE e modelos analíticos.

Os modelos físicos, conforme reportado anteriormente, adotam normalmente um simulador de dispositivo multidimensional, como SENTAURUS, TCAD (Tecnologia de projeto auxiliado por computador, do inglês, *Technology computer aided design*), entre outros. Nos trabalhos apresentados em Gladish e Semiconductor (2008) e Kocon, Gladish e Challa (2006) são propostas uma simulação física do MOSFET empregando o TCAD, combinado com um circuito externo desenvolvido em SPICE para modelar os transitórios de comutação. Esses modelos podem fornecer resultados muito acurados, mas eles são muito complexos; exigem um grande esforço computacional e requerem informações detalhadas sobre as propriedades físicas do dispositivo. Além disso, não são muito adequados para a simulação de um conversor estático de potência, conforme foi reportado em Rodríguez *et al.* (2010), pois para simular dois ciclos de comutação pode levar alguns dias para a obtenção dos resultados. Assim, esse método é mais adequado para ser usado por engenheiros para otimização e desenvolvimento de dispositivos.

Em contrapartida, o modelo SPICE normalmente envolve a representação ou modelagem (ou modelamento elétrico) do dispositivo por meio de uma caracterização experimental junto com simulações numéricas associadas a um dispositivo genérico. A maioria dos modelos são complexos ou não incorporam todos os elementos necessários para a modelagem do dispositivo produzindo, assim, formas de ondas de corrente e tensão imprecisas. Em McNutt *et al.* (2007), um modelo destinado a MOSFET de potência de Si e SiC foi proposto, incluindo uma ferramenta para extrair os parâmetros usando apenas a folha de dados do dispositivo. Em Wang *et al.* (2008), um modelo é apresentado, em que vários parâmetros, tais como: transcondutância do MOSFET, tensão de limiar são avaliados. Ademais, o modelo considera a não linearidade da capacitância porta-dreno, mas a análise desconsiderou as influências das indutâncias parasitas de dreno e de fonte. Em Sun *et al.* (2013), é mostrado um método aprimorado considerando o efeito da tensão de porta no desligamento. Outras melhorias são propostas em Chen *et al.* (2014), assumindo todas as não linearidades das capacitâncias. Contudo, esses modelos baseados em SPICE são extremamente complexos devido ao comportamento exponencial da tensão porta-fonte próximo à condição de limiar, tornando-se um método lento para avaliação de conversores estáticos. Embora os métodos baseados em SPICE sejam mais rápidos que os métodos físicos, eles também exigem grandes tempos de simulação quando pequenos passos de simulação são adotados. Adicionalmente, nesse tipo de simulação, a caracterização errônea

dos elementos parasitas pode levar a resultados imprecisos das perdas (WANG *et al.*, 2008; MCNUTT *et al.*, 2007).

Por outro lado, o cálculo analítico das perdas de comutação é um mecanismo com uma abordagem mais simplificada em relação aos outros previamente citados visando uma primeira análise quanto às perdas de comutação, permitindo assim uma comparação rápida entre os diferentes dispositivos e condições de funcionamento. Inúmeros trabalhos usam um método simplificado analítico simples para descrever o processo transitório. Em Balogh (2001), Brown (2004), Brown (2006), Graovac, Purschel e Kiep (2006), Baliga (2006), Sodhi, Brown e Kinzer (1999) são propostas equações diretas para calcular os tempos t_{on} e t_{off} . Os modelos citados anteriormente permitem uma estimativa direta e rápida das perdas por comutação. No entanto, a principal desvantagem reside na desconsideração dos elementos parasitas. Portanto, os resultados geralmente não coincidem com os resultados experimentais de forma satisfatória, especialmente em conversores operando com elevada frequência de comutação.

Uma equação comumente usada para estimar as perdas por comutação em MOSFETs é definida pela expressão (2.24).

$$P_{sw} = \frac{1}{2} i_D \cdot v_{DS} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot v_{DS}^2 \cdot f_s \quad (2.24)$$

Na expressão (2.24), f_s é o inverso do período de comutação, T_s ; v_{DS} é a tensão entre dreno-fonte, i_D é a corrente de dreno que circula pelo MOSFET, considerada constante, durante o intervalo de condução do dispositivo. Os tempos t_{on} e t_{off} são os intervalos de entrada em condução e desligamento, nesta ordem. Nota-se que a equação das perdas por comutação inclui um termo que representa as perdas devidas à capacitância de saída (C_{oss}), cuja energia é dissipada no canal do dispositivo, em um mecanismo de perdas Joule, durante a entrada em condução. Sendo a capacitância de saída definida por:

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.25)$$

em que C_{DS} representa a capacitância entre dreno-fonte e C_{GD} representa a capacitância entre porta-dreno.

Em grande variedade de documentos encontrados na literatura técnica (livros-texto, artigos e notas de aplicação), os tempos de entrada em condução e desligamento são considerados idênticos, sendo normalmente definidos por:

$$t_{on} = t_{off} = \frac{Q_G}{i_G}, \quad (2.26)$$

em que i_G é a corrente de porta do circuito de acionamento e Q_G é a quantidade de carga armazenada na capacitância intrínseca fornecida em todas as folhas de dados dos MOSFETs de potência.

O método de estimativa sugere computar as perdas de comutação pela expressão (2.24), adotando os tempos de comutação citados anteriormente. Contudo, isso pode se revelar incorreto e muito impreciso, principalmente devido à controversa inclusão do segundo termo em (2.24), associado à capacitância de saída, e por causa da não linearidade da tensão dreno-fonte. Além disso, a obtenção do parâmetro de carga de comutação não costuma ser um procedimento trivial ou padronizado quando se considera a variedade de componentes comerciais disponíveis, bem como a prática de documentação adotada e pela significativa quantidade de fabricantes atualmente existentes. Em resumo, uma avaliação mais cautelosa pode levar à consideração de particularidades e a determinação de parâmetros muito mais específicos, que inclui a influência das indutâncias parasitas, bem como a variação de tensão aplicada à porta. Neste contexto, inúmeros métodos são propostos como o objetivo de definir esses parâmetros de forma mais acurada.

Ao longo das últimas décadas, muitos estudos foram apresentados nas mais prestigiadas conferências científicas e revistas, destacando a importância de uma modelagem adequada da característica não linear das capacitâncias parasitas do MOSFET. Essas investigações tem o intuito de obter uma previsibilidade das perdas por comutação com mais acurácia, especialmente em conversores operando em comutação dissipativa. Diversas abordagens para uma modelagem mais completa do MOSFET e extração de parâmetros também foram propostas (SHAH; SHENAI, 2012), (CONSENTINO; ARDITA, 2008) (AUBARD *et al.*, 2002), (KARVONEN; THIRINGER, 2009). Particularmente, em (AUBARD *et al.*, 2002) e (KARVONEN; THIRINGER, 2009), os autores discutem um teste experimental que permite a identificação de parâmetros adicionais, com modelos que descrevem o comportamento não-linear das capacitâncias parasitas de maneira mais real do que as que são usualmente apresentadas na folha de dados do componente. Tais parâmetros descrevem o efeito de modulação da área de porta-fonte e de variações da tensão dreno-fonte em função das não linearidades das capacitâncias parasitas. Esses aspectos podem ser identificados por meios de avaliações empíricas a partir de medições experimentais durante os transitórios de comutação.

Os modelos supracitados permitem uma estimativa rápida e direta das perdas de comutação, simplificando o cálculo dos intervalos t_{on} e t_{off} . No entanto, sua principal desvantagem é que eles negligenciam o efeito das indutâncias parasitas. Usualmente, esses modelos consideram as energias despendidas na entrada e condução e desligamento iguais. Em um conversor real, que opera com altas frequências, esses modelos se revelam ser altamente imprecisos devido à perda durante o desligamento que é significativamente afetada pelas indutâncias parasitas.

Em Graovac, Purschel e Kiep (2006) adiciona-se os efeitos não lineares da capacitância de transferência reversa, C_{rss} no cálculo dos tempos de subida e descida de tensão. Este método de estimativa considera o pior caso na análise de estimativa das perdas. Conforme relatado em Graovac, Purschel e Kiep (2006), durante a entrada em condução

do MOSFET existe uma perda devido ao tempo de recuperação reversa do diodo de roda livre, essa energia normalmente é somada a energia nesse estágio, fazendo com que o valor experimental seja maior.

Em (GUO *et al.*, 2015), é desenvolvida uma metodologia de cálculo aprimorado de (BROWN, 2006) (GRAOVAC; PURSCHEL; KIEP, 2006), em que aspectos relacionados à variação das capacitâncias de junção em função da tensão, usando a curva fornecida na folha de dados do componente, são consideradas. O método melhora as estimativas dos tempos de subida e descida de tensão e corrente. Porém, ainda desconsidera outros elementos parasitas, como indutâncias de dreno e de fonte, na determinação dos valores finais.

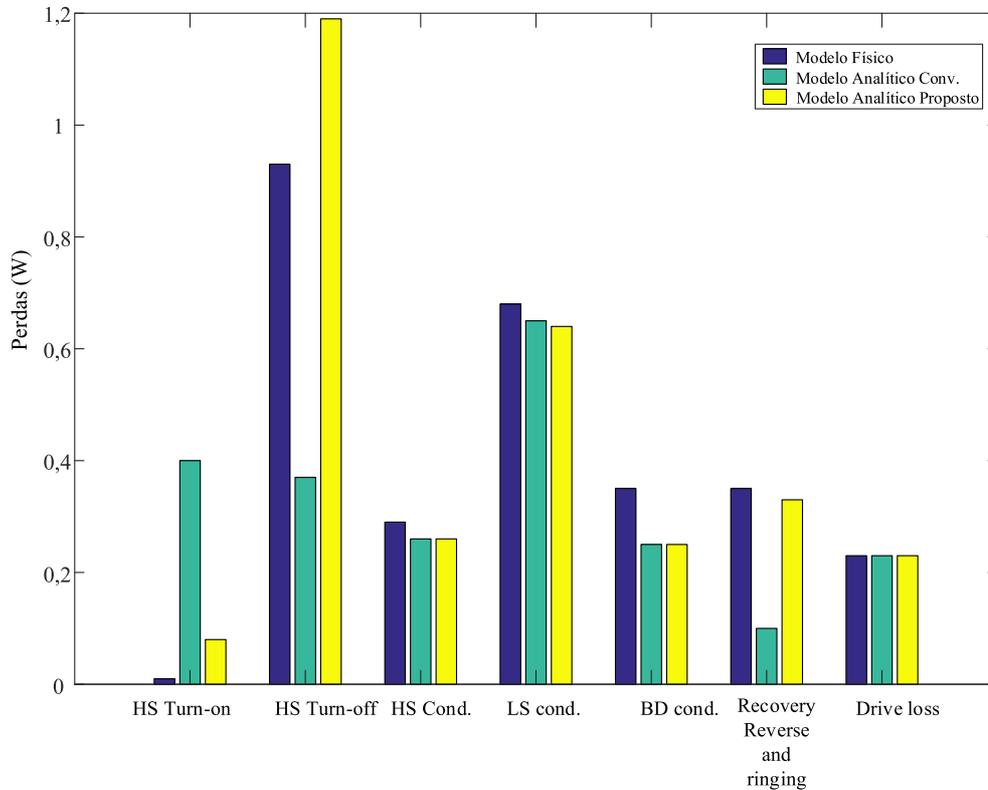
Para contornar a limitação dos métodos anteriores, alguns autores endereçam a dinâmica comportamental dos interruptores de potência em divisões segmentadas descrevendo as etapas de funcionamento (REN *et al.*, 2006), (EBERLE *et al.*, 2008), (RODRÍGUEZ *et al.*, 2010), (WANG; CHUNG; LI, 2013), (LI *et al.*, 2017), (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017). Todos esses modelos têm em comum a segmentação de um ciclo de operação em diversos intervalos de tempo. Neste sentido, os períodos *turn-on* e *turn-off* são constituídos por múltiplos intervalos. Cada um desses intervalos estão associados a um circuito equivalente comutando uma carga com característica indutiva.

Em (REN *et al.*, 2006) é proposto um método analítico melhorado, com a inclusão de dois importantes parâmetros. A indutância de fonte e as não linearidades das capacitâncias do dispositivos que impactam de maneira considerável o processo de comutação são consideradas neste caso. A indutância citada anteriormente é responsável por aumentar os transitórios de comutação. A validação do método proposto é realizada em um conversor *buck* síncrono (variação que emprega um interruptor controlado no lugar do diodo de roda livre).

Pode-se afirmar pela análise da Figura 12 que o método apresenta uma boa acurácia. Em termos percentuais, o erro fica inferior a 30% na condição de teste adotada. Além disso, é importante destacar que os tempos de simulações são bem inferiores ao método de simulação física do dispositivo MOSFET. Segundo Ren *et al.* (2006), para simular as mesmas condições de teste, o modelo físico normalmente leva em média um mês, enquanto o método proposto cerca de um minuto.

Na Figura 12, empregou-se a sigla HS (*high switch*) para designar o interruptor não conectado à referência da fonte CC, a sigla LS (*Low switch*) representa o interruptor inferior, BD (*Body diode*) o diodo de corpo e *Cond.* (*Conduction losses*).

Figura 12 – Comparação das perdas em um conversor *buck* síncrono.

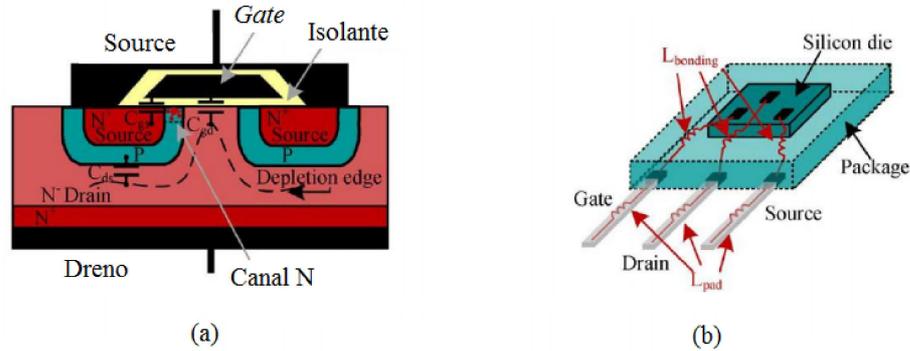


Fonte: Adaptado de Ren *et al.* (2006).

Com o intuito de melhorar a acurácia do método analítico de estimativa de perdas, é proposta a inclusão das indutâncias de dreno e de porta no circuito, que são elementos parasitas originados pelo método de fabricação, encapsulamento e fixação de terminais (RODRÍGUEZ *et al.*, 2010). A Figura 13 mostra a estrutura física do dispositivo, enquanto a Figura 14 exhibe os principais parasitas associados ao encapsulamento do dispositivo. A análise é válida para sistemas de baixas tensão inferiores a 40 V. Neste método, são levantadas as equações do circuito para cada etapa de funcionamento. Rodríguez *et al.* (2010) também analisam a influência das capacitâncias e indutâncias de dreno e de fonte no processo de comutação. Os resultados experimentais também mostraram que é muito difícil prever a eficiência considerando o modelo que está sendo usado, principalmente devido às incertezas que existem quando se determinam a maioria dos parâmetros, incluindo os parasitas. O método proposto é muito sensível à tensão de limiar e à transcondutância do MOSFET. Pode-se inferir que uma parcela significativa de erros pode ser atribuída ao fato dos parâmetros utilizados não possuírem plena representatividade de comportamento do sistema para todas as regiões de operação analisadas. Os valores das capacitâncias parasitas mudam com a tensão aplicada sobre elas, enquanto as indutâncias mudam com

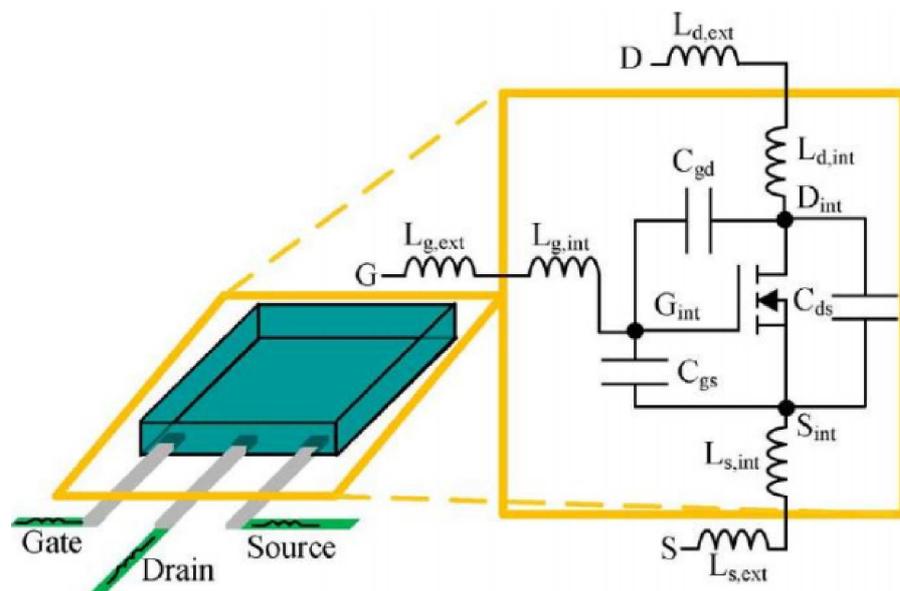
a frequência de operação.

Figura 13 – (a) Estrutura física simplificada de um MOSFET de difusão vertical (VDMOS); (b) Modelo tridimensional simplificado com parasitas resultantes do encapsulamento de um MOSFET.



Fonte: Adaptado de Rodríguez *et al.* (2010).

Figura 14 – Circuito equivalente de um MOSFET com a inclusão de vários parasitas.



Fonte: Adaptado de Rodríguez *et al.* (2010).

Mais recentemente, no ano de 2017, alguns trabalhos retratando a estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência foram divulgados. No trabalho realizado por Li *et al.* (2017), é proposto um método de estimativa baseado na aproximação de segunda ordem para análise transitória de MOSFET SiC de potência com inclusão de

elementos parasitas. A modelagem se baseia na consideração das perdas na capacitância de saída C_{oss} . Além disso, o modelo proposto analisa o impacto das indutâncias L_s e L_g (indutância de porta) no processo de comutação dos MOSFETs de potência. Especificamente, maiores valores de indutância L_s reduzirão a velocidade de comutação, aumentando o tempo de subida de corrente. Por outro lado, a indutância L_g afeta o processo de comutação de forma menos expressiva, e está intimamente relacionada com a tensão aplicada ao terminal de porta do MOSFET. Os estudos foram validados usando a simulação física do componente.

Em Ahmed, Todd e Forsyth (2017) é mostrado um modelo analítico com a inclusão dos parasitas de alta frequência, permitindo uma simulação rápida e precisa do comportamento de comutação usando apenas parâmetros extraídos da folha de dados do dispositivo semiconductor. Para aumentar a exatidão dos modelos, as não linearidades das capacitâncias de junção dos dispositivos são calculadas usando uma equação linear. A análise é realizada em dispositivos SiC operando com altos níveis de tensão. De acordo com os autores, o erro médio de estimativa foi inferior a 50% em toda a faixa analisada. A principal desvantagem do método reside na necessidade de medição experimental das indutâncias parasitas de dreno e de fonte do circuito de potência, deixando de ser um método estritamente caixa branca.

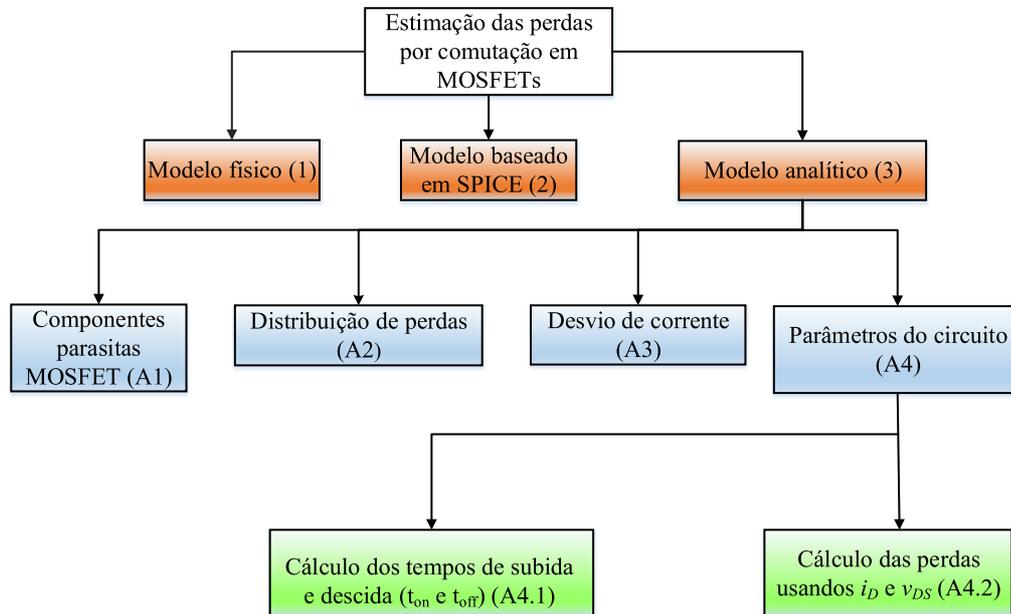
Frente à revisão realizada, pode-se notar a capacidade de desenvolvimento e a fertilidade de pesquisas a serem realizadas de modo a melhorar a acurácia dos métodos de estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência, mesmo tendo sido um tema amplamente explorado não existe consenso sobre qual o melhor para estimativa das perdas. Além disso, cabe acrescentar que os parâmetros de *datasheet* são dados para condições específicas de tensão e corrente sendo necessário avaliá-los em outras condições de teste.

Com base nos métodos analíticos de estimativa de perdas apresentados, nessa seção, é proposta uma classificação conforme é ilustrada na Figura 15. Os pontos a seguir descrevem como os parâmetros e as considerações convencionais afetam a acurácia do método de previsão de perdas analítico, definindo assim as categorias básicas tendo em vista a precisão da proposta.

A1) Emprego de componentes parasitas do MOSFET (tais como, a indutância de fonte, a indutância de dreno e as capacitâncias de saída do MOSFET): esses parâmetros parasitas devem ser inclusos no cálculo das perdas, pois eles impactam significativamente a sobreposição dos sinais da corrente de dreno e da tensão dreno-fonte;

A2) Distribuições de perdas: as perdas durante o processo de carga e descarga das capacitâncias intrínsecas do MOSFET não podem ser separadas. O efeito da capacitância de saída afeta indiretamente os tempos de subida e descida. Assim, essa impossibilidade de separação das perdas originadas pela capacitância de saída tende a contribuir para um

Figura 15 – Classificação dos métodos de estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

erro de estimativa.

A3) Desvio de corrente: a utilização da curva, Q_G , obtida na folha de dados do componente tende a trazer um erro de estimativa devido à desconsideração da corrente da capacitância de saída do MOSFET, C_{oss} . Nessa abordagem, usualmente, considera-se a corrente de canal do MOSFET igual à corrente de dreno. Portanto, essas simplificações introduzem erros quando comparado ao comportamento real do dispositivo. Além disso, deve ser ressaltado que os períodos de comutação são obtidos a partir dos valores das capacitâncias parasitas.

A4) Análise dos circuitos: nessa abordagem é considerada a solução de circuitos elétricos equivalentes que descrevem o processo de comutação, incluindo as indutâncias parasitas, capacitâncias parasitas e outros elementos que influenciam no processo transitório. A solução dos subcircuitos é resolvida considerando a tensão de acionamento, frequência de comutação, transcondutância do MOSFET, tensão de limiar, indutância de fonte, indutância de dreno, etc. Cabe ressaltar que os parâmetros mencionados anteriormente impactam significativamente nos tempos de subida e descida do dispositivo MOSFET. Assim, os efeitos da variação dos parâmetros do circuito pode ser dividido em duas alternativas:

A4.1) Adiciona os elementos parasitas para calcular os tempos de comutação (t_{on} e t_{off}).

A4.2) Adiciona os parâmetros para calcular as perdas por meio da sobreposição da corrente de dreno e da tensão dreno-fonte.

A Tabela 1 compara os modelos de estimativa de perdas destacando os aspectos que são considerados e desconsiderados no cômputo das perdas.

Tabela 1 – Comparação dos métodos analíticos de previsão das perdas por comutação

| Característica | Modelos analíticos de previsão de perdas por comutação | | | | | | | | | | | | | |
|----------------|--|----------------------------------|------------------|------------------|---------------------------------|----------------------------|----------------------------|---------------------------|------------------------------|------------------------------------|-------------------------|------------------------------|-------------------------------|-----|
| | (BROWN, 2006) | (RODRÍGUEZ <i>et al.</i> , 2010) | (KLEIN, 2006) | (BALIGA, 2006) | (GRAOVAC; PURSCHEL; KIEP, 2006) | (GUO <i>et al.</i> , 2015) | (REN <i>et al.</i> , 2006) | (LI <i>et al.</i> , 2017) | (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) | (PAM; SHEEHAN; MUKHOPADHYAY, 2012) | (WANG; CHUNG; LI, 2013) | (MEADE <i>et al.</i> , 2008) | (EBERLE <i>et al.</i> , 2009) | |
| (A1) | Sim ¹ | Sim | Sim ¹ | Sim ¹ | Sim ¹ | Sim ¹ | Sim | Sim | Sim | Sim | Sim ¹ | Sim | Sim | Sim |
| (A2) | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não |
| (A3) | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Sim | Sim | Não | Sim ² | Sim | Sim | Sim |
| (A4.1) | Não | Não | Não | Sim | Não | Não | Sim | Não | Não | Não | Não | Não | Não | Não |
| (A4.2) | Sim | Sim | Não | Não | Sim | Sim | Não | Sim | Sim | Sim | Sim | Sim | Sim | Sim |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020.)

¹: O método considera apenas as capacitâncias parasitas.

²: O método considera a resistência $R_{g(ext)}$ variável.

A Tabela 2 mostra uma ampla comparação dos métodos para estimativa de perdas em MOSFETs de potência envolvendo acurácia, esforço computacional e complexidade de implementação. Nesta tabela, a seguinte convenção foi adotada:

A grandeza acurácia é classificada de acordo com os seguintes critérios de desempenho: Alto (H) significa um erro de estimativa menor que 20%, Médio (A) é considerado um erro entre 20% e 50% e baixo (L), a qual considera erro maior que 50%. Nota-se que o esforço computacional e complexidade de implementação são classificadas de acordo com uma percepção empírica, considerando a relação entre o número de equações e iterações, bem como o tempo de convergência.

Tabela 2 – Comparação entre vários métodos de estimativa de perda de comutação em MOSFETs

| Característica | Modelo de previsão de perdas | | | | | | | | | | | | | |
|-------------------------------|------------------------------|----------------------------------|---------------|----------------|---------------------------------|----------------------------|----------------------------|---------------------------|------------------------------|------------------------------------|-------------------------|------------------------------|-------------------------------|--|
| | (BROWN, 2006) | (RODRÍGUEZ <i>et al.</i> , 2010) | (KLEIN, 2006) | (BALIGA, 2006) | (GRAOVAC; PURSCHEL; KIEP, 2006) | (GUO <i>et al.</i> , 2015) | (REN <i>et al.</i> , 2006) | (LI <i>et al.</i> , 2017) | (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) | (PAM; SHEEHAN; MUKHOPADHYAY, 2012) | (WANG; CHUNG; LI, 2013) | (MEADE <i>et al.</i> , 2008) | (EBERLE <i>et al.</i> , 2009) | |
| Acurácia | L | A | L | L | L | A | A | A | H | L | A | A | A | |
| Esforço Computacional | L | H | L | L | L | A | H | H | H | L | H | L | L | |
| Complexidade de implementação | L | H | L | L | L | A | H | H | H | L | H | L | L | |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2.4 MÉTODO DE MEDIÇÃO DE PERDAS

Nos últimos anos, novas tecnologias de dispositivos semicondutores e de topologias de circuito acenaram para o aumento do rendimento de conversores estáticos de potência e, como resultado, para a redução de volume e de peso. No entanto, estes ganhos em eficiência, somados à redução dos tempos de comutação dos interruptores controlados, tornaram ainda mais complexa a caracterização destes conversores no que tange a eficiência via ensaios experimentais. De fato, procedimentos tradicionalmente adotados para medição elétrica de perdas passaram a impor restrições, em função da limitação de exatidão, resolução e faixa de passagem. Esta seção revisa estas duas técnicas de medição de perdas, isto é, a medição elétrica e via calorímetro.

2.4.1 Medição elétrica

2.4.1.1 Medição via wattímetro

A medição elétrica usa o produto de tensão e corrente, o qual fornece a quantidade elétrica equivalente a potência. A medição de potência pode ser obtida pela medição da queda de tensão sob o dispositivo e a corrente que flui através dele usando instrumentos elétricos. Normalmente, em circuitos CC e de baixa frequência CA, é comum medir a potência diretamente usando equipamentos analógicos: voltímetros para medição de tensão e amperímetro para a medição de corrente, ou a combinação destes usando um wattímetro. No entanto, para sinais de alta frequência ou sinais não senoidais, tal como pulsos de comando obtidos a partir de modulação PWM, os medidores convencionais ficam limitados devido à largura de banda e a resposta dinâmica de frequência (COTA, 2016).

A medição elétrica das perdas de um conversor (P_{loss}) se baseia, na subtração das leituras de wattímetros na entrada (P_{in}) e na saída (P_{out}) do sistema:

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out}. \quad (2.27)$$

A eficiência do conversor estático de potência η , é definido por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (2.28)$$

Assim, a incerteza máxima na medição das perdas pode ser expressa em (2.29), (FOREST *et al.*, 2006):

$$\left| \frac{\Delta P_{loss}}{P_{loss}} \right| = \left| \frac{\Delta P_{in}}{P_{in}} \right| \frac{1}{1 - \eta} + \left| \frac{\Delta P_{out}}{P_{out}} \right| \frac{\eta}{1 - \eta}. \quad (2.29)$$

Cabe acrescentar, todavia, que a exatidão do wattímetro deve ser avaliada na frequência e na faixa de valores das tensões e correntes do conversor. Em geral, o aumento

da amplitude e de frequência das tensões e correntes tende a aumentar a incerteza na leitura do equipamento, em razão de restrições de resolução e frequência de amostragem. A Tabela 3 apresenta, como exemplo, parte das especificações do wattímetro do modelo WT3000, com menor erro de medição de potência dentre os comercializados pelo fabricante YOKOGAWA. A exatidão do equipamento para cada faixa e frequência é apresentada supondo o uso de sensor de corrente do próprio equipamento.

Tabela 3 – Especificações de exatidão do wattímetro WT3000 comercializados pelo fabricante Yokogawa (YOKOGAWA, 2016)

| Faixas de frequências (f) | Exatidão |
|--|--|
| DC | 0,005% da leitura + 0,1% da faixa |
| $0,1 \text{ Hz} \leq f < 30 \text{ Hz}$ | 0,008% da leitura + 0,1% da faixa |
| $30 \text{ Hz} \leq f < 45 \text{ Hz}$ | 0,005% da leitura + 0,05% da faixa |
| $45 \text{ Hz} \leq f < 66 \text{ Hz}$ | 0,001% da leitura + 0,03% da faixa |
| $45 \text{ Hz} \leq f < 66 \text{ Hz}$ | 0,008% da leitura + 0,1% da faixa |
| $66 \text{ Hz} \leq f < 1 \text{ kHz}$ | 0,005% da leitura + 0,05% da faixa |
| $1 \text{ kHz} \leq f < 10 \text{ kHz}$ | 0,15% da leitura + 0,1% da faixa |
| $10 \text{ kHz} \leq f < 50 \text{ kHz}$ | 0,3% da leitura + 0,2% da faixa |
| $50 \text{ kHz} \leq f < 100 \text{ kHz}$ | $0,014 \times f\%$ da leitura + 0,3% da faixa |
| $100 \text{ kHz} \leq f < 500 \text{ kHz}$ | 0,15% da leitura + 0,1% da faixa |
| $500 \text{ kHz} \leq f < 1 \text{ MHz}$ | $0,048 \times f - 19\%$ da leitura + 0,1% da faixa |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2.4.1.2 Medição via osciloscópio

Outra técnica para a medição elétrica das perdas se baseia ainda no uso de osciloscópios ou de sistemas de aquisição de dados, em alternativa aos wattímetros. Em geral, as perdas nos interruptores, isoladamente, são estimadas por esta técnica. Assim, basta que os interruptores principais de um conversor, isto é, aqueles que por argumento de simetria já são suficientes para as análises de rendimento, sejam avaliadas (COTA, 2016). Particularmente para conversores CC/CA (ou CA/CC), esta medição depende da aquisição das tensões e correntes ao longo de pelo menos meio ciclo em 60 Hz.

A estimativa digital das perdas é baseada em amostras de altas frequências de tensão e corrente. Para sinais de potência periódicos com tensão $v(t)$ e $i(t)$, com um período de tempo T , a potência média de saída P_o é expressa por

$$P_o = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt . \quad (2.30)$$

As formas de ondas de tensão e corrente são simultaneamente amostradas em uma taxa $f_s = 1/T_s$ e são convertidas em valores digitais. A potência instantânea é o produto dos valores digitais. Se $v(t_i)$ e $i(t_i)$ são amostras instantâneas de tensão e corrente no tempo $t_i = (iT_s/N)$, assim a potência média de saída P_o pode ser aproximada por

$$P_o = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} v(t_i) \cdot i(t_i), \quad (2.31)$$

em que N é o número de amostras usadas para o cômputo da média.

Sendo assim, segundo Viswanathan e Oruganti (2007), há várias restrições desta técnica, como, por exemplo:

- a) limitação em banda de passagem introduzida pelas pontas de prova de tensão e de corrente;
- b) tensões de *offset* somadas por estas pontas;
- c) erros de quantização associados à conversão A/D, não desprezíveis considerando a larga excursão dos sinais medidos;
- d) dificuldades de aquisição de uma janela de meio ciclo em 60 Hz com taxa de amostragem suficiente, em razão das limitações de pontos no *display* e de memória, principalmente quando ocorrem rápidas variações dv/dt ou de di/dt ;
- e) Estes erros de quantização e a resolução limitada dos conversores A/D tornam complexa não só a captura exata das transições na comutação, como também a medição da tensão direta dos dispositivos no estado “ligado” dos interruptores. Além disso, a susceptibilidade aos efeitos ocasionados por RFI/EMI tende a ser outra importante causa de incertezas.

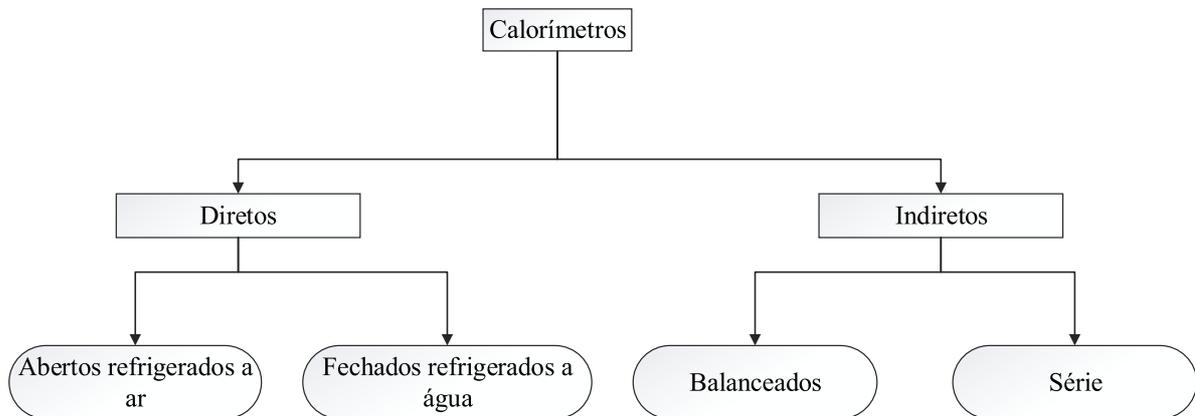
2.4.2 Medição via calorímetro

Outro método de medição de perdas deriva do uso de calorímetros. Os calorímetros são equipamentos que convertem o calor Q liberado por uma amostra em variação da temperatura ΔT , a partir da transferência integral Q para um fluido via processos de convecção, radiação e condução. Contrariamente aos métodos da seção anterior, a exatidão do calorímetro independe da eficiência do conversor estático, da distorção harmônica das formas de onda ou do ângulo de fase entre corrente e tensão (COTA, 2016). Como resultado, calorímetros apresentam substancial melhora de exatidão como reportados, nos trabalhos de Kosonen *et al.* (2013) Sverko e Krishnamurthy (2013). Neste trabalhos, as incertezas relativa a medição das perdas são de $\pm 0,40\%$, $\pm 1\%$ e, nesta ordem, na faixa de potências avaliadas, para qualquer rendimento.

2.4.3 Classes de calorímetros

Esta subseção descreve as classes de calorímetros definidas na literatura técnica (CAO *et al.*, 2010). A classificação pode ser baseada na medição, que pode ser direta, a partir da interação com o próprio conversor em teste (CUT, do inglês, *Converter Under Test*) ou indireta, por meio da reprodução das perdas no CUT com um aquecedor. Considerando os calorímetros com medição direta podem, ainda, ser subdivididos em duas categorias, de acordo com o tipo de refrigeração e de estrutura: a dos calorímetros abertos refrigerados a ar e a dos calorímetros fechados, com refrigeração à água. Por fim, os calorímetros indiretos podem ser arranjados quanto à simultaneidade ou não dos testes: nos calorímetros do tipo série, um aquecedor reproduz as perdas no conversor ao mesmo tempo em que o CUT opera; já nos calorímetros balanceados, este aquecedor análogo só simula o conversor depois que os ensaios com o CUT já foram conduzidos (COTA, 2016). O diagrama da Figura 16 ilustra estas categorias de calorímetro, a serem descritas brevemente nas subseções a seguir.

Figura 16 – Classificação dos calorímetros.



Fonte: Adaptado de Cao *et al.* (2010).

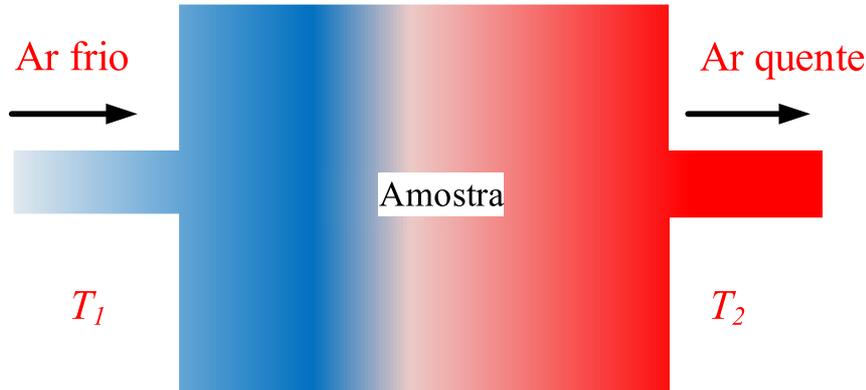
2.4.3.1 Calorímetros diretos abertos e refrigerados a ar

A Figura 17 mostra um diagrama típico de um calorímetro aberto refrigerado a ar (ou a qualquer gás).

Segundo Cao *et al.* (2010), como vantagens deste calorímetro, enumeram-se:

- a) facilidade de resfriamento do fluido, usando sistemas de ar condicionado.
- b) baixo custo de instalação e simplicidade de construção da estrutura;

Figura 17 – Esquemático de um calorímetro direto, fechado refrigerado à ar.



Fonte: Adaptado de Cao *et al.* (2010).

Não obstante, várias desvantagens podem ser elucidadas desta classe de calorímetro, destacando-se:

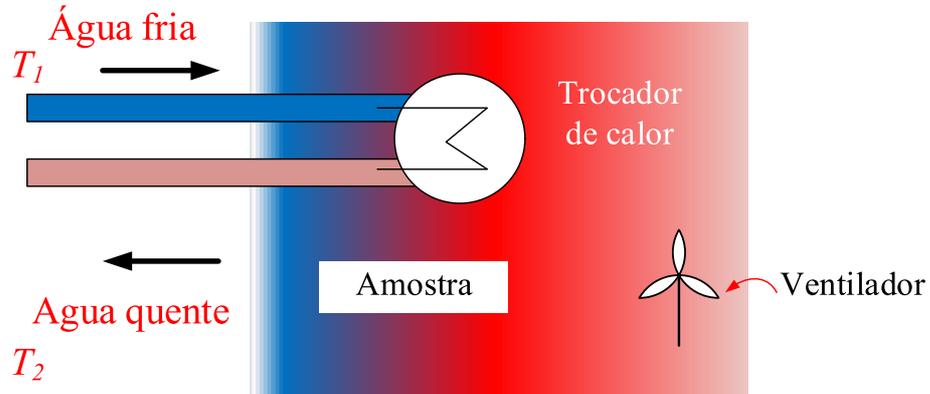
- a) suscetibilidade a variações das condições ambientais, como pressão, umidade, temperatura e densidade do ar;
- b) aumento de volume em comparação aos calorímetros refrigerados à água, resultado do menor calor específico dos gases e da pior transferência de calor com a amostra (CAO *et al.*, 2010);
- c) Sistema de controle mais complexo quando comparado ao refrigerado a líquido.

2.4.3.2 Calorímetros diretos fechados refrigerados à água

Os calorímetros diretos podem ser ainda fechados e refrigerados à água, como no diagrama da Figura 18.

Neste caso, o fluido refrigerante circula por um circuito fechado e transfere calor para o ar da câmara, hermeticamente fechada. Para que esta transferência seja combinada a processos de convecção forçada, ventiladores são instalados no interior da câmara. A água entra por um duto à temperatura T_1 , passa por um trocador de calor e retorna ao circuito externo à temperatura T_2 , para refrigeração. Apesar deste tipo usar um meio indireto de transferência de calor, o calorímetro apresenta uma eficiência maior do que o tipo aberto, isso se deve em especial porque o líquido refrigerante apresenta uma maior densidade, maior capacidade térmica e melhor condutividade térmica (CAO *et al.*, 2010).

Figura 18 – Esquemático de um calorímetro direto, fechado refrigerado à água do tipo parede simples.

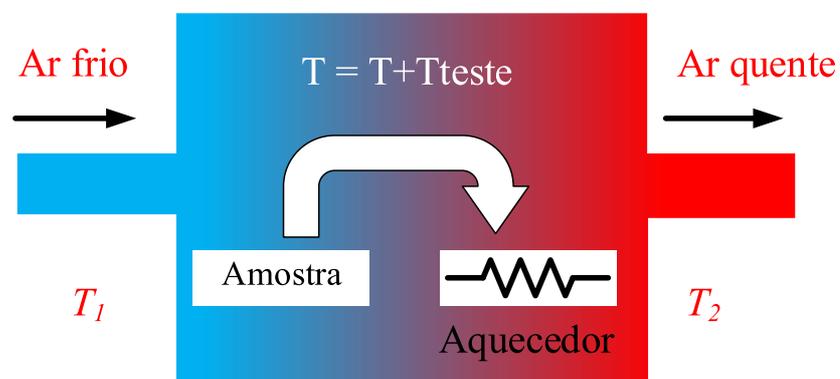


Fonte: Adaptado de Cao *et al.* (2010).

2.4.3.3 Calorímetros indiretos balanceados

Diferentemente das classes de calorímetros descritas nas subseções anteriores, os calorímetros indiretos se valem de um aquecedor “réplica”, que reproduz as perdas na amostra. A Figura 19 esquematiza a estrutura típica de um calorímetro indireto do tipo balanceado. Como vantagens, deste tipo de classe, têm-se:

Figura 19 – Esquemático de um calorímetro indireto balanceado



Fonte: Adaptado de Cao *et al.* (2010).

- a) não é necessário a caracterização acurada do fluido refrigerante, uma vez que a medição das perdas na amostra depende da hipótese de que as propriedades do fluido se conservam nos experimentos consecutivos (CAO *et al.*, 2010);
- b) facilidade de construção semelhante a construção do calorímetro aberto refrigerado a ar, exceto pela dificuldade adicional introduzida pelo uso de aquecedores.

Como exemplos de desvantagens dos calorímetros indiretos balanceados, têm-se:

- a) aumento substancial do tempo de medição que excede o dobro do tempo demandado em outras variações do calorímetro (CAO *et al.*, 2010).
- b) erros que advêm da hipótese de que as condições se mantem nos dois experimentos: como o gradiente de temperatura interna se altera como o resultado das diferenças físicas entre amostra e aquecedor, a interação do sistema com o meio varia e, assim, as perdas para o ambiente (CAO *et al.*, 2010).
- c) sensibilidade a variações das condições ambientais, que podem, inclusive, diferir nos dois experimentos. Portanto, é importante ressaltar que o efeito do meio externo sobre a medição pode ser minimizado se paredes com camadas de metal separadas por um isolante (em arranjo sanduíche) forem adotadas. Como consequência, uma superfície aproximadamente isotérmica passa a interagir com o meio nos dois experimentos (CAO *et al.*, 2010).

2.4.4 Calorímetros indiretos do tipo série

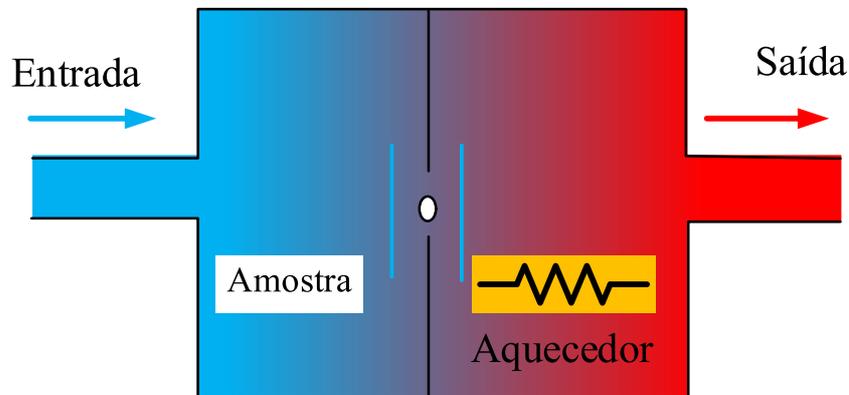
A Figura 20 apresenta outra variação do calorímetro indireto, denotada na literatura técnica como indireta e do tipo série. Neste calorímetro, em oposição ao método balanceado, os ensaios com o aquecedor réplica e a amostra são realizados simultaneamente. A câmara de teste, com estrutura similar à das montagens de calorímetro aberto e indireto balanceado, é, neste caso, subdividida em dois setores intercomunicantes. O uso deste calorímetro leva às seguintes vantagens:

- a) a independência entre a definição acurada dos parâmetros do fluido refrigerante e a exatidão do método, já que a medição se embasa apenas no pressuposto de estes parâmetros serem iguais nas duas seções da câmara;
- b) a redução do tempo de medição pela metade comparado a sua contraparte do calorímetro balanceado.

Embora apresentem esses ganhos, os calorímetros indiretos do tipo série apresentam algumas desvantagens, como por exemplo:

- a) a dificuldade de manter as perdas para o ambiente constantes nas duas seções, uma vez que a temperatura interna da seção com o duto de saída é maior;

Figura 20 – Esquemático de um calorímetro indireto série.



Fonte: Adaptado de Cao *et al.* (2010).

- b) os erros que resultam da suposição de que as propriedades do fluido são iguais nas duas seções, enquanto, na prática, estas variam com a temperatura;
- c) o aumento dos custos relativamente ao método balanceado.

Finalmente, a Tabela 4 discorre um resumo detalhado do desempenho geral para quatro tipos de calorímetros.

Tabela 4 – Resumo de desempenho dos calorímetros diretos e indiretos

| Tipos de calorímetros | Aberto | Fechado | Balanceado | Série |
|--|---------------|----------------|-------------------|----------------|
| Líquido refrigerante | Gás | Líquido | Gás ou Líquido | Gás ou Líquido |
| Necessidade radiador | Não | Não | Sim | Sim |
| Necessidade de trocador de calor | Não | Sim | Ambos | Ambos |
| Necessidade de medição do refrigerante | Sim | Não | Não | Não |
| Dimensão | Grande | Pequena | Moderada | Grande |
| Eficiência de transferência de calor | Baixa | Alta | Moderada | Moderada |
| Duração do teste | Moderado | Curto | Demorado | Moderado |
| Custo do sistema | Baixo | Moderado | Moderado | Alto |
| Exatidão | Moderado | Alto | Moderado | Baixo |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2.5 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram revisadas os princípios relacionados ao MOSFET de potência e suas perdas elétricas. Além disso, verificou-se que métodos analíticos de estimativa das perdas por comutação ainda precisam ser analisados devido à imprecisão quando há comparação com os resultados experimentais. Apesar do grande número de métodos, ainda não há um consenso sobre qual deles é o mais preciso na previsão das perdas em MOSFETs. Assim, torna-se fundamental o desenvolvimento de um método preciso para avaliar as perdas nesses elementos. Neste contexto, inúmeros métodos analíticos têm sido propostos considerando a influência das indutâncias e capacitâncias parasitas no valor final das perdas. Além disso, cabe ressaltar que alguns parâmetros usados para prever as perdas são fornecidos para condições específicas na folha de dados do componente e isso tende a não representar de forma fidedigna o comportamento do respectivo dispositivo, sendo portanto indispensável à avaliação na condição de operação.

Por fim, foram descritos os métodos elétricos e calorimétricos de medição de perdas em conversores estáticos, que serão avaliados experimentalmente no próximo capítulo por meio de um estudo comparativo dos resultados teóricos e experimentais baseados em três métodos de estimativa das perdas por comutação.

O capítulo a seguir apresenta um estudo comparativo envolvendo diferentes métodos de estimativas de perdas por comutação.

3 ESTUDO COMPARATIVO DE MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO EM MOSFETS DE POTÊNCIA

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta o estudo detalhado de métodos analíticos selecionados de estimativa de perdas por comutação em MOSFETs de potência. A análise é justificada em termos da grande quantidade de métodos existentes na literatura técnica, em que é complexa a escolha entre os diferentes métodos de cálculo, que normalmente, não apresentam boa acurácia quando comparados ao valor experimental. Especificamente neste capítulo, pretende-se apresentar algumas contribuições, isto é, revisar diferentes publicações presentes na literatura técnica relacionadas à estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência usando parâmetros da folha de dados do dispositivo. Para essa proposta, foram escolhidos três métodos para serem investigados e avaliados. O primeiro utiliza equações diretas para descrever o processo transitório de comutação. Já o segundo é uma técnica melhorada que calcula a variação da capacitância de transferência reversa, C_{rss} em função da tensão dreno-fonte. Por fim, o terceiro método considera a inserção de elementos parasitas no circuito de potência. Os métodos denominados BROWN, GUO e AHMED são revisados brevemente e analisados experimentalmente utilizando um circuito de duplo pulso, em que aspectos tais como complexidade de implementação e erro relativo são investigados para diferentes dispositivos e níveis de tensão e corrente. A análise numérica do conjunto de resultados reunidos foi realizada usando o *software* MATLAB[®] da empresa Mathworks.

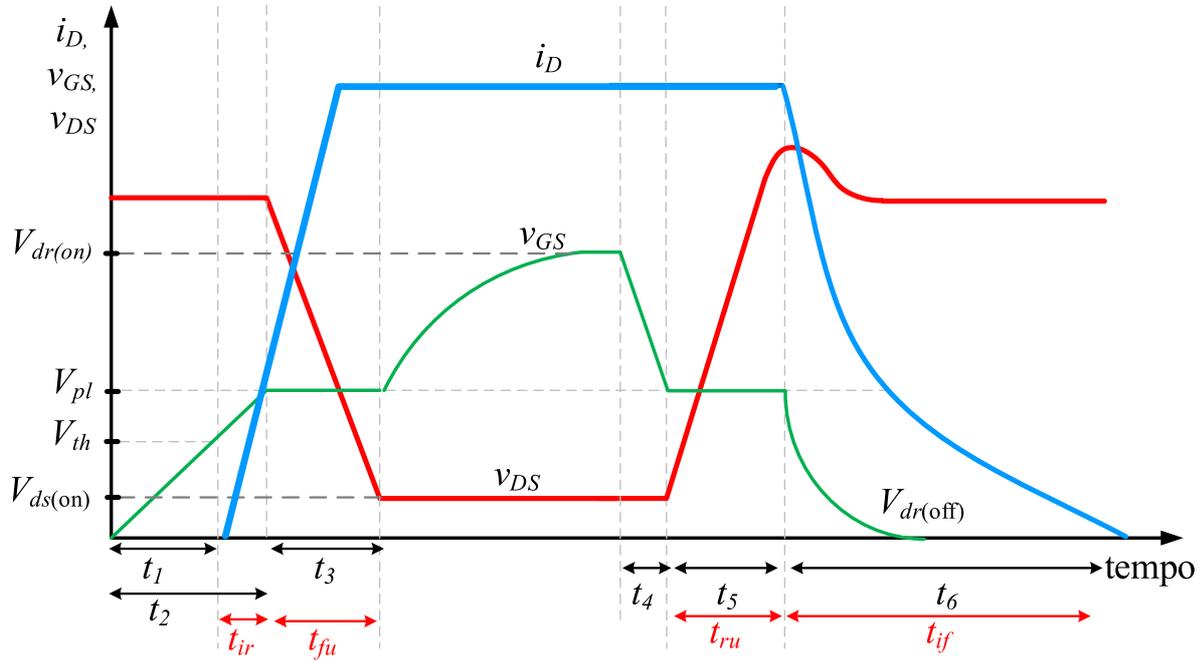
3.2 MÉTODO BROWN

Brown (2006) propõe um conjunto de equações genéricas para modelar o processo de comutação de um dispositivo MOSFET.

Com base nas formas de onda da Figura 21, obtêm-se as equações que descrevem o processo completo de comutação do MOSFET. Pela Figura 21, observa-se que o processo de comutação do MOSFET pode ser definido em seis intervalos. O equacionamento não será descrito em detalhes, mas pode ser encontrado em Brown (2006). É importante destacar que essas equações são baseadas nas equações desenvolvidas por Baliga (2006).

Assim, obtêm-se os tempos durante a entrada em condução e para o desligamento do dispositivo MOSFET. Os tempos durante o transitório *turn-on* são definidos por (3.1), (3.3) e (3.4), para t_1 , t_2 e t_3 , respectivamente.

$$t_1 = R_g \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{V_{th}}{V_{dr(on)}}} \right), \quad (3.1)$$

Figura 21 – Formas de onda de *turn-on* e *turn-off*.

Fonte: Adaptado de Brown (2006).

sendo:

$$R_g = R_{g(int)} + R_{g(ext)}, \quad (3.2)$$

em que $R_{g(int)}$ é a resistência equivalente de porta interna do MOSFET, $R_{g(ext)}$ representa a resistência externa aplicada entre a saída do circuito de *driver* e o terminal de porta do MOSFET, C_{GS} é a capacitância entre porta-fonte, C_{GD} é a capacitância entre dreno-porta, V_{th} é a tensão de limiar e $V_{dr(on)}$ é a tensão de nível alto aplicada à resistência externa de porta.

$$t_2 = R_g \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{V_{pl}}{V_{dr(on)}}} \right), \quad (3.3)$$

em que V_{pl} é a tensão de Plateau de Miller.

$$t_3 = t_{fu} = R_g \cdot C_{GD} \cdot \frac{V_{dd} - V_{ds(on)}}{V_{dr(on)} - V_{pl}}, \quad (3.4)$$

em que $V_{ds(on)}$ é a tensão entre dreno-fonte quando o dispositivo está em condução.

Cabe acrescentar, neste ponto, que os tempos t_1 e t_2 são calculados com uma boa precisão. Já o intervalo t_3 é difícil de ser obtido, pois v_{DS} varia em função de C_{GS} . Pela

análise do gráfico da Figura 21, observa-se que t_3 equivale ao tempo de descida da tensão v_{DS} (t_{fu}) e que a diferença entre os intervalos t_2 e t_1 equivale ao tempo de subida da corrente i_D (t_{ir}) durante a entrada em condução.

Usando os mesmos princípios descritos anteriormente, pode-se obter os instantes no processo de desligamento do dispositivo, t_4 , t_5 e t_6 , conforme as equações (3.5), (3.6) e (3.7):

$$t_4 = R_g \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \cdot \ln \left(\frac{V_{dr(on)}}{V_{pl}} \right), \quad (3.5)$$

$$t_5 = t_{ru} = R_g \cdot C_{GD} \left(\frac{V_{dd} - V_{ds(on)}}{V_{pl}} \right), \quad (3.6)$$

$$t_6 = t_{if} = R_g \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \ln \left(\frac{V_{pl}}{V_{dr(on)}} \right), \quad (3.7)$$

sendo que t_{ru} representa o tempo de subida de tensão e t_{if} representa o tempo de descida de corrente.

Nota-se que o intervalo t_4 é definido a partir do momento em que o MOSFET é estimulado a desligar até o momento em que v_{GS} atinge o nível da tensão de Plateau. O intervalo t_5 é calculado durante o período em que v_{GS} permanece no Plateau de Miller. Por fim, o intervalo t_6 é definido a partir do momento em que v_{GS} deixa o nível de tensão de Plateau até o momento que a corrente i_D tem seu valor zerado.

É importante ressaltar que o modelo foi obtido assumindo-se que a tensão para o desligamento aplicada na porta do MOSFET é nula. Adicionalmente, sabe-se que a capacitância C_{GD} intrínseca ao MOSFET varia com v_{DS} , o que não é levado em consideração nas equações pré-definidas. Porém, é possível substituir C_{GD} pela razão de carga necessária e da tensão aplicada durante os intervalos t_{fu} e t_{ru} . Demais componentes parasitas do circuito prático são ignorados na análise.

As grandezas $E_{on(brown)}$, $E_{off(brown)}$ e $E_{total(brown)}$ empregadas no cálculo da quantidade de energia dissipada no transitório de comutação são definidas em (3.8), (3.9) e (3.10):

$$E_{on(brown)} = E_{t_{ir}} + E_{t_{fu}} = \frac{1}{2} v_{DS} \cdot i_D (t_{ir} + t_{fu}), \quad (3.8)$$

$$E_{off(brown)} = E_{t_{ru}} + E_{t_{if}} = \frac{1}{2} v_{DS} \cdot i_D (t_{ru} + t_{if}), \quad (3.9)$$

$$E_{total(brown)} = E_{on} + E_{off} = \frac{1}{2} v_{DS} \cdot i_D (t_{ir} + t_{fu} + t_{ru} + t_{if}). \quad (3.10)$$

3.3 MÉTODO GUO

Guo *et al.* (2015) propõem um aprimoramento na obtenção dos intervalos de tempo t_{fu} e t_{ru} , obtidos por Brown (2006), bem como por Graovac, Purschel e Kiep (2006). O motivo de aprimorar a forma em que esses parâmetros são obtidos deve-se ao fato que a acentuada variação da capacitância de transferência reversa C_{rss} do MOSFET em função da tensão v_{DS} não é levada em consideração. Por outro lado, um valor típico dessa mesma capacitância fornecido pela folha de dados do componente é adotado. Essa característica de variação de C_{GD} não ocorre na obtenção dos intervalos de tempo t_{if} e t_{ir} , já que a tensão v_{DS} é constante durante esses intervalos. Desse modo, o propósito do método proposto por Guo *et al.* (2015) é representar a variação de C_{rss} e incluí-la no cálculo de t_{fu} e t_{ru} .

O fundamento do método consiste em dividir t_{fu} e t_{ru} em subintervalos de tempo distintos, sendo que um valor de capacitância C_{GD} é selecionado para cada um desses subintervalos. Se os subintervalos de tempo possuem duração curta o suficiente, a capacitância C_{GD} do MOSFET correspondente a um certo período de tempo pode, então, ser considerada constante. Logo, cada pequeno subintervalo de tempo pode ser calculado por meio de uma capacitância constante. Por fim, os intervalos t_{fu} e t_{ru} são obtidos somando-se os conjuntos dos pequenos subintervalos correspondentes.

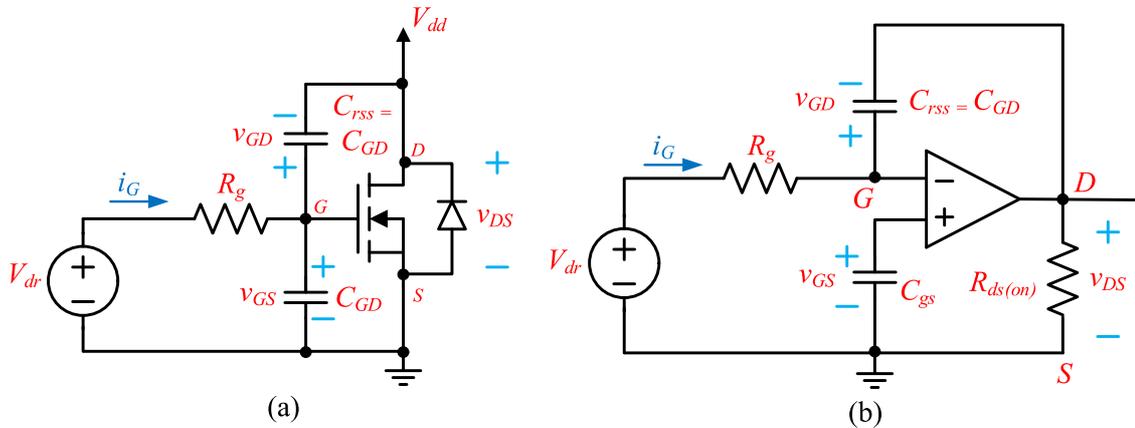
A Figura 22 mostra o circuito equivalente do MOSFET durante o período de entrada em condução e desligamento. Para acionar o MOSFET, o circuito de acionamento fornece uma tensão ao circuito porta-fonte, que conta com uma resistência de porta, R_g . Além disso, as capacitâncias parasitas C_{rss} e C_{GD} do MOSFET são carregadas durante o período de entrada em condução e descarregadas durante o período de desligamento. Pela Figura 23, é evidente que durante os intervalos t_{fu} e t_{ru} , a tensão v_{GS} se mantém no Plateau de Miller. Na região de Plateau a carga do *gate* coincide com a corrente de pico. Portanto, no circuito equivalente da Figura 22a, v_{GS} é constante e não há corrente fluindo por C_{GS} . Consequentemente, a quantidade de corrente que flui por C_{GD} é igual à corrente de porta, i_G . Nesse momento, o comportamento do MOSFET pode ser considerado similar ao circuito de um amplificador operacional na configuração integradora (GUO *et al.*, 2015). Desse modo, outro circuito equivalente pode ser obtido, Figura 22b, válido durante os intervalos t_{fu} e t_{ru} .

Considerando-se o período de entrada em condução do MOSFET, as capacitâncias C_{GD} e C_{GS} estão descarregadas. De acordo com o circuito equivalente da Figura 22b, a corrente i_G pode ser expressa por

$$i_G = \frac{V_{dr(on)} - v_{GS}}{R_g}, \quad (3.11)$$

ou ainda,

Figura 22 – Circuito equivalente. (a) carga e descarga da porta do MOSFET; (b) durante o t_{fu} e t_{ru} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

$$i_G = C_{GD} \frac{d(v_{GS} - v_{DS})}{dt}. \quad (3.12)$$

Igualando i_G em (3.11) e (3.12), obtém-se

$$\frac{V_{dr(on)} - v_{GS}}{R_g} = C_{GD} \frac{d(v_{GS} - v_{DS})}{dt}, \quad (3.13)$$

Assim, o intervalo de tempo de descida de tensão, t_{fu} no método Guo, pode ser calculado solucionando (3.13). No entanto, para resolver (3.13), deve-se analisar o estado inicial e final do circuito. Primeiramente, durante t_{fu} , v_{GS} se mantém contante no Plateau de Miller. Assim, a derivada de v_{GS} é nula. Por outro lado, considerando-se que v_{GS} varia de V_{dd} a $V_{ds(on)}$, o valor inicial e final de v_{DS} podem ser obtidos a partir dos parâmetros de projeto de circuito e da folha de dados do dispositivo em questão. Além disso, com um *driver* projetado, os valores da resistência R_g e a tensão de acionamento, $V_{dr(on)}$ são conhecidos. Resolvendo as equações (3.14) e (3.15), obtém-se o intervalo de tempo de descida de tensão do método GUO, $t_{fu(guo)}$ em (3.16):

$$\frac{1}{R_g \cdot C_{GD}} dt = \frac{1}{V_{dr(on)} - v_{GS}} d(v_{GS} - v_{DS}), \quad (3.14)$$

$$\int_0^{t_{fu}} \frac{1}{R_g \cdot C_{GD}} dt = - \int_{V_{dd}}^{V_{ds(on)}} \frac{1}{V_{dr(on)} - v_{GS}} d(v_{DS}), \quad (3.15)$$

$$t_{fu(guo)} = R_g \cdot C_{GD} \frac{V_{dd} - V_{ds(on)}}{V_{dr(on)} - V_{pl}} \quad (3.16)$$

Similarmente, o mesmo princípio aplicado ao período de entrada em condução do MOSFET para determinar $t_{fu(guo)}$ pode ser aplicado para calcular o período de desligamento, de modo a definir o intervalo de subida de tensão do método GUO, $t_{ru(guo)}$. Finalmente, o intervalo de tempo $t_{ru(guo)}$ pode ser obtido de acordo com (3.17):

$$t_{ru(guo)} = R_g \cdot C_{GD} \cdot \left(\frac{V_{dd} - V_{ds(on)}}{V_{pl} - V_{dr(off)}} \right). \quad (3.17)$$

O ponto principal do método GUO está na abordagem para a determinação de C_{GD} a ser utilizado no cálculo dessas equações. A Figura 23 mostra uma curva genérica das capacitâncias parasitas C_{iss} , C_{rss} e C_{oss} inerentes ao MOSFET e comumente encontrada na folha de dados do dispositivo. Percebe-se uma significativa variação da capacitância C_{rss} durante toda a faixa de v_{DS} .

Para exemplificar a metodologia, considera-se, inicialmente, o cálculo do tempo de descida de tensão $t_{fu(guo)}$. A aplicação do método consiste em dividir a curva C_{rss} em função de v_{DS} em n divisões, como pode ser visto na Figura 23. Assim, é adicionado um conjunto com vários níveis de tensão v_{DS} compreendido entre $V_{ds(on)}$ e V_{dd} e um grupo de valores de capacitância relacionado ao grupo de v_{DS} escolhido. Por sua vez, cada divisão da curva está relacionada a um subintervalo i do tempo de descida de tensão $\Delta t_{fu(i)}$. Finalmente, todos os subintervalos $\Delta t_{fu(i)}$ são somados para a obtenção do tempo $t_{fu(guo)}$ de forma mais precisa.

Sendo assim, para um número n de subintervalos $\Delta t_{fu(guo)}$, $n + 1$ níveis de tensão v_{DS} e $n + 1$ valores relacionados da capacitância C_{rss} , é obtido. Além disso, $v_{DS(1)} = V_{ds(on)}$ e $v_{DS(n+1)} = V_{dd}$.

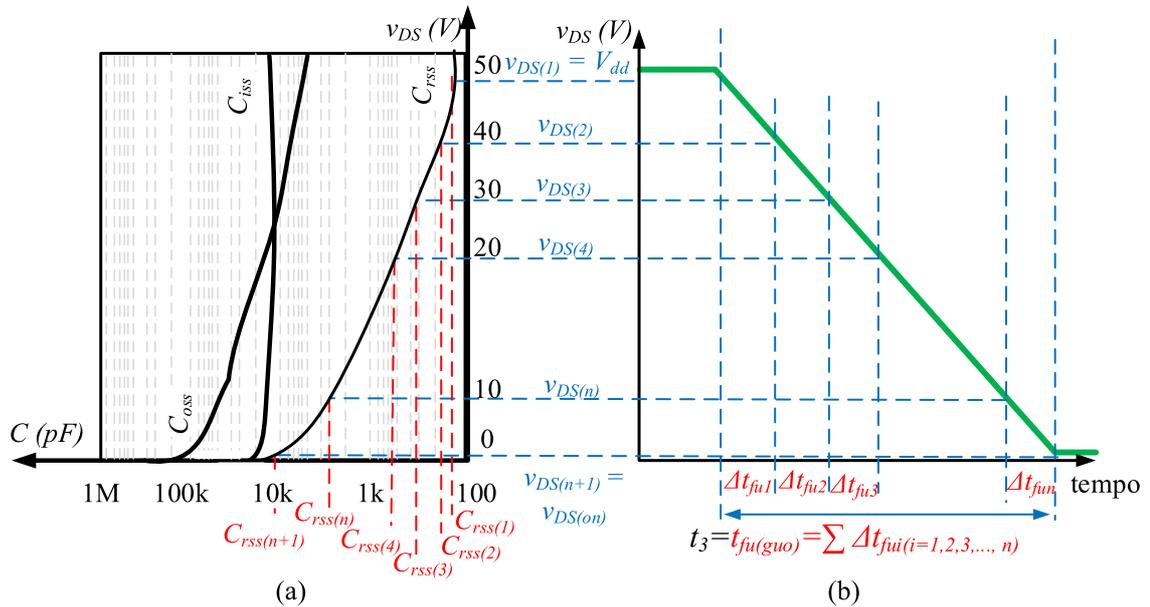
$$t_{fu(guo)} = \sum_{i=1}^n R_g \cdot C_{rss(i+1)} \frac{v_{DS(i+1)} - v_{DS(i)}}{V_{dr(on)} - V_{pl}}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.18)$$

De modo análogo calcula-se o tempo de subida de tensão do método GUO, $t_{ru(guo)}$, por meio da equação (3.19):

$$t_{ru(guo)} = \sum_{i=1}^n R_g \cdot C_{rss(i+1)} \frac{v_{DS(i+1)} - v_{DS(i)}}{V_{pl} - V_{dr(off)}}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.19)$$

Uma preocupação que se deve ter ao utilizar esse método é na seleção dos níveis de tensão a serem utilizados para definir os subintervalos de tempo. Por um lado, a seleção de níveis de tensão pode ser igualmente distribuída entre $v_{ds(on)}$ e V_{dd} . Além disso, se o número de níveis de tensão for grande o suficiente, cada subintervalo de tempo será pequeno, de tal modo que o valor da capacitância C_{rss} pode ser assumido constante em cada um desses subintervalos de tempo. Sendo assim, a capacitância C_{rss} apresenta uma melhor representatividade em todo o intervalo de comutação e, portanto, menores erros podem ser obtidos nos resultados finais. Por outro lado, é possível realizar uma distribuição

Figura 23 – Capacitâncias parasitas do MOSFET (APTC60BBM24T3G) durante a entrada em condução explicitando o processo de variação em função de v_{DS} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

de níveis de tensão de forma desigual entre $v_{ds(on)}$ e V_{dd} . Desta maneira, níveis de tensão podem ser selecionados baseados na não linearidade da curva de C_{rss} . Nas partes de acentuada não linearidade da curva, recomenda-se a seleção de mais níveis de tensão.

Por fim, com os intervalos de tempos de comutação do método GUO $t_{fu(guo)}$ e $t_{ru(guo)}$ definidos, é possível, a partir das equações (3.20), (3.21) e (3.22), estimar a energia despendida durante os períodos de comutação do MOSFET. É importante ressaltar que os intervalos de tempo de subida e de descida de corrente podem ser, respectivamente, os intervalos correspondentes obtidos pelo método BROWN, t_{ir} e t_{if} .

$$E_{on(guo)} = E_{t_{ir}} + E_{t_{fu(guo)}} = \frac{1}{2} v_{DS} \cdot i_D (t_{ir} + t_{fu}), \quad (3.20)$$

$$E_{off(guo)} = E_{t_{ru(guo)}} + E_{t_{if}} = \frac{1}{2} v_{DS} \cdot i_D (t_{ru(guo)} + t_{if}), \quad (3.21)$$

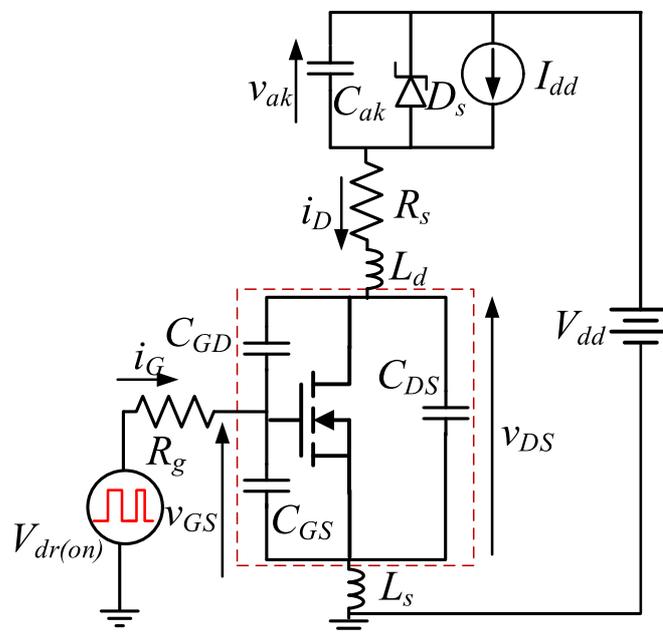
$$E_{total(guo)} = E_{on(guo)} + E_{off(guo)} = \frac{1}{2} v_{DS} \cdot i_D (t_{ir} + t_{fu(guo)} + t_{ru(guo)} + t_{if}). \quad (3.22)$$

3.4 MÉTODO AHMED

Os métodos descritos anteriormente usam os tempos de subida e descida de tensão e corrente para o cálculo das perdas por comutação. Diferentemente das outras técnicas,

esse método não é trivial pois resolve um conjunto de equações de estado de forma iterativa. O método proposto por Ahmed, Todd e Forsyth (2017) considera a máxima influência das capacitâncias e indutâncias parasitas. Cabe acrescentar, nesse ponto, que o indutor deve ser grande o suficiente para ser considerado uma fonte de corrente "ideal" como já foi ressaltado anteriormente. Nessa abordagem, é realizada a análise de todas as etapas de funcionamento e levantadas as equações de estado para cada subperíodo. A Figura 24 mostra o circuito de duplo pulso considerado para a análise das perdas. A resolução das equações são realizadas de maneira iterativa usando o *software* MATLAB®, mais detalhes do equacionamento dessa abordagem serão descritos no capítulo 4.

Figura 24 – Circuito de duplo pulso.



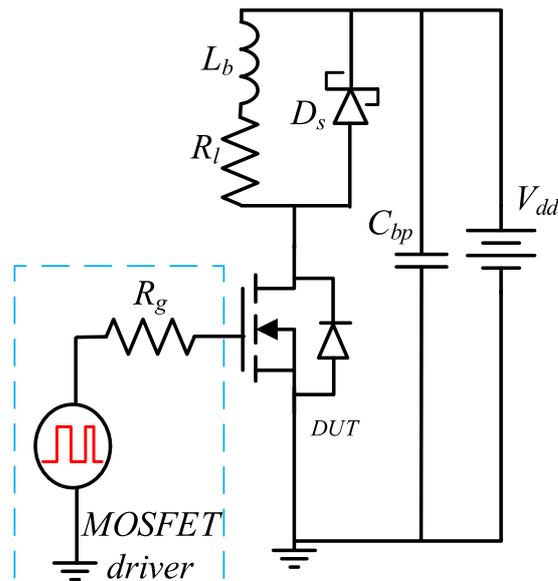
Fonte: Adaptado de Ahmed, Todd e Forsyth (2017).

3.5 PROJETO DO CIRCUITO DE DUPLO PULSO

Nesta seção, discutem-se considerações práticas gerais para implementação do protótipo experimental do circuito de duplo pulso usado para estimativa das perdas no MOSFET. As considerações abordadas nesta seção contemplam o indutor de carga, o circuito de *driver*, o diodo Shottky e os capacitores de desacoplamento. Todos esses componentes desempenham influência significativa na determinação do comportamento de comutação do interruptor principal. Portanto, é indispensável avaliar e discutir o impacto de cada um deles no projeto adequado do sistema de caracterização. Por fim, discute-se o

projeto da placa de circuito impresso (PCB, do inglês, *printed circuit board*) e o projeto do *driver* de acionamento. Para efeito didático, o circuito DPT será repetido aqui na Figura 25.

Figura 25 – Circuito de duplo pulso destacando os principais componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

3.5.1 Barramento CC

A tensão no barramento deve apresentar o mínimo de oscilação possível, nesse caso, deve-se utilizar uma capacitância de entrada para fornecer um desacoplamento entre a fonte de alimentação e o circuito de duplo pulso. Na placa de duplo pulso, foram usados quatro capacitores cerâmicos em paralelo de 480 nF/ 600 V.

3.5.2 Escolha do indutor de carga

Em um circuito de duplo pulso, a carga é puramente indutiva, como foi mostrado na subseção 2.3.2.1. Isso se deve ao fato que o indutor deve se comportar como uma fonte de corrente por um curto período de tempo. Deste modo, a indutância de carga determina o tempo que é necessário para carregar o indutor e como ele é capaz de operar como fonte de corrente. Em um circuito teste de duplo pulso, é interessante comutar o MOSFET com corrente indutiva para reproduzir a comutação dissipativa. Assim, o transitório durante

a entrada em condução e desligamento, em uma dada corrente, pode ser analisado em detalhes para uma corrente de dreno definida. Além disso, a escolha do indutor deve considerar aspectos referentes à saturação de corrente e com o menor sobressinal possível.

É importante ressaltar que os indutores que possuem indutâncias elevadas possuem constante de tempo mais lentas, e podem armazenar grandes quantidades de energia. Isso implica que o primeiro pulso do DPT deverá ser longo para carregar a corrente do indutor ao nível desejado (Veja Subseção 2.3.2.2). Em contrapartida, um indutor com elevada indutância tende a apresentar elevada resistência série devido ao longo comprimento do fio. Isso pode acarretar em degradação substancial das condições de teste. Em todas as análises, foi usado um indutor do tipo toroidal, do fabricante MAGMATTEC. O projeto desse tipo de indutor não será mostrado em detalhes, mas pode ser reproduzido a partir das informações contidas em (BARBI; FONT; ALVES, 2002). A Tabela 5 sumariza os principais parâmetros do indutor do circuito de duplo pulso.

Tabela 5 – Parâmetros físicos do indutor de carga usado no protótipo circuito de duplo pulso

| Parâmetro | Descrição |
|----------------------------------|---------------|
| Indutância | 4,67 mH |
| Resistência série do indutor | 2,08 Ω |
| Núcleo Toroidal (MAGMATTEC) | MMT052T2711 |
| Número de espiras | 130 |
| Fio AWG | 21 |
| Número de condutores em paralelo | 1 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

3.5.3 Diodo de roda livre

Segundo Arribas, Krishnamurthy e Shenai (2015), o transitório *turn-on* para carga indutiva é geralmente influenciado pelo fenômeno da recuperação reversa do diodo de roda livre. Neste caso, diodos lentos podem fornecer altos picos de corrente, basicamente durante a saída de condução do diodo e entrada em condução do MOSFET. Assim, é necessário utilizar dispositivos de portadores minoritários, como os diodos Shottky, pelo fato de apresentar baixo tempo de recuperação reversa.

3.5.4 Escolha do circuito de acionamento

O circuito de acionamento deve ser capaz de, a partir de um sinal de controle fornecer um sinal de saída de tensão com níveis de 0 e 18 V (valor de indicado para os MOSFETs SiC). Além disso, o circuito de acionamento deve possuir como característica

tempos de subida e descida rápidos o suficiente, de tal modo a influenciar minimamente nos tempos de resposta do MOSFET. Cabe acrescentar que a resistência de porta, impacta diretamente o processo de comutação. A resistência R_g é responsável pela duração do Plateau de Miller e define, portanto, a variação de dv/dt em v_{DS} . Por fim, o esquemático e o *layout* da PCB são apresentados nos Apêndices A.1 e A.2.

3.6 AJUSTES DOS ATRASOS DAS SONDAS DE TENSÃO E CORRENTE

Para medições como maior exatidão, é muito importante que os atrasos das sondas de tensão e corrente sejam os mesmos. Desta forma, é proposto um circuito de calibração das ponteiros de medição. O esquemático completo do sistema de calibração das sondas é mostrado na Figura 26. Neste diagrama, os sinais de corrente e tensão defasados são representados de forma genérica para mostrar o deslocamento no canal horizontal (tempo) que ocorre entre os sinais das sondas de medição. A principal função do circuito de calibração é remover essas incorreções ou distorções empregando um processo de correção (*deskew* ou *de-skew*) associado a cada canal. Para tal propósito, um circuito 555 é usado na configuração de multivibrador astável fornecendo um trem de pulsos retangulares de valores V_{CC} e 0 V. O circuito opera com razão cíclica aproximadamente de 50 %. Os tempos $t_{on(ca)}$, $t_{off(ca)}$ e t_{ca} podem ser encontrados empregando, (3.23), (3.24) e (3.25). Em seguida, o sinal de saída (pino 3) do circuito 555 é conectado à porta de um transistor MOSFET de canal N.

$$t_{on(ca)} = 0,693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1 \quad (3.23)$$

$$t_{off(ca)} = 0,693 \cdot R_2 \cdot C_1 \quad (3.24)$$

$$t_{ca} = 0,693 \cdot (R_1 \cdot 2 + R_2) \cdot C_1 \quad (3.25)$$

Os principais parâmetros dos dispositivos usados na implementação do circuito de ajuste são sumarizados na Tabela 6.

A Figura 27 ilustra a vista superior do circuito de ajuste evidenciando os pontos de medição das sondas de tensão e de corrente.

3.6.1 Metodologia de ajuste dos sinais das sondas de medição

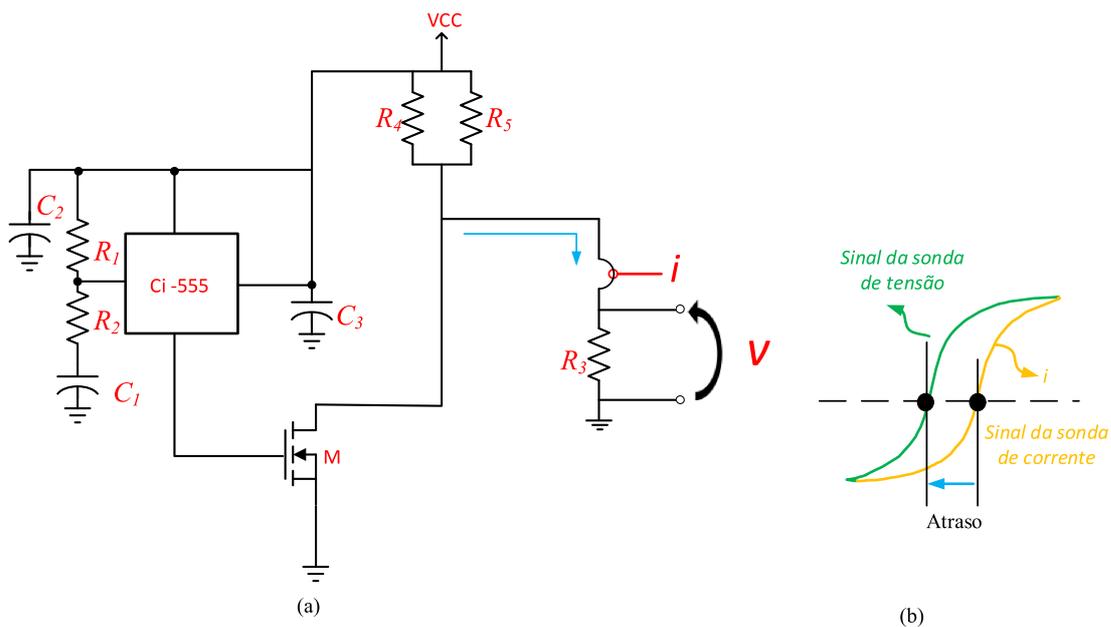
As sondas de tensão e corrente usadas neste trabalho foram a sonda passiva Tektronix P639B e a Tektronix TCP300A. As principais especificações das sondas de tensão e corrente são mostradas na Tabela 7. Inicialmente, obtêm-se os sinais de tensão e corrente, conforme a Figura 28. Em uma primeira análise, constata-se que o sistema de

Tabela 6 – Parâmetros do circuito de calibração

| Parâmetro | Descrição | Valor |
|-----------|----------------|------------|
| C_1 | 2,2 | nF |
| C_2 | 480 | nF |
| C_3 | 100 | nF |
| R_1 | 1 | k Ω |
| R_2 | 12 | k Ω |
| R_4 | 20 | Ω |
| R_5 | 20 | Ω |
| M_1 | MOSFET IRF48ZN | — |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

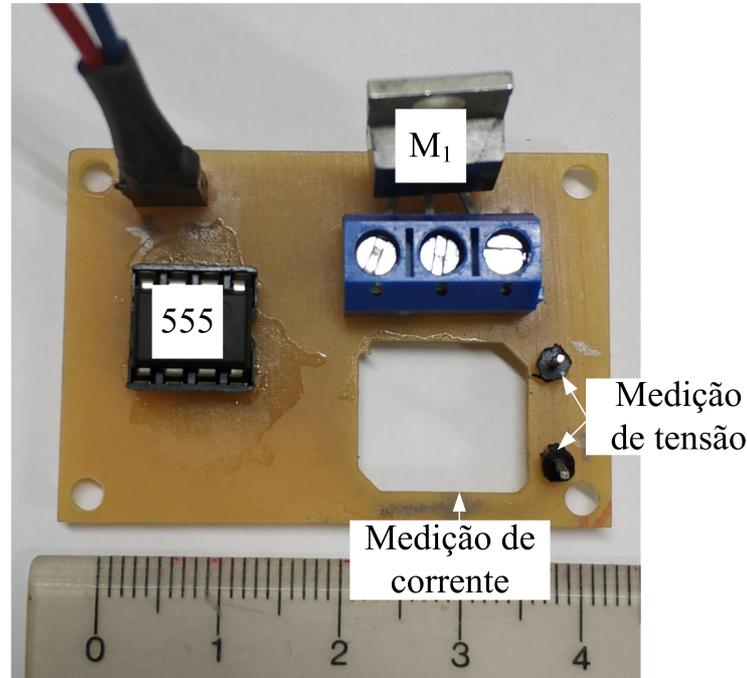
Figura 26 – (a) Esquemático do sistema de ajuste proposto (b) Sinais de tensão e corrente destacando os atrasos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

processamento interno do osciloscópio definido na função *deskew*, não consegue eliminar completamente o atraso entre as sondas. Caso esse erro não seja mitigado, as medidas experimentais apresentarão incorreções devido à não sincronização dos sinais de tensão e corrente durante os transitórios. Sendo assim, torna-se indispensável a utilização de um circuito específico para garantir ao máximo, o alinhamento dos sinais amostrados pelas sondas.

Figura 27 – Vista superior do circuito de calibração evidenciando os pontos de medição de corrente e tensão das sondas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Tabela 7 – Especificações das sondas de medição de tensão e de corrente

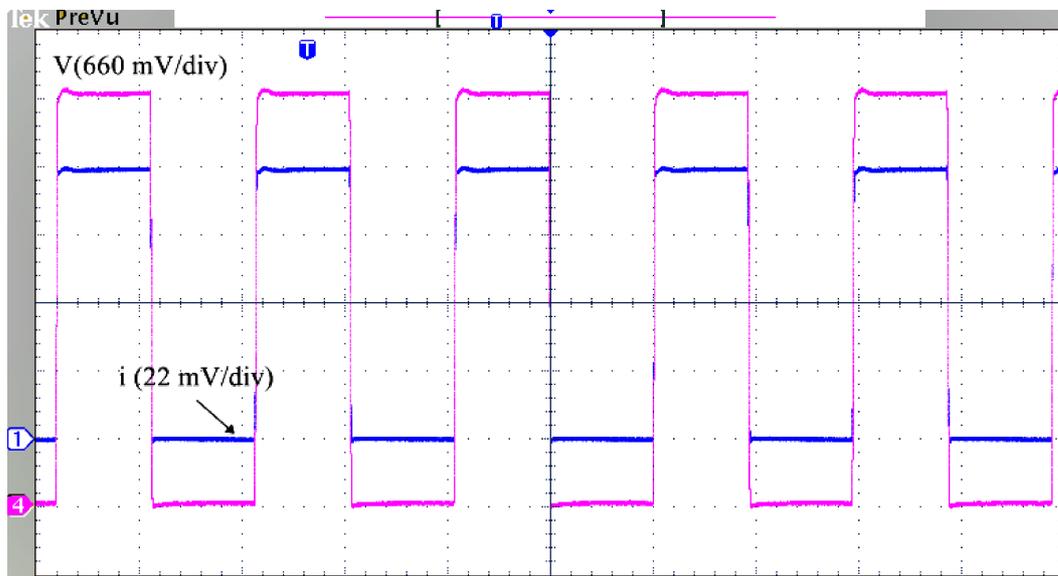
| Especificações | Sondas | |
|-----------------------|-----------------------|----------------|
| | P6139B | TCP305A |
| Largura de banda | 500 MHz | 50 MHz |
| Impedância de entrada | 10 M Ω , 8 pF. | 0,35 em 50 MHz |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Por meio da aquisição dos sinais de corrente e tensão no resistor R_3 , Figura 26, realiza-se o processo de retirada de *offset* das sondas mencionadas anteriormente. A sonda de corrente é calibrada por meio de um sistema de pré-processamento externo, enquanto a sonda de tensão diferencial é calibrada aplicando-se um valor de *offset* no canal correspondente. Logo após a calibração do *offset*, é realizada a correção dos desvios horizontais entre as sondas. Primeiramente, posicionam-se os sinais de modo que a metade da amplitude fique na divisão de referência do osciloscópio. É interessante que os sinais analisados estejam compreendidos em diferentes divisões para uma análise mais precisa. A Figura 29 e 30 exibem os sinais durante a entrada de condução e bloqueio do transistor MOSFET, nesta ordem. Após a realização dos procedimentos supracitados, as sondas

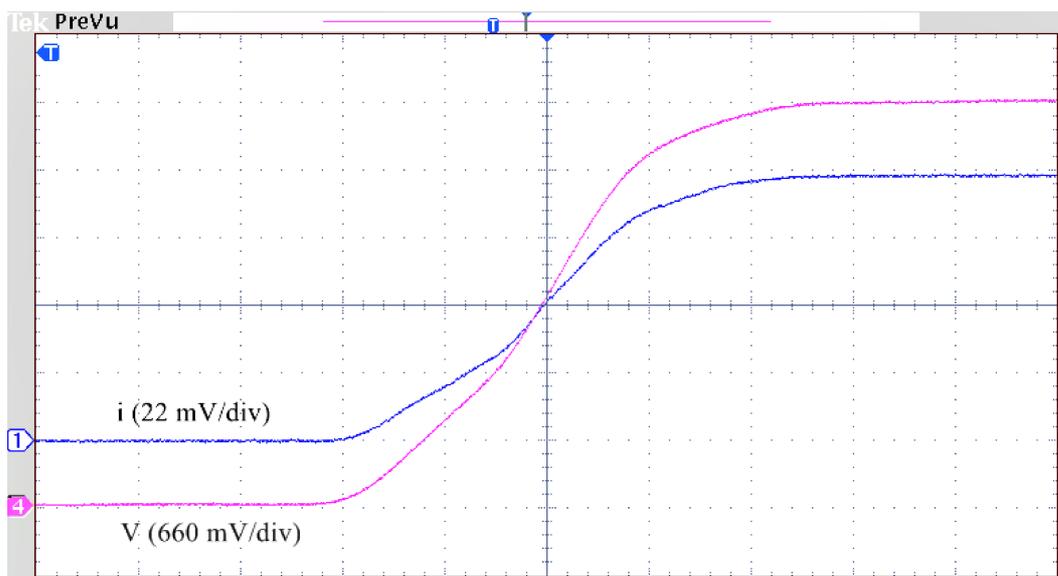
tornam-se confiáveis para a realização das medidas de forma mais fidedigna.

Figura 28 – Formas de onda de tensão (rosa) e corrente (azul) usados na calibração.



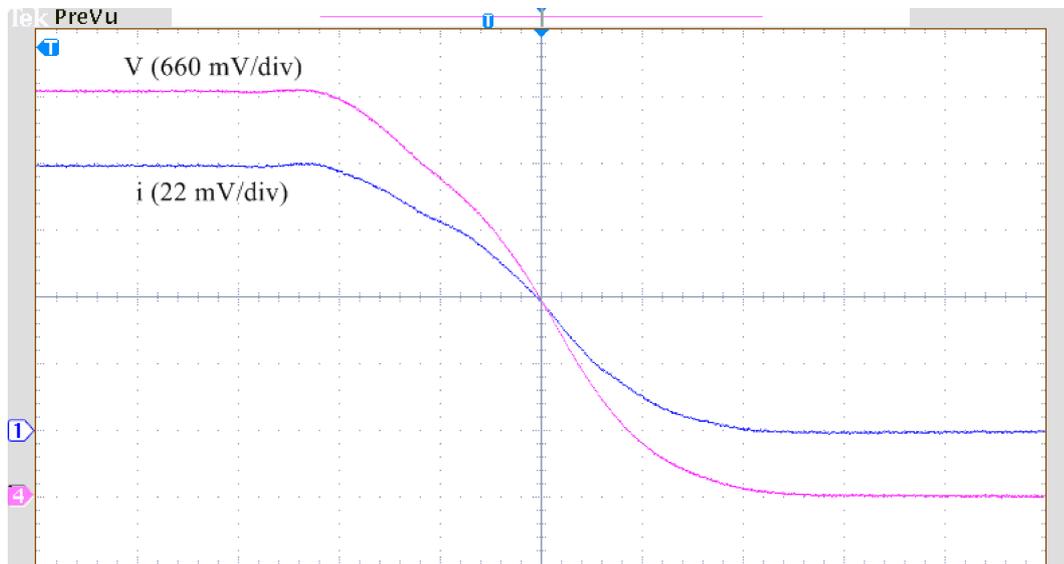
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 29 – Formas de onda de tensão (V) e corrente (i) (a) durante a entrada em condução e (b) durante o desligamento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 30 – Formas de onda de tensão (V) e corrente (i) (a) durante a entrada em condução e (b) durante o desligamento.



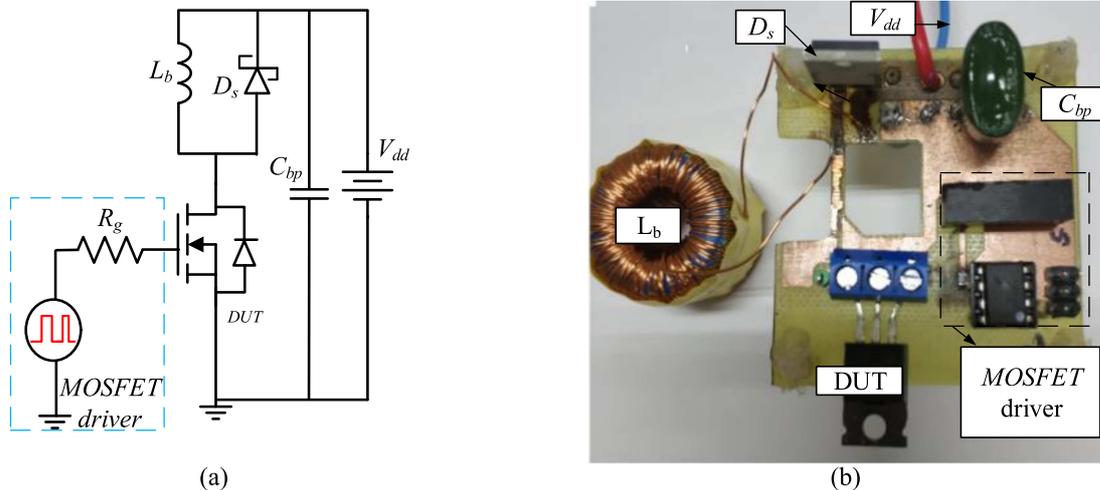
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

3.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

Para realizar uma comparação entre os diferentes métodos de estimativa das perdas por comutação, um circuito de duplo pulso foi adotado. Detalhes relacionados à escolha dos componentes, que foram fundamentais no processo de comutação, são descritos na seção 3.5. O projeto de um circuito de duplo é essencial para realizar as análises dos períodos de comutação de forma correta conforme foi citado na subseção 2.3.2.1. Neste sentido, torna-se indispensável a adoção de práticas que visam mitigar problemas associados com a compatibilidade eletromagnética (EMC, do inglês, *Eletromagnetic compatibility*), interferência eletromagnética (EMI, do inglês, *Electromagnetic Interference*), malhas de terra, acoplamentos, entre outros problemas comuns que são inerentes em uma elaboração de uma PCB. Na construção do circuito de duplo pulso a conexão do pino de dreno do MOSFET e o catodo do diodo devem ser bem próximos. Além disso, os capacitores de desacoplamento devem estar juntos ao MOSFET de potência e também do diodo, além de apresentar baixo ESR (do inglês, *equivalent series resistance*). O protótipo do circuito de duplo pulso usado no estudo comparativo é mostrado na Figura 31. A placa de circuito impresso deste circuito apresenta um orifício para acomodar a sonda de corrente, o que elimina a necessidade de inserção de cabos externos para a realização da medida de corrente do DUT. Além disso, o diodo SiC, D_s , com pequeno tempo de recuperação reversa é usado para evitar afetar as perdas de comutação dos MOSFETs. Adicionalmente, quatro capacitores de cerâmica de (480 nF, 600 V), C_{bp} , são colocados em paralelo para

reduzir a indutância parasita equivalente associada ao cabeamento de alimentação da fonte V_{dd} . Sondas passivas de largura de banda (500 MHz) foram usadas para medir v_{DS} e v_{GS} . Para a aquisição de corrente, i_D foi usado o conjunto de sonda de corrente TCP305 e amplificador TPC300A da Tektronix. Ainda neste experimento, um *deskew* foi realizado no osciloscópio (DPO3014) para compensar os diferentes atrasos entre v_{DS} e i_D no tempo, usando o circuito de ajuste descrito na seção 3.6. Cabe acrescentar que a ausência da calibração nas sondas leva à obtenção de resultados experimentais com menor exatidão devido à inserção de atrasos nos eixos de tempo.

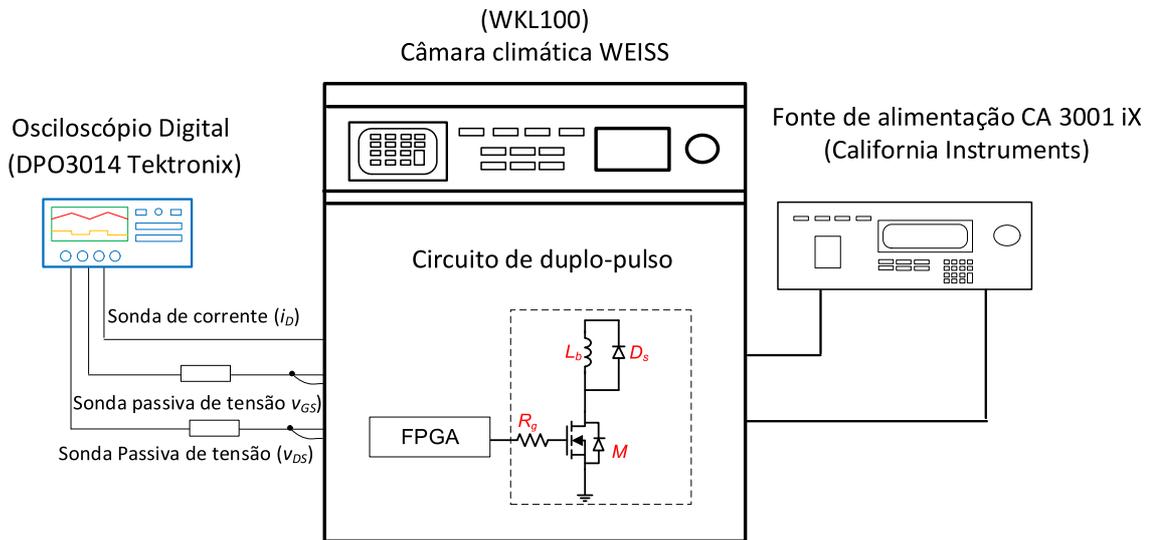
Figura 31 – Arranjo experimental de um circuito de pulso duplo. a) esquemático e (b) imagem PCB.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Outra questão relevante é garantir a temperatura de junção, T_j , do MOSFET. Para esse experimento, essa temperatura deve estar em torno de 25 °C. Nesta montagem, o circuito em análise é mantido na temperatura de 25 °C usando a câmara climática WEISS WKL100 (WEISS, 2016) para mitigar a interferência da temperatura na análise dos parâmetros, conforme é ilustrado na Figura 32. Cabe acrescentar esse arranjo não consegue garantir a temperatura de junção em 25 °C, de todo modo consegue-se controlar a temperatura ambiente. Assim, os parâmetros elétricos do MOSFET permanecem nas mesmas condições de temperatura definidas na folha de dados. Cabe acrescentar que o DPT foi conduzido experimentalmente para medir as formas de ondas (i_D , v_{DS} e v_{GS}) para diferentes tipos de MOSFET de potência.

Figura 32 – Esquemático experimental desenvolvido para a medição das perdas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

3.8 SISTEMA DE CONTROLE PARA O ACIONAMENTO DO CIRCUITO DE DUPLO PULSO

A plataforma escolhida para o desenvolvimento foi a DE0-Nano (Terasic) que contém o chip FPGA EP4CE22F17C6 Cyclone R IV com 22.320 elementos lógicos. Como *software* de desenvolvimento foi utilizado o Quartus II 13 Web Edition (Altera R) com assistência da linguagem de descrição de hardware HDL (do inglês, *hardware description language*) Verilog e recursos inclusos no próprio *software*.

O sistema de controle foi desenvolvido para permitir ao usuário escolher dois modos diferentes de disparo: disparo periódico (DP) e disparo único (DU), sendo implementado usando a chave seletora da placa de desenvolvimento. Portanto, o modo de operação de controle do DPT irá depender da posição dessa chave, de acordo com a função pré-programada. No modo de disparo único é necessário que seja disparado um mecanismo manual de *trigger* para iniciar as etapas do circuito DPT por meio de botão *push-button* incluso na placa. Por outro lado, o modo de disparo periódico não exige ferramentas auxiliares externas e, portanto, funciona ao disparar o circuito de modo automático por meio de contadores baseados em um sinal de *clock* interno. Para controlar os estados do sistema e acionar os contadores implementados, torna-se necessário produzir um sinal de *clock*. Desse modo, por meio de circuitos PLL (do inglês, *phase-locked loop*) inclusos no próprio FPGA e do oscilador externo de 50 MHz.

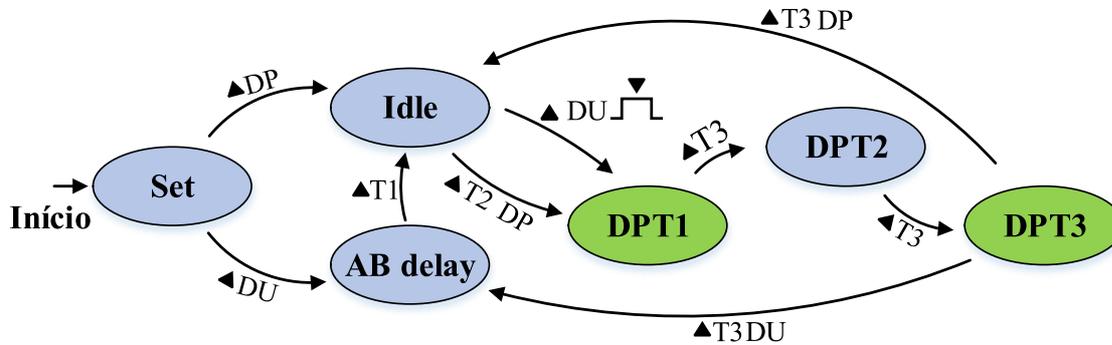
O sistema permite a seleção dos intervalos de tempo de cada etapa do circuito

DPT, Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 . Dessa forma, deve-se configurar os parâmetros relacionados a esses intervalos antes de carregar o sistema no FPGA. Esses parâmetros dependem da relação:

$$\Delta t \cdot f_{clk} - 1 \quad (3.26)$$

A máquina de estado da Figura 33 descreve o funcionamento do controlador do circuito DPT. Os estados representados em verde indicam saída de nível alto e os estados representados em azul indicam saída nível baixo.

Figura 33 – Representação da Máquina de estados do circuito de duplo pulso.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Os símbolos indicados nas transições da máquina de estado representam os eventos necessários para que ocorra a respectiva transição. A Tabela 8 ilustra os eventos correspondentes.

O estado *Set* representa o estado inicial do sistema quando é ligado. Nesse estado, são firmados quaisquer registradores e parâmetros de tempo relativos às etapas de funcionamento do circuito DPT para os temporizadores definidos em programação. Além disso, o único contador cíclico do sistema, denominado temporizador cíclico, é acionado. Esse contador serve de auxílio para o modo de disparo periódico. Portanto, assim que for detectado um evento de borda de subida do sinal de *clock*, será realizada uma transição de acordo com o modo de operação do controlador.

Caso a forma de disparo esteja selecionada de modo que o sistema opere em disparo único, o estado ativo será o *AB delay*. Esse estado tem como objetivo fazer com que o sistema aguarde um espaço de tempo adequado para impedir qualquer trepidação mecânica proveniente do *trigger*. Isso porque o cumprimento dos estados do circuito DPT podem durar poucos microssegundos, enquanto o acionamento de um botão mecânico pode durar dezenas ou centenas de microssegundos (TOCCI; WIDMER; MOSS, 2011), o que acarretaria no acionamento indesejado do circuito.

Tabela 8 – Eventos e simbologia da máquina de estados do controlador do circuito de duplo pulso.

| Evento | Símbolo |
|--|----------------|
| Detecção de borda de subida do sinal de <i>clock</i> | ▲ |
| Modo de disparo único selecionado | DU |
| Modo de disparo periódico selecionado | DP |
| Final de contagem - temporizador delay | T1 |
| Final de contagem - temporizador cíclico | T2 |
| Final de contagem - temporizador de etapas | T3 |
| <i>Trigger</i> | ▼ ⌋ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Cabe ressaltar, ainda, que após todas as etapas de funcionamento do circuito DPT serem concluídas é necessário esperar um tempo mínimo para a desmagnetização total do indutor de carga que ocorre por meio da resistência do condução do diodo de roda livre e da resistência equivalente do indutor do circuito, como foi discutido no capítulo 2 (subseção 2.3.2.1). Neste trabalho, esse tempo foi configurado para o tempo de um segundo, o qual é suficiente para a desmagnetização completa do indutor.

A temporização do estado AB delay é controlada pelo acionamento do temporizador *delay* de disparo único, que, por sua vez, é controlado pelo sinal de *clock*. Quando o temporizador *delay* atinge a contagem preestabelecida, o mesmo é reiniciado e, conseqüentemente, desligado. Por outro lado, caso o estado da chave seletora indique o modo de disparo periódico, será realizada uma transição do estado *Set* para o estado *Idle* de forma direta. Isso após a ocorrência de detecção da próxima borda de subida do sinal de *clock*.

Após a ocorrência de alguma das transições que levam o sistema ao estado *Idle*, o mesmo é ativado. Esse estado tem apenas como função aguardar o acontecimento de um dos dois eventos: o evento de *trigger* no modo de disparo único, que corresponde ao acionamento do botão *push-button*, o qual, por sua vez, gera a leitura de um sinal de nível baixo, ou o evento que corresponde ao fim de contagem do temporizador cíclico no modo de disparo periódico. A ocorrência de algum desses dois eventos, portanto, permite que ocorra a transição para o estado DPT1.

Nesse momento são acionadas as etapas referentes ao funcionamento do circuito DPT. A sequência de estados denominados DPT1, DPT2 e DPT3 acontece independentemente do modo de operação do controlador. Cada estado tem como função iniciar a contagem do temporizador de etapas de disparo único. Sendo assim, de acordo com os parâmetros temporais pré-programados para cada um desses estados, quando a contagem desse temporizador atinge o seu fim, ocorre a respectiva transição ao estado junto à detecção de borda de subida do sinal de *clock*.

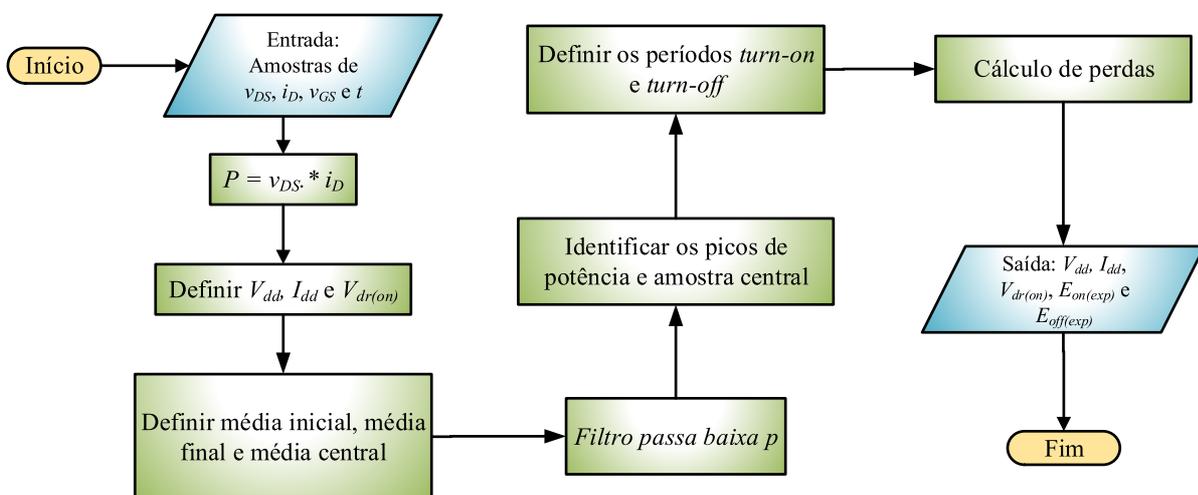
Os estados DPT1, DPT2 e DPT3 correspondem, respectivamente, às etapas I, II e III de funcionamento do circuito DPT, mostrado no Capítulo 2 (subseção 2.3.2.1). Sendo assim, a saída programada do controlador estará em nível lógico alto durante os estados DPT1 e DPT3 de modo a acionar o driver de controle do MOSFET. Por outro lado, para qualquer outro estado desse sistema controlador, a saída do controlador estará em nível lógico baixo.

Por fim, após ser identificado o evento de término de contagem do temporizador de estado durante o estado DPT3 o controlador transita ou para o estado *AB delay*, caso o modo de disparo único esteja selecionado, ou para o estado *Idle*, caso o modo de disparo periódico esteja ativo. Por fim, os estados serão executados indefinidamente, orientados pela ocorrência de eventos que levam às transições respectivas, até que a plataforma de funcionamento do sistema controlador seja desligada.

3.9 FUNÇÃO DE PROCESSAMENTO DOS DADOS EXPERIMENTAIS AMOSTRADOS

Para analisar os dados coletados experimentalmente foi criada uma função no MATLAB®, para carregar os dados provenientes de uma amostra experimental específica e retornar as perdas por comutação do MOSFET, em forma de energia, durante os períodos de entrada em condução e de desligamento. Além disso, a função retorna V_{dd} , I_{dd} e v_{GS} de acordo com o modo selecionado de definição desses parâmetros. A seguir serão detalhados os processos da função de acordo com o fluxograma mostrado na Figura 34.

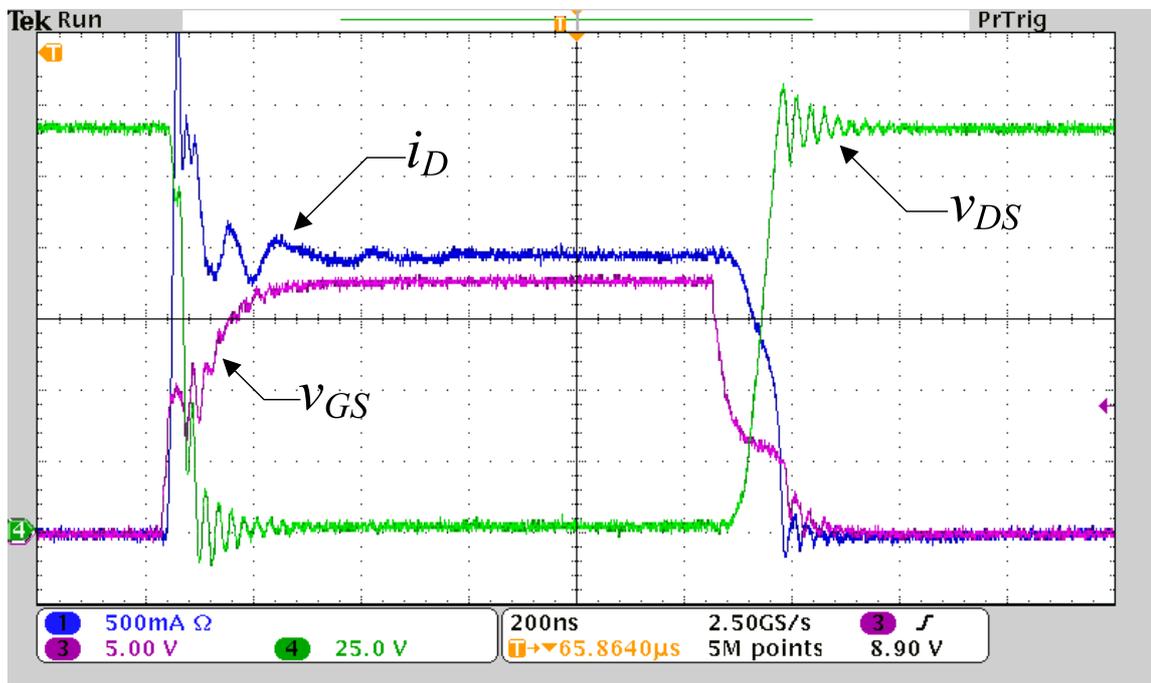
Figura 34 – Fluxograma para cálculo automático das perdas experimentais durante a entrada em condução e desligamento do MOSFET.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Primeiramente, as amostras experimentais coletadas de t , v_{DS} , i_D e v_{GS} pelo osciloscópio, em formato ".CSV", são enviados ao computador para análise e cálculo das perdas. Posteriormente, calcula-se a potência instantânea p ao se multiplicar ponto-a-ponto as amostras de v_{DS} e i_D , o que é denominado método canônico para cálculo das perdas por comutação (BALIGA, 2006; XIONG *et al.*, 2009b; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007; KIMOTO; COOPER, 2014). Para maior compreensão das etapas dos processos envolvidos serão utilizados, como exemplo, os dados obtidos experimentalmente para o MOSFET SiC SCT3120AL operando 150V/2A. A Figura 35 mostra os valores de v_{DS} e i_D obtidos, enquanto a Figura 36 exibe o vetor de potência p de forma gráfica, adquirido a partir das amostras de v_{DS} e i_D . Nessa Figura, verifica-se uma influência do tempo de recuperação do diodo, que contribui para o aumento no valor de pico da corrente de dreno, além disso pode-se verificar as oscilações na tensão dreno-fonte. Como será explicado nas seções subsequentes, vários níveis de tensão e corrente têm sido usados durante os testes, a fim de verificar o desempenho do método de estimativa de perdas sobre uma ampla faixa operacional do dispositivo.

Figura 35 – Formas de onda de v_{DS} e i_D obtidas experimentalmente para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.

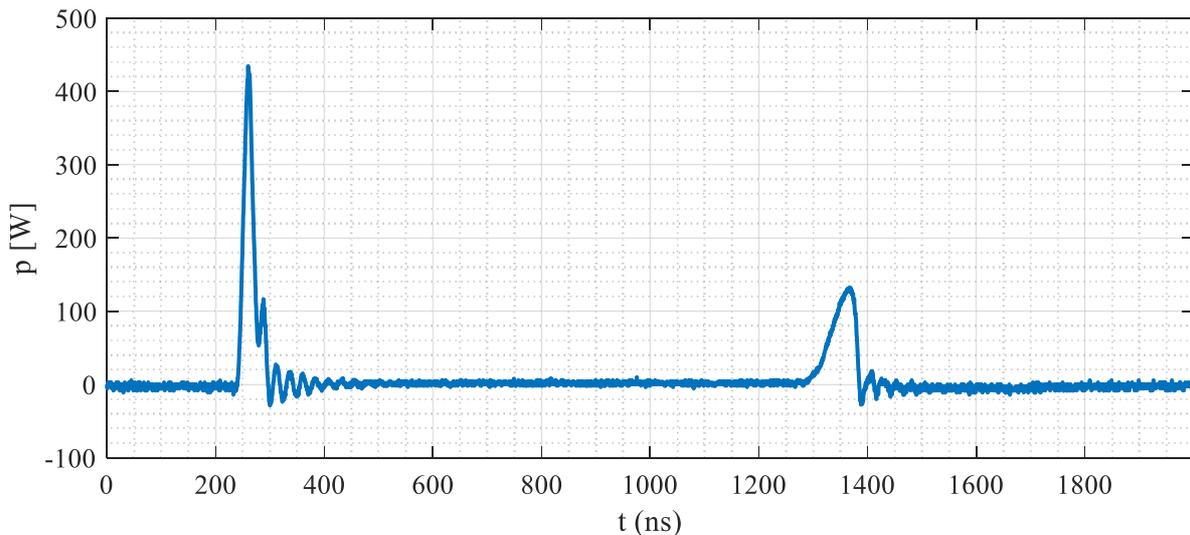


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Com o intuito de implementar o programa de forma de modo que os resultados produzidos sejam consistentes e padronizados, o mesmo deve ser capaz de determinar

os períodos de entrada de condução e desligamento automaticamente de acordo com as amostras coletadas. Sendo assim, é necessário identificar os intervalos das amostras correspondente a esses períodos. Portanto, foi desenvolvido uma técnica numérica, descrita a seguir, para a realização desse procedimento.

Figura 36 – Cálculo da potência (p) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

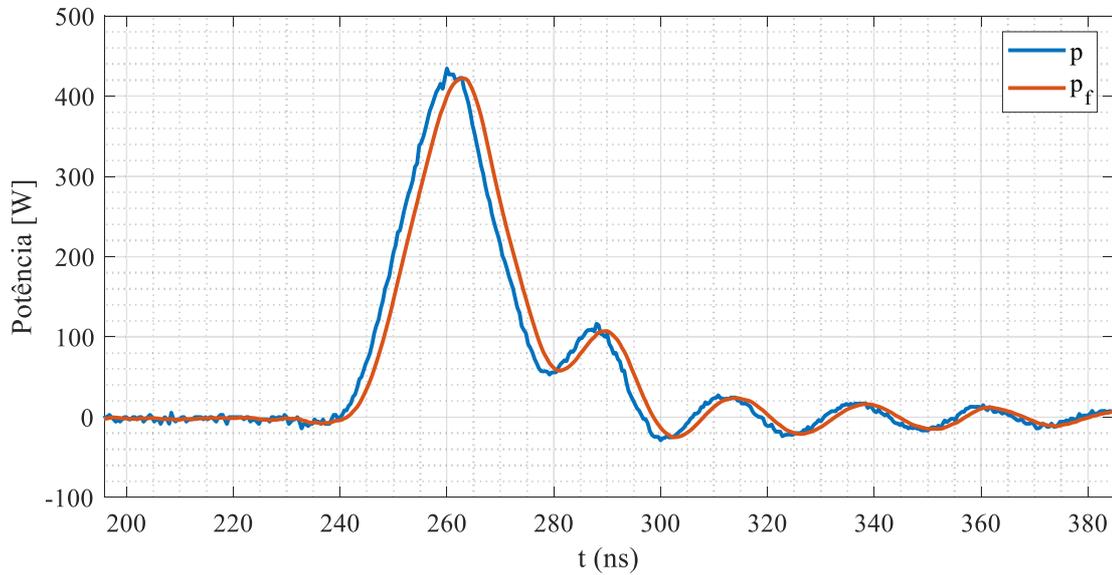
O vetor de amostras relacionado com a potência instantânea, p é filtrado por meio de um filtro média móvel descrito pela equação de diferenças (3.27).

$$p_f[n] = \frac{1}{windowSize}(p[n] + p[n - 1] + \dots + p[n - windowSize - 1]), \quad (3.27)$$

em que $windowSize$ representa o tamanho da janela do filtro. O vetor de amostras filtrado é definido como p_f e, de forma empírica, $windowSize$ foi definido equivalente a 11 amostras. A justificativa da implementação desse filtro se deve ao ruído presente nas amostras provenientes das medidas do osciloscópio, o que interfere na identificação de patamares específicos das medidas. A Figura 37 ilustra a potência instantânea real das amostra de p e a potência após o processo de filtragem, p_f .

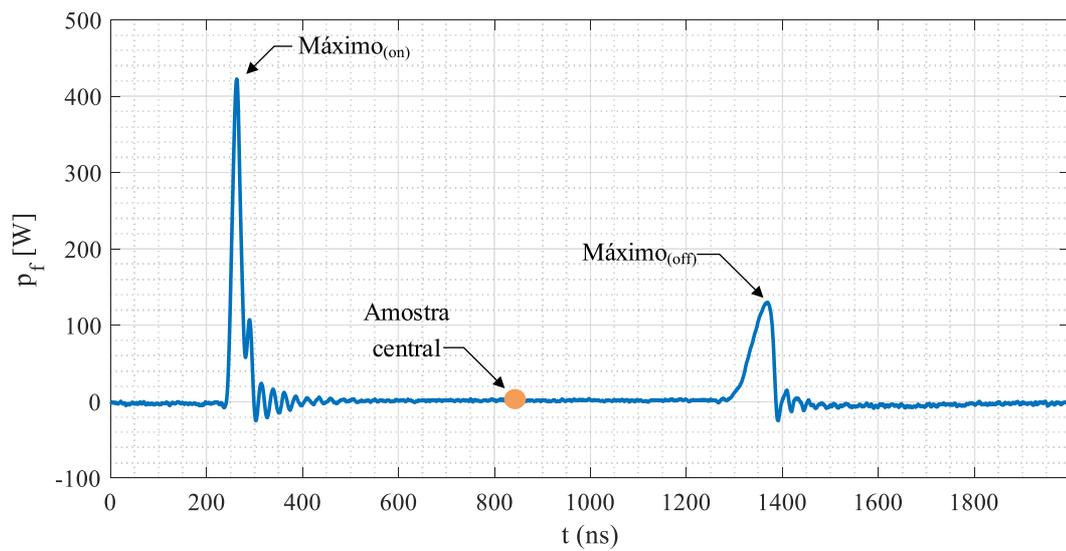
A partir de p_f encontra-se os dois máximos de potência, $Máximo_{(on)}$ e $Máximo_{(off)}$, além da amostra central como é ilustrado na Figura 38. De posse desses valores, determina-se a média inicial, a média central e a média final, parâmetros essenciais no cômputo dos períodos de entrada em condução e desligamento do MOSFET.

Figura 37 – Potência (p) e Potência filtrada (p_f) S para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A com ênfase no período de desligamento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

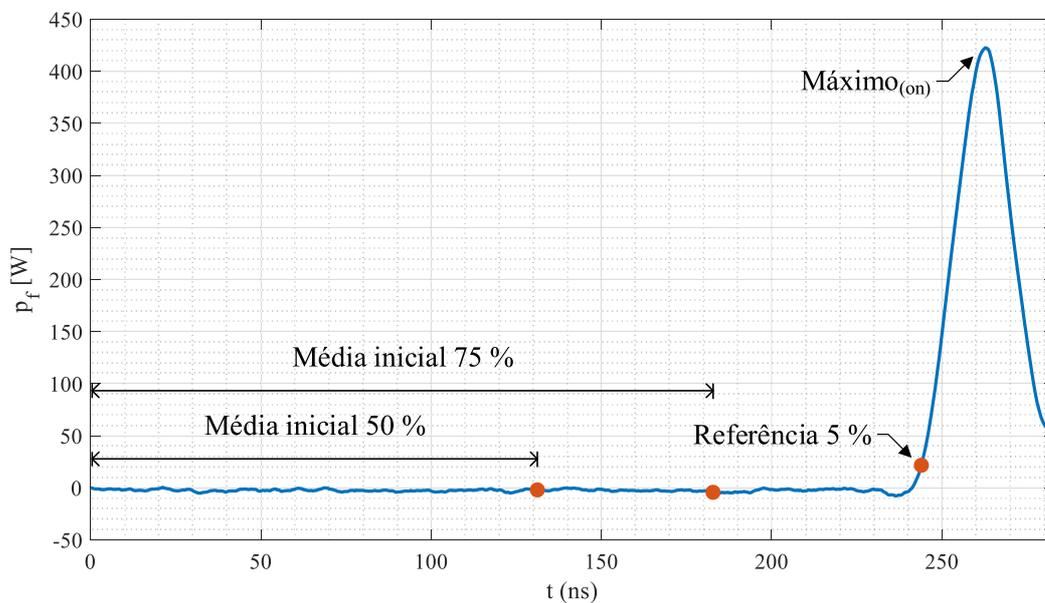
Figura 38 – Valores $Máximo_{(on)}$ e $Máximo_{(off)}$ da Potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A média inicial (relacionada à entrada em condução, *turn-on*) é definida por partes considerando, inicialmente, a realização da média da amostra inicial até 50% do primeiro máximo, $Máximo_{(on)}$, do vetor de amostras p_f . Em seguida, calcula-se um valor de referência igual a 5% do valor do primeiro máximo subtraído do valor da média até 50%. Assim, a partir da primeira amostra, se identifica a primeira vez em que essa referência é atingida. Por fim, é realizado um último cálculo de média a partir da primeira amostra até 75% do número de amostras do valor de 5% da referência encontrada, sendo esse processo demonstrado na Figura 39.

Figura 39 – Metodologia de cálculo da média inicial *turn-on* a partir da potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.

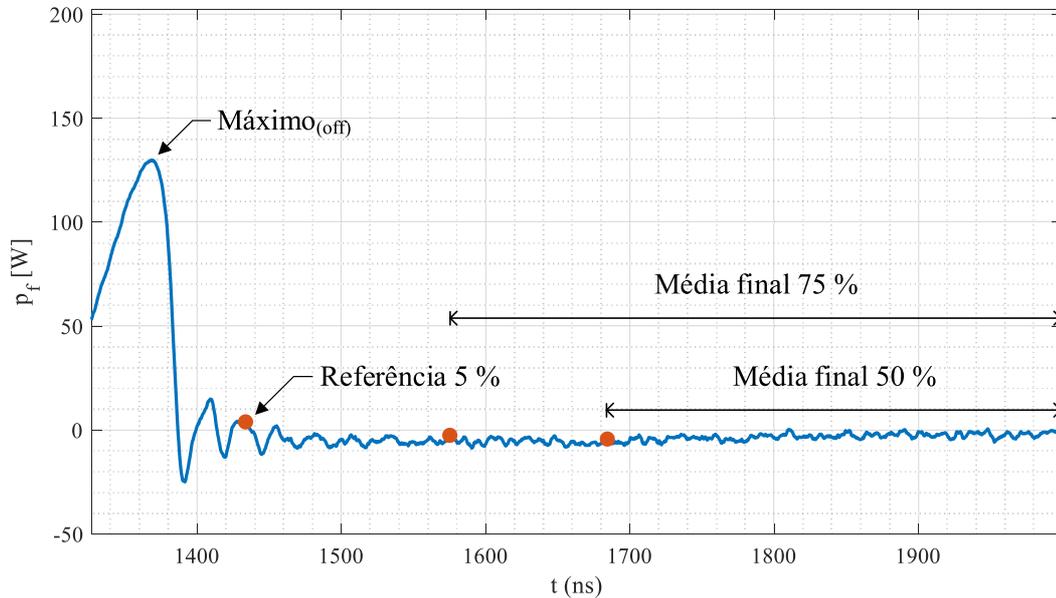


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 40 mostra a metodologia para determinação da média final (relacionada ao desligamento, *turn-off*). A estrutura de cálculo ocorre de maneira análoga ao da média inicial, porém é feita de modo inverso, a partir do segundo máximo, $Máximo_{(off)}$, de p_f . Neste contexto, a média central é calculada em um raio de 15% da quantidade de amostras entre o $Máximo_{(on)}$ e o $Máximo_{(off)}$, centralizado na amostra central entre os dois picos previamente calculados.

A Figura 41 demonstra a concepção do método para definição dos máximos mencionados anteriormente. Após a definição das médias referenciais, são definidos os períodos de entrada em condução e desligamento. O período de desligamento é determinado entre a amostra 1 e a amostra 2 que definem os extremos do intervalo. A amostra 1 é

Figura 40 – Metodologia de cálculo da média final *turn-off* a partir da potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.



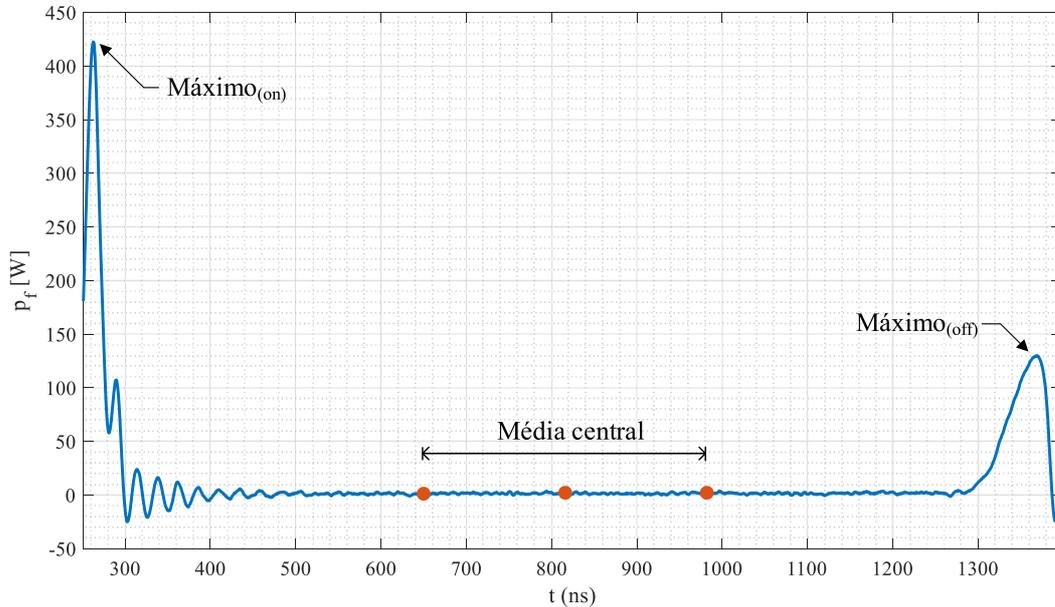
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

definida pela primeira vez que p_f atinge a média inicial, a partir do primeiro máximo, $Máximo_{(on)}$, ao analisar inversamente as amostras. Do mesmo modo, a amostra 2 é definida pela primeira vez que p_f atinge a média central, a partir do primeiro máximo, $Máximo_{(on)}$, ao analisar diretamente as amostras. Por outro lado, o período de desligamento é definido entre a amostra 3 e a amostra 4 que definem os extremos do intervalo. A amostra 3 é definida pela primeira vez em que p_f atinge a média central, a partir do segundo máximo, $Máximo_{(off)}$, ao analisar inversamente as amostras. Da mesma maneira, a amostra 4 é definida pela primeira vez que p_f atinge a média final, a partir do segundo máximo, $Máximo_{(off)}$, ao analisar diretamente as amostras.

Após serem definidas as amostras um, dois, três e quatro aplica-se o filtro definido anteriormente. Essa correção é feita ao se descontar o atraso de grupo G_{delay} provocado pelo filtro em questão, que, nesse caso, é dado por (3.28) (LATHI; DING, 2012). A Figura 42 explicita em destaque os intervalos de amostras que correspondem à potência instantânea durante o período de entrada em condução, p_{on} , e à potência instantânea durante o período de desligamento, p_{off} , definidas a partir das amostras um, dois, três e quatro corrigidas.

$$G_{delay} = (windowSize - 1)/2 \quad (3.28)$$

Figura 41 – Metodologia de cálculo da média central a partir da potência filtrada (p_f) para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Percebe-se que a metodologia aplicada de definição dos períodos de comutação ignora as etapas de oscilação amortecidas. Geralmente as áreas dos picos e vales dessa etapa anulam-se entre si de modo que o cálculo final de perdas não sofre uma alteração significativa. Portanto, desprezar as oscilações de baixa amplitude não invalida o cálculo. Por fim, realiza-se o cômputo da energia correspondente a cada período, E_{on} e E_{off} , sendo esses parâmetros de referência para a comparação entre os métodos de estimativa de perdas por comutação em dispositivos MOSFET analisados neste capítulo.

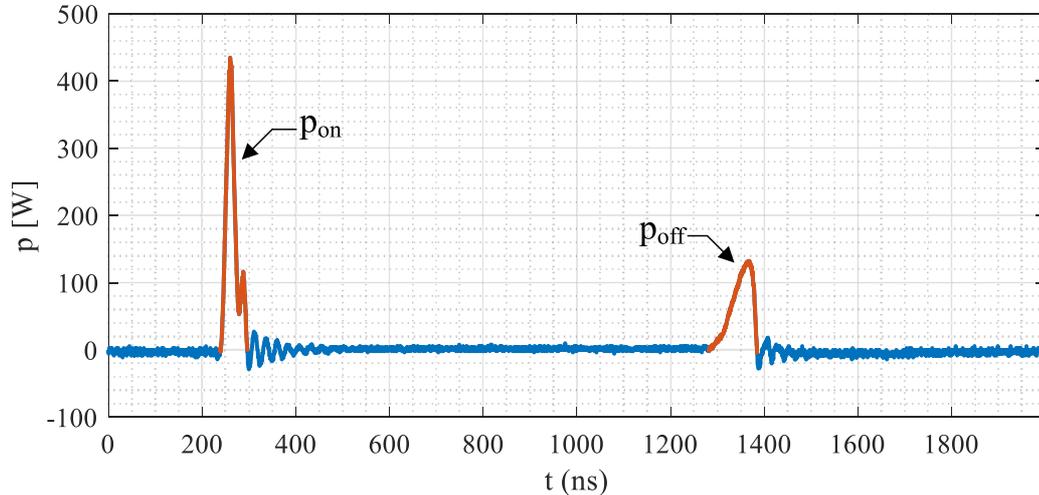
3.10 CÁLCULO NUMÉRICO DAS ENERGIAS DE COMUTAÇÃO

Uma das ferramentas desenvolvidas neste trabalho visa, a partir de um vetor de amostra no tempo t e de um vetor de amostras de p , calcular os valores da energia instantânea acumulada a cada instante de tempo, E_{inst} e o valor final da energia total ao longo desse período correspondente, E_{total} . As etapas deste método são sintetizadas no diagrama da Figura 43.

O cálculo da energia a cada instante, $E_{inst}(i)$, é realizado ao aproximar a área entre cada amostra de p a um trapézio, como pode ser ilustrado na Figura 44.

Sendo assim, a cada amostra de tempo i calcula-se a área entre a amostra atual

Figura 42 – Valores das potências p , p_{on} e p_{off} para o MOSFET SiC na condição de 150V/2 A.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

e a amostra do instante anterior do vetor p , como mostrado na primeira parcela da equação (3.29). O intervalo de tempo entre as amostras é definido a partir do vetor de amostras de tempo t relacionado a p . Por fim, essa área é adicionada ao resultado de $E_{inst}(i-1)$, obtido na última iteração ($i-1$), para se obter a energia acumulada $E_{inst}(i)$ do instante atual i . Após obter o vetor E_{inst} de todas as amostras temporais, é definida a energia total do período E_{total} como sendo o valor da amostra final de E_{inst} .

$$E_{inst}(i) = \frac{(p(i) + p(i-1))\Delta t}{2} + E_{inst}(i-1) \quad (3.29)$$

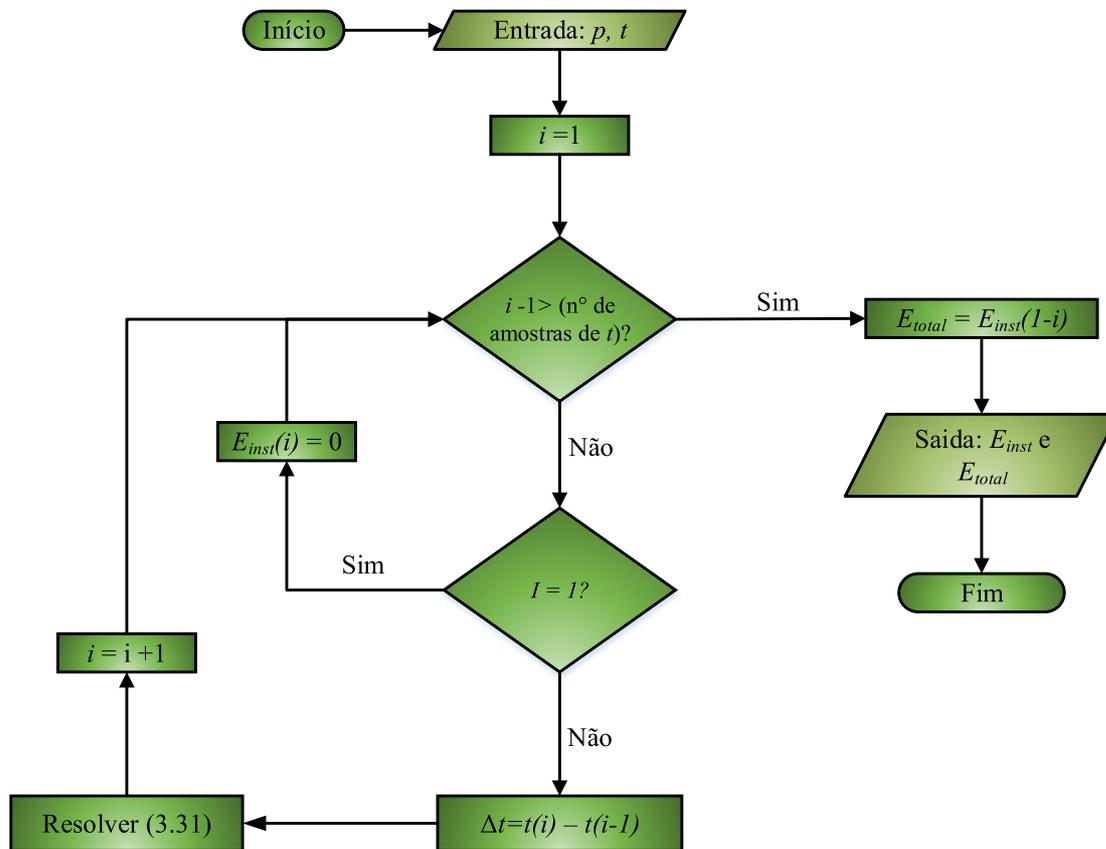
Como exemplo, a Figura 45 mostra, para um vetor genérico de amostras no tempo de potência p , o vetor E_{inst} correspondente de forma gráfica, assim como o valor de energia total do período E_{total} . Cabe enfatizar que o valor final da energia instantânea é equivalente ao valor da energia total.

3.10.1 Escolha dos MOSFETs

Para uma avaliação e investigação dos métodos foram escolhidos diferentes MOSFETs englobando dispositivos de silício e SiC. Os principais parâmetros do DPT são sumarizados na Tabela 9.

Considerando os métodos estudados nessa seção, os parâmetros intrínsecos do interruptor controlado são de grande relevância ao realizar uma análise de eficiência. Assim, para este estudo, foram escolhidos componentes de diferentes fabricantes com níveis

Figura 43 – Fluxograma para cálculo iterativo da energia instantânea acumulada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

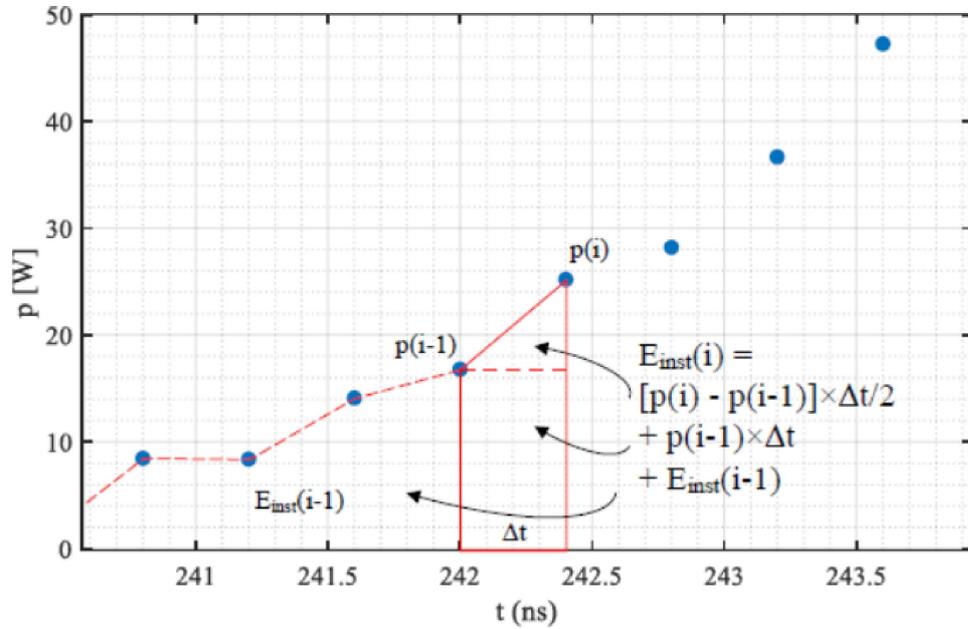
Tabela 9 – Parâmetros do protótipo do circuito de duplo pulso

| Parâmetro | Descrição | Valor |
|-----------|-----------------------------|--|
| L_b | Indutor DPT | 4,67 mH MAGMATTEC (MMT052T2711); N=130; AWG21) |
| C_{bp} | Capacitor de desacoplamento | 4 x 480 nF/600 V |
| DUT | MOSFETs | – |
| D_s | Diodo Schottky | C3D16065A |
| V_{dr} | Tensão do <i>driver</i> | 18 V |
| R_G | Resistência de porta | 10 Ω |
| V_{dd} | Tensão de alimentação | 50 – 300 V |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

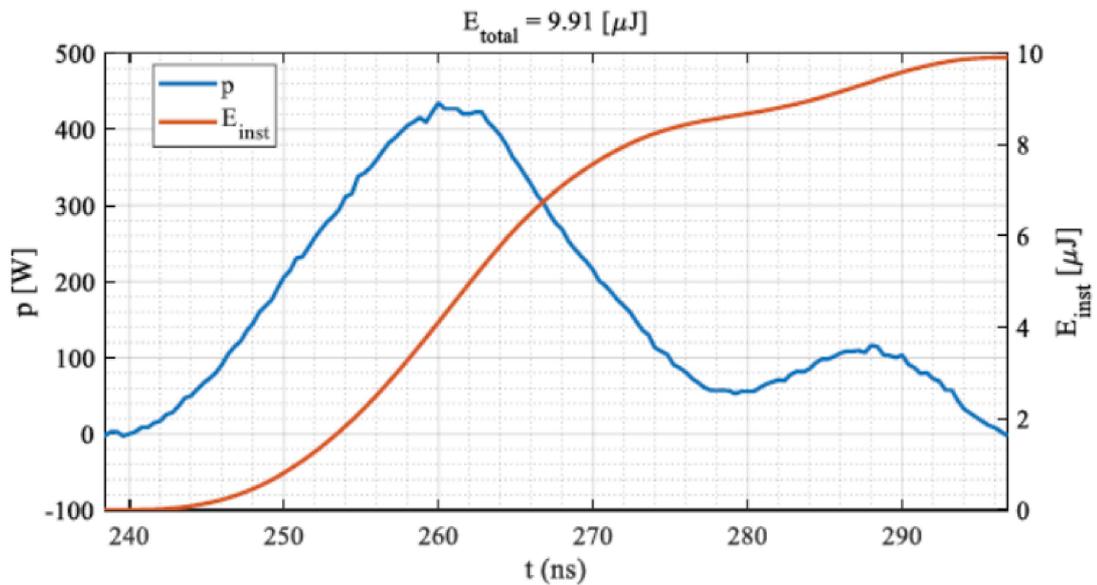
de tensão e corrente variados. A Tabela 10 mostra os principais parâmetros dos MOSFETs de potência que foram considerados nas análises numérica e experimental dessa seção, isto é: IRF840 (VISHAY, 2016), FQH8N100C (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2008) e

Figura 44 – Cálculo iterativo da energia instantânea acumulada $E_{inst(i)}$ usando o tradicional método de integração trapezoidal.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 45 – Potência e energia instantânea obtida pelo método.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

SCT3120AL (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016).

Tabela 10 – Principais parâmetros dos MOSFETs de potência usados nas análises comparativas

| Parâmetro | IRF840 | FQH8N100C | SCT3120AL |
|--|----------------|-----------------|----------------|
| Tensão dreno-fonte (v_{DS}) | 500 V | 1000 V | 650 V |
| Corrente de dreno (i_D) | 8 A | 8 A | 21 A |
| Resistência de condução ($R_{ds(on)}$) | 850 m Ω | 1200 m Ω | 120 m Ω |
| Tensão entre porta-fonte (v_{GS}) | 20 V | 20 V | 18 V |
| Tensão de limiar (V_{th}) | 2 – 4 V | 3 – 5 V | 2,7 – 5,6 V |
| Transcondutância (g_m) | 4,9 S | 8 S | 2,7 S |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

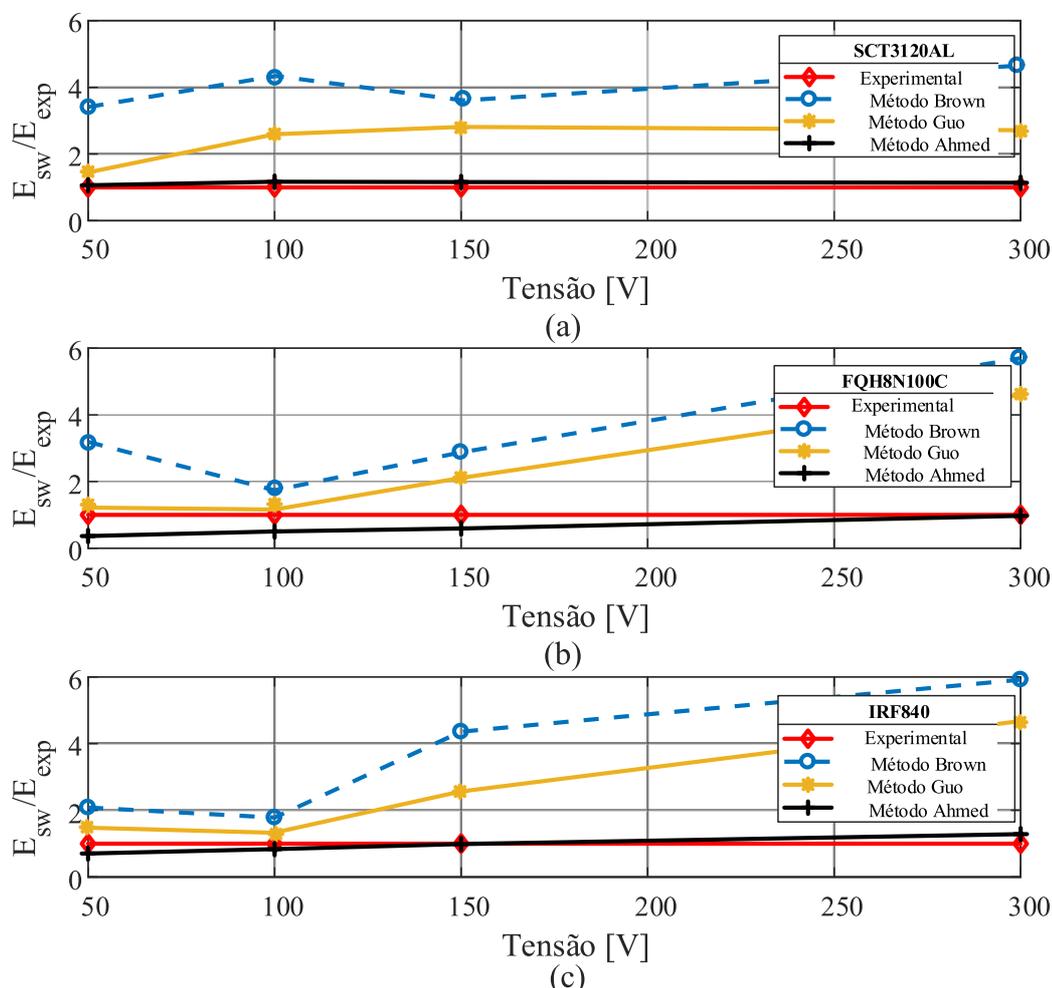
A Figura 46 apresenta uma comparação entre os valores experimental e teórica baseada nas perdas por comutação para os três dispositivos sob diferentes níveis de tensão e corrente fixa em 1 A. Nesta análise, o quociente E_{sw}/E_{exp} relaciona as perdas totais teóricas, calculadas por um determinado método, com relação ao valor correspondente experimental. Como pode ser visto na Figura 46, os métodos Guo e Brown superestimam a perda de energia por comutação em todos os casos analisados.

Esses métodos apresentam grandes erros, principalmente em altos níveis de corrente e tensão. Em alguns casos, eles sobrestimam perdas mais de seis vezes, como exemplo, em condição de (300 V - 1 A), quando comparado com os resultados experimentais. O método Ahmed é o que mais se aproxima dos resultados experimentais. Além disso, os melhores resultados foram encontrados com o SiC MOSFET, que apresenta informações mais detalhadas e bem definidas da folha de dados entre os dispositivos testados. O erro mínimo foi de 2,38% (100 V - 1 A), enquanto o método Guo e o método Brown apresentaram 28,5% e 41,2% na mesma condição de teste. O erro máximo foi de 28,38% (na condição de 300 V - 1 A), respectivamente, para as perdas totais relativas ao dispositivo SiC. Em geral, os resultados sugerem que a consideração de elementos parasitas é extremamente importante e pode fornecer uma representação mais real do comportamento do dispositivo no cálculo das perdas.

A Figura 47 compara resultados experimentais e teóricos para os três dispositivos em diferentes condições de corrente e tensão fixa, ou seja, 250 V. Os erros associados aos três métodos se comportam da mesma forma que os encontrados na Figura 46.

Entre as diferenças encontradas pelo método Ahmed e os valores experimentais, contata-se que os testes experimentais durante o desligamento incluem a energia armazenada na capacitância de saída e em outras capacitâncias parasitas, que eventualmente é dissipada durante a entrada em condução no transitório do MOSFET, devido a limitações práticas para a medição da corrente de canal do MOSFET (AHMED; TODD; FORSYTH,

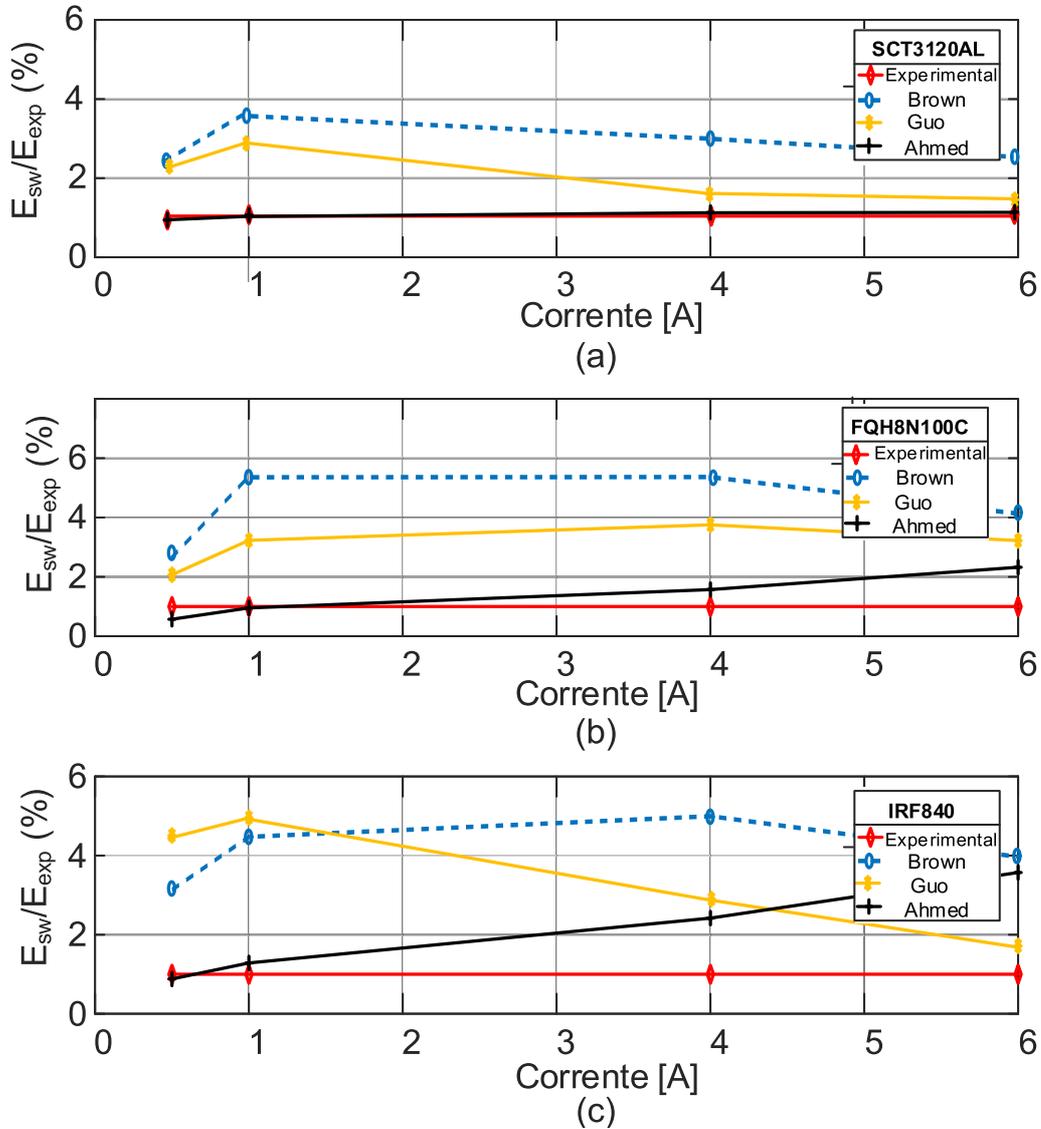
Figura 46 – Comparação entre os métodos Brown, Guo e Ahmed para as perdas por comutação em diferentes níveis de tensão e corrente fixa (1 A).
 (a) SiC (SCTAL650), (b) FQH8N100C, and (c) IRF840.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

2017). Além disso, os transitórios durante a entrada em condução e desligamento não reproduzem todas as oscilações pela consideração simplificada de todos os elementos parasitas, além da influência das sondas de medição. Por outro lado, pode haver erros associados com a aquisição da corrente e sinais de tensão devido à largura de banda das sondas limitadas, quantização de erros associados à conversão de A/D considerando a ampla excursão de sinais medidos e a impossibilidade de mitigar completamente os sinais de *offset* CC. Como uma possível solução para melhorar o método Ahmed, pode-se adotar algumas características adequadas à simulação física do dispositivo, que emprega métodos de elementos finitos. De qualquer forma, essa abordagem dependerá de parâmetros de construção, como a espessura da camada de óxido, concentrações de dopagem de substrato, geometria do dispositivo, etc. que não são acessíveis para a maioria dos projetistas.

Figura 47 – Comparação entre os métodos Brown, Guo e Ahmed para as perdas por comutação em diferentes níveis de corrente e tensão fixa (250 V). (a) SiC (SCTAL650), (b) FQH8N100C, and (c) IRF840.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Finalmente, os três métodos estudados apresentaram, um tempo de processamento reduzido que foi menor que 1 minuto para todos os casos. Embora o método proposto por Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) apresente um procedimento de implementação mais complexo, obteve uma convergência aceitável (menos de 1 min¹) e erros menores em comparação com os demais métodos avaliados.

Estes resultados corroboram com as conclusões apontadas da seção precedente de que o método 3 é aquele que mais se aproxima dos resultados experimentais em todos os

¹ * Computador Intel Core i5 (5ª geração) 2.3 GHz, 4 GB RAM

cenários de análise. Isso pode ser explicado sobretudo pela inclusão de diversos elementos parasitas que impactam diretamente o processo de comutação do MOSFET. Por outro lado, existe uma maior complexidade de implementação, pois resolve um conjunto de equações de espaços de estados de forma iterativa. Os erros dessa metodologia ficam entre 15% a 50% em toda a faixa analisada. No entanto, os métodos 1 e 2 apresentam erros maiores que 100% em algumas condições de teste, os quais podem ser apontados pela não inclusão de elementos parasitas e, também, devido à desconsideração da variação de C_{rss} .

Embora os métodos 1 e 2 apresentem erros elevados quando se analisam os resultados experimentais, eles ainda podem colaborar para uma avaliação rápida e, também para a automatização de tarefas, sobretudo quando se necessita de análises sucessivas que são indispensáveis em qualquer projeto de um conversor estático. Por fim, é importante ressaltar que os resultados desta seção podem ser estendidos para outros dispositivos MOSFETs de potência de silício e de carbeto de silício.

3.11 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram detalhados o circuito de duplo pulso e a escolha dos componentes do protótipo desenvolvido que é comumente empregado para caracterização de dispositivos semicondutores de potência.

Foi demonstrado que embora alguns osciloscópios forneçam funções internas para retirada de sinais de *offset* e deslocamentos no tempo, eles não conseguem eliminar completamente essas questões. Assim, torna-se imprescindível a calibração das sondas de medição antes de realizar as medidas das perdas por comutação. Em seguida, foi desenvolvido um circuito de ajustes dos atrasos de tempo nas sondas de tensão e corrente e a metodologia de calibração para as sondas de tensão e corrente que frequentemente são desprezadas e/ou omitidas na maioria dos estudos envolvendo perdas em conversores estáticos.

Ainda neste capítulo foi realizado um estudo comparativo envolvendo três tipos de métodos para estimativa das perdas por comutação em MOSFET de potência empregando parâmetros de *datasheet*. Os métodos clássicos se mostram convenientes para uma análise rápida do processo de comutação envolvendo diferentes dispositivos semicondutores. Porém, esses métodos apresentaram resultados mais inexatos na maioria do espectro de tensão e corrente analisado, quando comparado ao protótipo experimental. Erros inerentes ocorrem especialmente quando se despreza as indutâncias parasitas presentes no circuito de potência, tal como a indutância de dreno e de fonte.

Foi constatado que é muito difícil prever com precisão as perdas por comutação com os modelos que têm sido usados, principalmente devidos às incertezas ao se determinar os parâmetros de entrada dos métodos. Além disso, os parâmetros dos MOSFETs são dados para condições de teste específicas, não correspondendo necessariamente à condição real

de análise. É importante ressaltar que a análise desenvolvida pode ser estendida de forma qualitativa e quantitativa a qualquer MOSFET de potência. Com relação aos parâmetros de entrada, torna-se indispensável uma análise detalhada e minuciosa para inferir quais são aqueles mais determinantes pela baixa acurácia dos métodos de estimativa presentes na literatura técnica.

No capítulo a seguir será apresentado um método analítico de estimativa de perdas por comutação melhorado que considera as indutâncias e capacitâncias parasitas presentes no circuito de duplo pulso.

4 METODOLOGIA MELHORADA PARA CARACTERIZAÇÃO DOS TRANSITÓRIOS DE COMUTAÇÃO EM MOSFETS de Si e SiC

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Compreender as características de comutação dos MOSFETs é essencial para usá-los corretamente e eficientemente no projeto de um circuito. Neste capítulo, o mecanismo de perda de comutação é inicialmente explicado. Em seguida, o impacto no desempenho de comutação do dispositivo MOSFET será ilustrado em detalhes com a análise de sensibilidade. Além disso, será proposta uma nova metodologia para definir os parâmetros de entrada usando as curvas fornecidas pelos fabricantes. Finalmente, a metodologia proposta é validada usando um circuito de duplo pulso em diferentes condições e dispositivos.

4.2 ANÁLISE DO MECANISMO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO EM DISPOSITIVOS MOSFETs

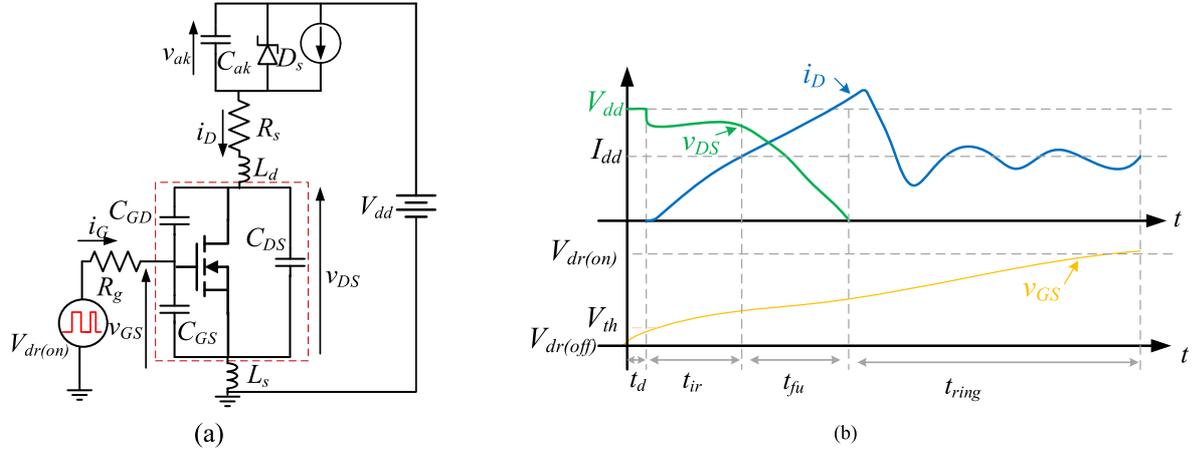
Como foi constatado nas análises no capítulo 3, para estimar as perdas por comutação com maior exatidão é necessário a consideração das indutâncias parasitas presentes no circuito. O método desenvolvido, neste trabalho, é baseado no método proposto por (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) em que se considera o efeito das capacitâncias parasitas presentes no MOSFET, no diodo e também no circuito de potência do circuito de duplo pulso. Nesta abordagem, o indutor de carga deve ser grande o suficiente para ser considerado uma fonte de corrente ideal. Cabe acrescentar ainda que o circuito do *driver* é modelado como uma fonte de tensão com níveis superiores definidos por $V_{dr(on)}$ e inferior por $V_{dr(off)}$, ambos em série com uma resistência de porta. A Figura 48 mostra o circuito de duplo pulso analisado e as principais formas de ondas durante a entrada em condução. Os principais subperíodos das etapas transitórias do MOSFET e todo equacionamento são elucidados na sequência.

4.2.1 Modelagem do transitório de entrada em condução *turn-on*

a) Subperíodo 1 (t_d - *turn-on delay*) (Figura 48b e Figura 49). Depois do pulso de porta ser aplicado, a corrente de porta carrega as capacitâncias de entrada C_{GS} e C_{GD} do MOSFET. Neste momento, o dispositivo semiconductor permanece desligado até v_{GS} atingir V_{th} e a corrente de carga I_{dd} , circula através do diodo Shottky. A corrente de dreno é zero e a tensão v_{DS} é igual a tensão do barramento CC, V_{dd} . Usando as leis de Kirchhoff de tensão e corrente, obtêm-se as equações de circuito nessa etapa, definidas em (4.1), (4.2) e (4.3):

$$C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} + C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt} = i_G \quad (4.1)$$

Figura 48 – (a) Circuito de duplo pulso do MOSFET; (b) Formas de onda do circuito de duplo pulso durante a entrada em condução.



Fonte: Adaptado de Ahmed, Todd e Forsyth (2017).

$$v_{GS} = v_{GD} + v_{DS} \quad (4.2)$$

$$R_g \cdot i_G + v_{GS} + L_s \cdot \frac{di_D}{dt} + L_s \cdot \frac{di_G}{dt} = V_{g(in)} \quad (4.3)$$

Substituindo-se a expressão (4.2) em (4.1), tem-se:

$$\frac{dv_{GS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{iss}} = \frac{i_G}{C_{GS} + C_{GD}} \quad (4.4)$$

Combinando as equações (4.3) e (4.4), obtêm-se as equações em espaço de estados como:

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}_o \mathbf{x}_0 + \mathbf{u}_0 \quad (4.5)$$

em que $\mathbf{x}_0 = [v_{GS} \ i_G]^T$. As equações de estado (4.5) são encontradas fazendo $i_D = 0$ e $C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$. A solução das equações de estado (4.6) podem ser realizadas em programa de simulação numérica. Nesse trabalho, optou-se pelo *software* MATLAB[®], devido à vasta disponibilidade de recursos que permitem realizar análises de naturezas diversas. As informações detalhadas sobre \mathbf{A}_o e \mathbf{u}_0 são apresentadas na sequência.

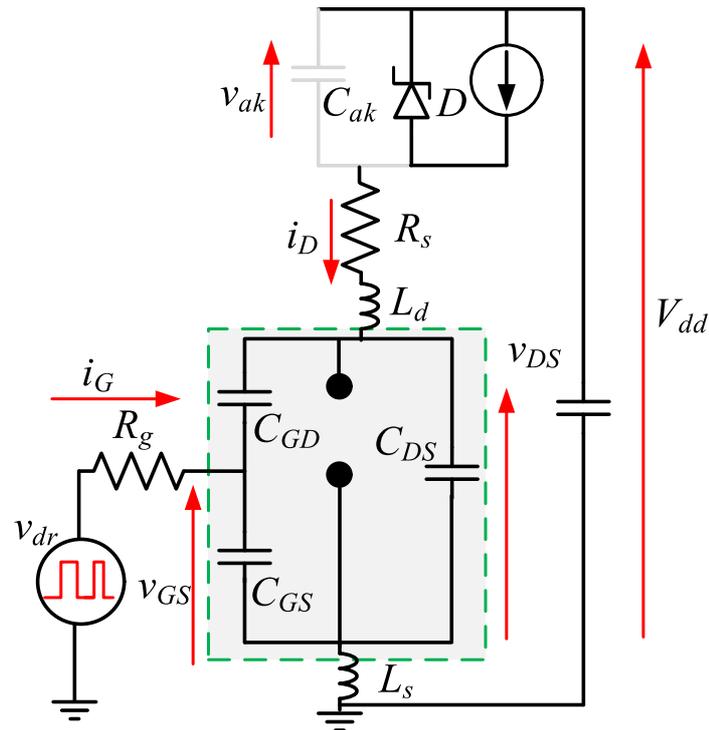
$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{GS} \\ \dot{i}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_{iss} \\ -1/L_s & -R_g/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GS} \\ i_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ V_{gg(on)}/L_s \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Depois de resolver as equações (4.3) e (4.4) no MATLAB[®] fazendo $V_{dr(on)} = V_{dr(on)}$ e as condições iniciais $v_{GS}(0) = V_{dr(off)}$ e $i_G(0) = 0$, os parâmetros v_{GS} e i_G para esse

subperíodo podem ser encontrados. A Figura 49 exhibe o circuito equivalente para este subperíodo.

$$\frac{di_G}{dt} = -\frac{v_{GS}}{L_s} - \frac{R_g \cdot i_G}{L_s} + \frac{V_{dr(on)}}{L_s} \quad (4.7)$$

Figura 49 – Circuito equivalente do subperíodo 1.



Fonte: Adaptado de Ahmed, Todd e Forsyth (2017).

b) Subperíodo 2 (tempo de subida de corrente – t_{ir}) (Figura 48b e Figura 50). O superíodo 2 é representado pelo circuito equivalente da Figura 50. É o tempo necessário para v_{GS} atingir V_{pl} (tensão de platô) a partir de V_{th} . Sendo $V_{pl} = I_{dd}/g_m + V_{th}$. Como o MOSFET está na região de saturação, a sua corrente de canal será diretamente proporcional a diferença de tensão ($v_{GS} - V_{th}$). Além disso, a tensão v_{DS} diminui nesse estágio em razão da taxa de variação de corrente di/dt nas indutâncias L_d e L_s . A tensão dreno-fonte nesse subperíodo pode ser definida matematicamente em (4.8) como:

$$v_{DS} = V_{dd} - L_{sd} \cdot \frac{di_D}{dt} - R_s \cdot i_D \quad (4.8)$$

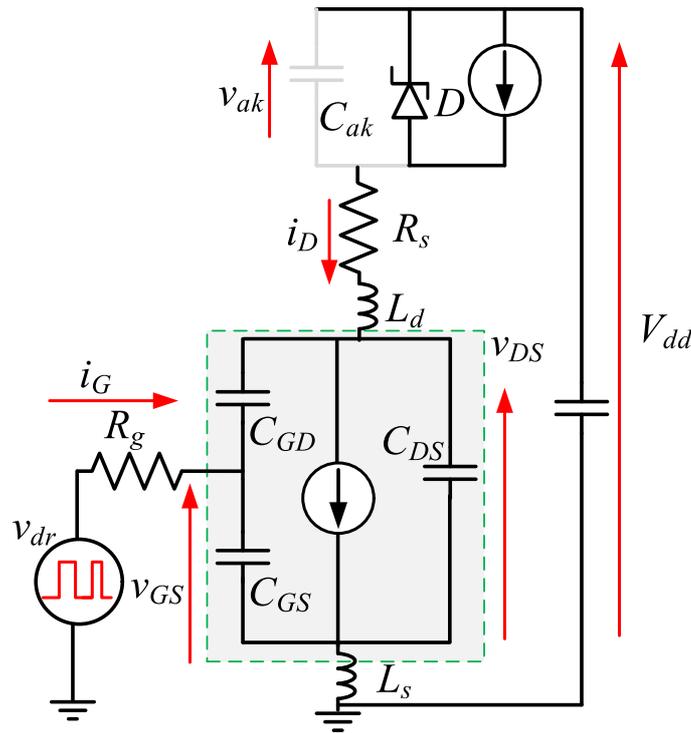
em que $L_{sd} = L_s + L_d$. A corrente de dreno pode ser encontrada pela combinação da

corrente do canal e da corrente na capacitância de saída, resultando em (4.9):

$$i_D = g_m \cdot (v_{GS} - V_{th}) + C_{oss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \quad (4.9)$$

De modo a simplificar o modelo, o impacto da corrente i_G na indutância L_s pode ser desprezado assumindo que i_G é muito menor que a corrente de dreno i_D , resultando em:

Figura 50 – Circuito equivalente do subperíodo 2.



Fonte: Adaptado de Ahmed, Todd e Forsyth (2017).

$$R_g \cdot i_G = V_{dr(on)} - v_{GS} - L_s \frac{di_D}{dt} \quad (4.10)$$

Finalmente, o conjunto de equações de estado que forma o sistema correspondente a esse subperíodo é derivado das equações. Além disso, esse subperíodo terá duração do momento em que a tensão v_{GS} atingiu o valor da tensão V_{th} até o momento em que a tensão v_{GS} atinge o Plateau de Miller, V_{pl} . Com isso, espera-se que a corrente de dreno i_D tenha atingido o valor da corrente de carga, I_{dd} , ao fim desse subperíodo.

Nesse subperíodo a corrente de recuperação reversa no diodo pode ser desprezada pelas características de recuperação reversa do diodo Shottky. Portanto, assume-se que a corrente de dreno atinja a corrente de carga ao fim desse estágio.

Considerando as equações (4.1), (4.2) e (4.8)–(4.10), o conjunto de equações de estado para (\mathbf{A}_1) pode ser expresso por:

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{u}_1 \quad (4.11)$$

em que $\mathbf{x}_1 = [v_{GS}, v_{DS}, i_D, \dot{i}_D]^T$. A representação completa da matriz é definida em (4.12):

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{GS} \\ \dot{v}_{DS} \\ \dot{i}_D \\ \ddot{i}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(a_1 + a_2) & a_3 & a_4 & 0 \\ -b_1 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -d_1 & 0 & -d_2 & -d_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GS} \\ v_{DS} \\ i_D \\ \dot{i}_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 + u_2 + u_3 \\ v_1 \\ 0 \\ -w_1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

em que $a_1 = 1/(R_g C_{iss})$; $a_2 = g_m C_{GD}/(C_{iss} C_{oss})$; $a_3 = L_s/(R_g C_{iss} L_{sd})$; $a_4 = C_{GD}/(C_{iss} C_{oss})$; $b_1 = g_m/C_{oss}$; $b_2 = 1/C_{oss}$; $d_1 = g_m/(C_{oss} L_{sd})$; $d_2 = 1/(C_{oss} L_{sd})$; $d_3 = R_s/L_{sd}$; $u_1 = V_{g(in)}/R_g C_{iss}$; $u_2 = g_m V_{th} C_{GD}/(C_{iss} C_{oss})$; $u_3 = (R_s L_s - V_{dd} L_s)/(R_g C_{iss} L_{sd})$; $v_1 = g_m V_{th}/C_{oss}$; $w_1 = g_m V_{th}/(C_{oss} L_{sd})$

c) Subperíodo 3 (tempo de descida de tensão – t_{fu}) (Figura 48b e Figura 51): É o tempo necessário para v_{DS} atingir $V_{ds(on)}$. Neste estágio, a tensão dreno-fonte cai abruptamente. Ademais, as capacitâncias de junção (C_{DS} e C_{GS}) do MOSFET são descarregadas, enquanto a capacitância de junção C_{ak} é carregada conforme o circuito equivalente ilustrado na Figura 51.

As equações que regem esse subperíodo são representadas em (4.13) e (4.14):

$$\frac{dv_{ak}}{dt} = \frac{1}{C_{ak}} \cdot (i_D + I_{dd}) \quad (4.13)$$

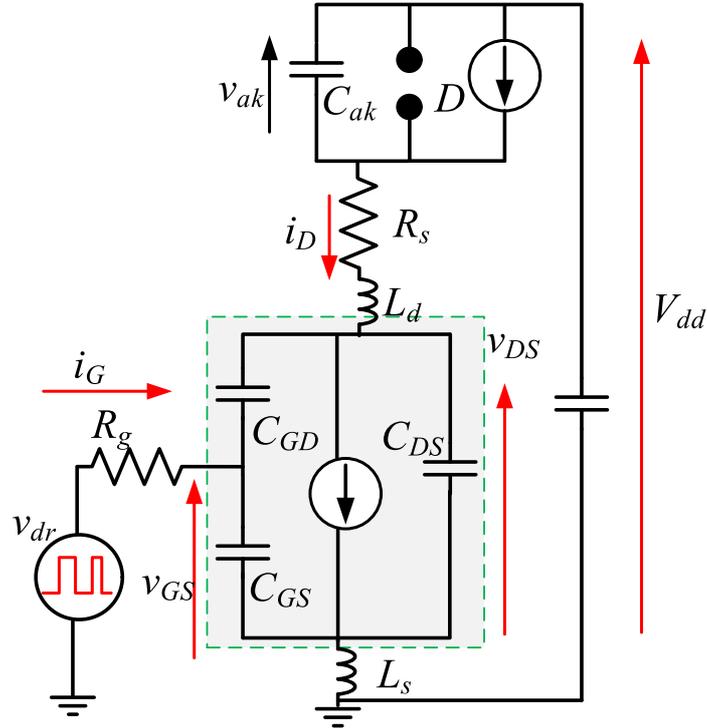
$$V_{dd} - L_{sd} \frac{di_D}{dt} - v_{ak} - R_s \cdot i_D = v_{DS} \quad (4.14)$$

Analogamente, as equações de estado (\mathbf{A}_2) para esse estágio são obtidas usando (4.1), (4.2) e (4.9) a (4.14).

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{GS} \\ \dot{v}_{DS} \\ \dot{i}_D \\ \ddot{i}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(a_1 + a_2) & 0 & a_4 & -a_5 \\ -b_1 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ d_1 & 0 & -d_4 & -d_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GS} \\ v_{DS} \\ i_D \\ \dot{i}_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 + u_2 \\ v_1 \\ 0 \\ w_2 - w_1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

em que $a_5 = L_s/R_g C_{iss}$; $d_4 = (C_{ak} + C_{oss})/C_{ak} C_{oss} L_{sd}$; $w_2 = I_{dd}/(C_{ak} L_{sd})$

Figura 51 – Circuito equivalente do subperíodo 3.



Fonte: Adaptado de Ahmed, Todd e Forsyth (2017).

d) Subperíodo 4 (período de oscilação – t_{ring}) (Figura 48b e Figura 52): É aproximadamente o tempo para v_{GS} atingir $V_{dr(on)}$ a partir de $v_{GS}(t_3)$. Como o MOSFET está na região ôhmica, a corrente de dreno pode ser expressa por (4.16):

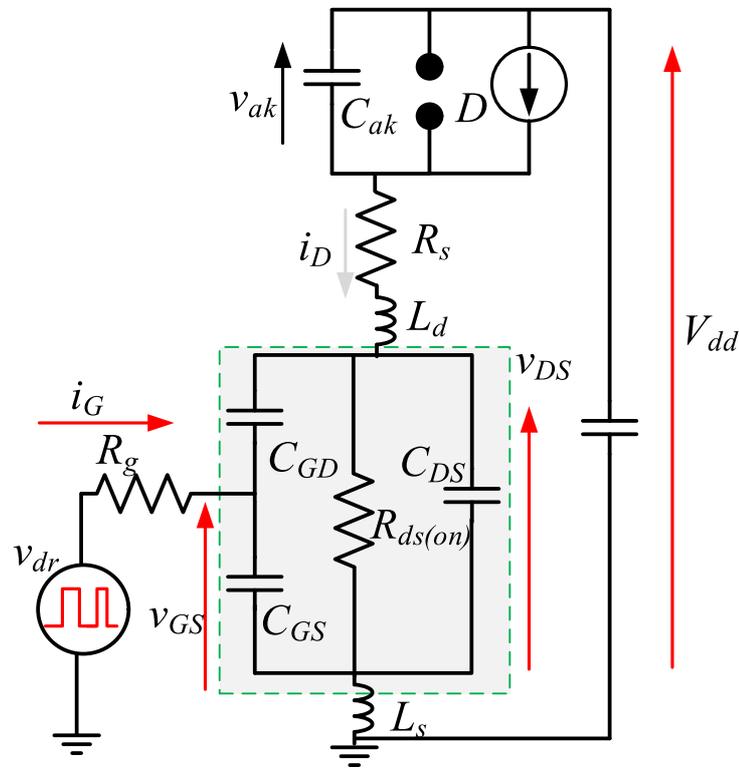
$$\frac{v_{DS}}{R_{ds(on)}} + C_{oss} \frac{dv_{DS}}{dt} = i_D \quad (4.16)$$

Novamente, as equações de estado (\mathbf{A}_3) para esse subperíodo são encontradas empregando (4.1), (4.2), e (4.10) a (4.16).

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{GS} \\ \dot{v}_{DS} \\ \dot{i}_D \\ \ddot{i}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_4/R_{ds(on)} & a_4 & -a_5 \\ -b_2/R_{ds(on)} & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & d_2/R_{ds(on)} & -(d_2 + d_5) & -d_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{GS} \\ v_{DS} \\ i_D \\ \dot{i}_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 \\ 0 \\ 1 \\ w_2 \end{bmatrix}$$

em que $d_5 = C_{ak}/L_{sd}$.

Figura 52 – Circuito equivalente do subperíodo 4.



Fonte: Adaptado de Ahmed, Todd e Forsyth (2017).

4.2.2 Modelagem do transitório de saída em condução *turn-off*

De forma análoga, é obtida a modelagem para o período *turn-off*, porém ocorre de ordem inversa da entrada em condução. Desse modo, as equações de estado, relativas a esse período, podem ser derivadas de maneira similar. Esse período inicia-se com a transição da tensão do circuito de acionamento de $V_{dr(on)}$ para $V_{dr(off)}$, essa mudança faz com que as capacitâncias de entrada C_{GS} e C_{GD} se descarreguem. As seguintes considerações são feitas: $V_{dr} = V_{dr(off)}$ e as condições iniciais $v_{GS(0+)} = V_{dr(on)}$ e $i_G(0+) = 0$.

Finalmente, superíodo 4 de *turn-off* (período de ressonância) são adotadas considerações diferentes do período de *turn-on*. Nesse subperíodo, o MOSFET opera na região de corte e sua capacitância de saída, C_{oss} entra em ressonância com as indutâncias parasitas do circuito. Desta forma, a corrente de dreno pode expressa por

$$i_D = C_{oss} \cdot \frac{dv_{DS}}{dt} \quad (4.17)$$

4.3 IMPLEMENTAÇÃO NUMÉRICA DO MODELO NO *SOFTWARE* MATLAB

Nesta seção, detalham-se as ferramentas de *software* implementadas para solução numérica das perdas por comutação usando as equações de estados desenvolvidas na seção anterior.

Em suma, as ferramentas implementadas para estimar as perdas por comutação objetivam:

- a) permitir a caracterização teórica simples e "exata" de qualquer dispositivo MOSFET, a partir da aquisição direta dos dados disponibilizados nos catálogos dos fabricantes;
- b) generalizar a metodologia implementada para qualquer dispositivo semicondutor;
- c) automatizar as simulações do conversor em várias condições de operação e, com base nos resultados destas simulações, gerar gráficos de perdas em função da frequência de comutação;
- d) executar todas as rotinas de perdas nos semicondutores em ambiente MATLAB®, dispensando assim a necessidade do uso de outros programas de simulação para esse fim.

É importante ressaltar que ferramentas com funções similares estão disponíveis no mercado em outros ambientes de simulação. Por exemplo, os programas PSIM (*Powersim Inc.*) e PLECS (*Plexim*) já permitem em pacotes com bibliotecas suplementares a inclusão das curvas e dados dos dispositivos simulados. Com base nesses dados, as perdas e as temperaturas são calculadas.

A Figura 53 mostra um fluxograma explicitando o processo de solução no *software* MATLAB®. Inicialmente, as equações diferenciais obtidas anteriormente são dispostas em forma de equação de estado. Em seguida, o conjunto de equações é resolvido usando uma função no MATLAB® via função o "ode45". Essa função retorna um vetor de tempo e vetores da solução das variáveis obtidas pelas equações de estado. Esses vetores são limitados a cada etapa de acordo com as condições impostas. Ao atingir os limites estabelecidos para cada subperíodo, os valores finais são, então, usados no cálculo da próxima etapa. A Tabela 11 mostra os subperíodos e as principais condições de parada. Além disso, o algoritmo prevê a inclusão das não linearidades das capacitâncias parasitas tanto do MOSFET como do diodo, ambos em função da tensão aplicado ao dispositivo. Além disso, é importante enfatizar que durante os subintervalos em que a tensão drenofonte apresenta variação abrupta (altas ocorrências de $d_v = d_t$), ou seja, o subperíodo 3, é necessário discretizar as capacitâncias parasitas, C_{iss} , C_{oss} e C_{rss} . Essas rápidas variações ocorrem devido à característica não linear das capacitâncias parasitas do dispositivo. Finalmente, após o cálculo de todas as etapas de transição, o comportamento da corrente

de dreno e da tensão de dreno-fonte podem ser obtidas pela junção de todas as soluções dos respectivos intervalos. Assim, as energias relacionadas as perdas por comutação E_{on} e E_{off} , podem ser computadas pela integração dos sinais de $i_D(t)$ e $v_{DS}(t)$.

Tabela 11 – Etapas processuais do método de cômputo de perdas

| Etapa | Subperíodo | Condição de parada |
|---------|----------------------------|---------------------------|
| Etapa 1 | Atraso <i>turn-on</i> | $v_{GS} \geq V_{th}$ |
| Etapa 2 | Subida de corrente i_D | $v_{GS} \geq V_{pl}$ |
| Etapa 3 | Descida de tensão v_{DS} | $v_{DS} \leq V_{ds(on)}$ |
| Etapa 4 | Atraso de <i>turn-off</i> | $v_{GS} \leq V_{pl}$ |
| Etapa 5 | Subida de tensão v_{DS} | $v_{DS} \geq V_{dd}$ |
| Etapa 6 | Descida de corrente i_D | $v_{GS} \leq V_{th}$ |
| Etapa 7 | Ressonância | $v_{GS} \leq V_{dr(off)}$ |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

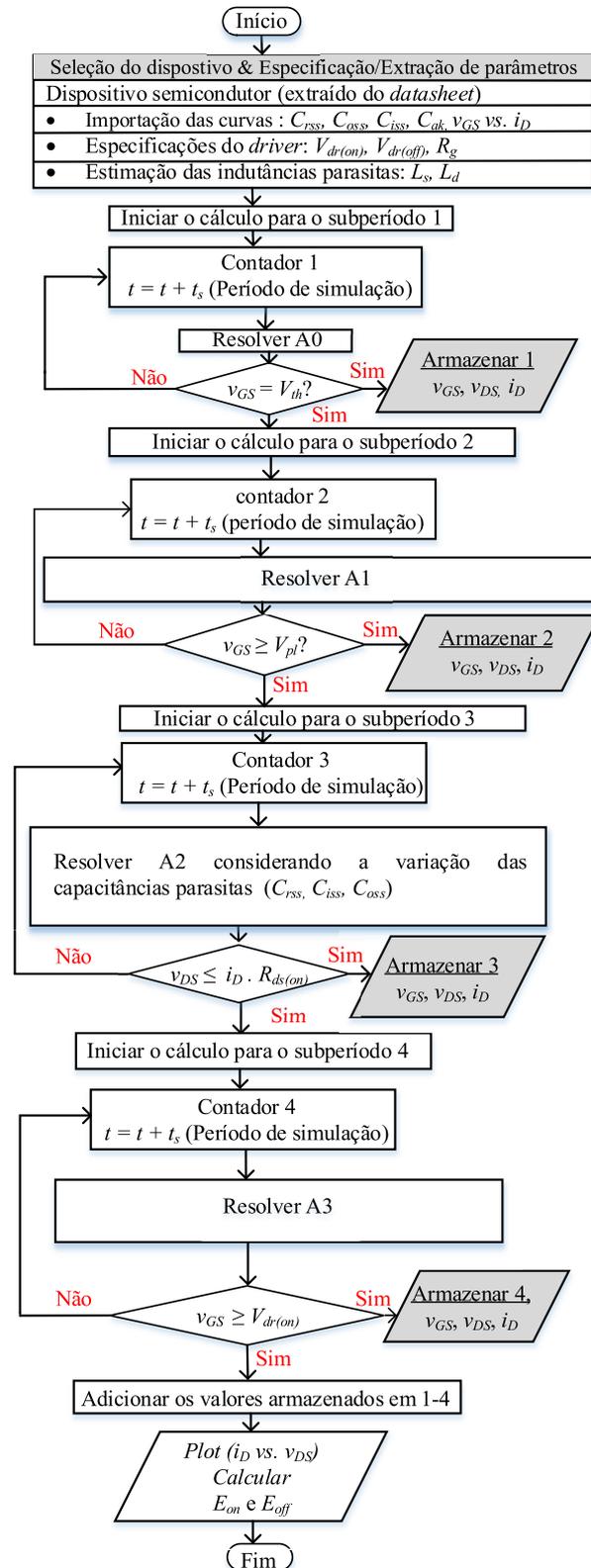
4.4 CARACTERIZAÇÃO TEÓRICA DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS

Nessa seção é descrito o processo de digitalização das capacitâncias parasitas dos MOSFETs de potência. Neste ponto, cabe salientar que o método proposto por (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) sugere aproximar as curvas de capacitância usando uma função linear, mas essa relação não representa a corrente de canal em baixos níveis de corrente. Deste modo, o método proposto por Ahmed, Todd e Forsyth (2017) não é adequado para descrever o comportamento de transitórios *turn-on* e *turn-off* em baixas correntes de carga. Sendo assim, neste trabalho, sugere-se importar as curvas de capacitância e usar um processo de digitalização.

Os fabricantes dos MOSFETs de potência, via de regra, apresentam as curvas características das capacitâncias C_{rss} , C_{iss} e C_{oss} em função da tensão dreno-fonte em figuras, em um catálogo em formato “.pdf”. Para fins de caracterização teórica destes dispositivos, portanto, estes dados devem ser extraídos destas figuras. Para tanto, uma ferramenta em MATLAB®, aqui referida como "digitize.m", foi utilizada.

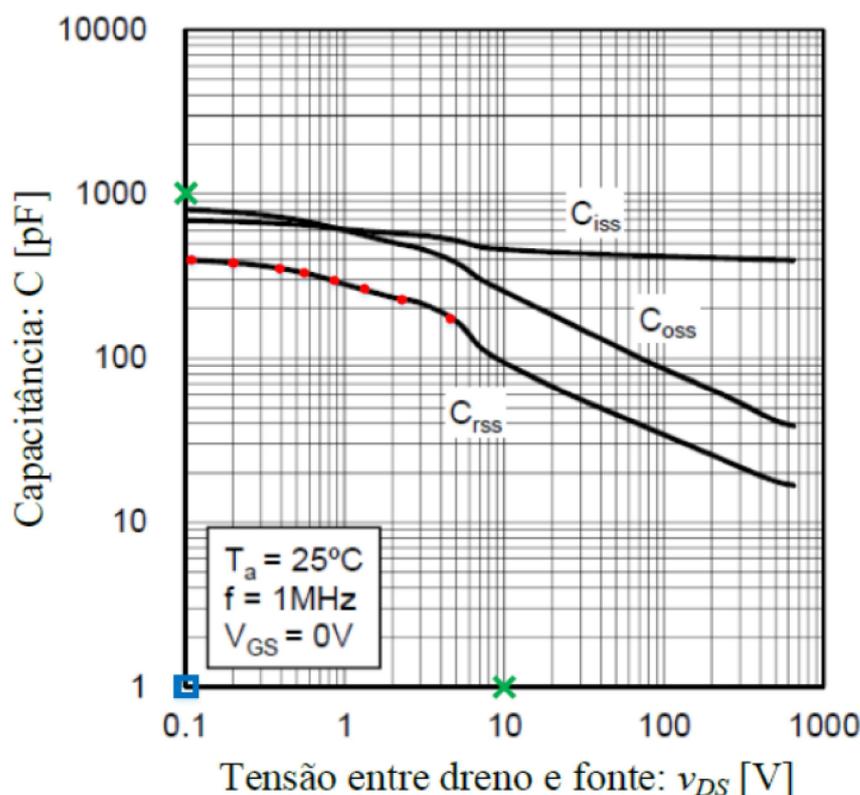
Com esta ferramenta, o usuário importa a figura com cada curva em imagem no formato “.bmp”, “.jpg” ou “.png”, entra com as coordenadas mínimas (quadrado azul) e máximas (cruz verde) e inicia a aquisição “ponto a ponto” da curva (círculos vermelhos), conforme é ilustrado na Figura 54. Ao fim da aquisição, o programa converte as coordenadas em pixels para numéricas. Gráficos com eixos em escala linear e logarítmica nas abscissas e/ou nas ordenadas são interpretados.

Algumas correções nas curvas podem ser aplicadas, como, por exemplo, a adição do ponto com coordenada (0; 0) às curvas de capacitâncias em função da tensão dreno-fonte.

Figura 53 – Fluxograma de cálculo de *turn-on*.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor (2020).

Figura 54 – Exemplo de digitalização da capacitância C_{rss} a partir do gráfico capacitância típica *vs.* tensão entre dreno e fonte - MOSFET SiC SCT3120AL (ROHM SEMICONDUCTION, 2018).



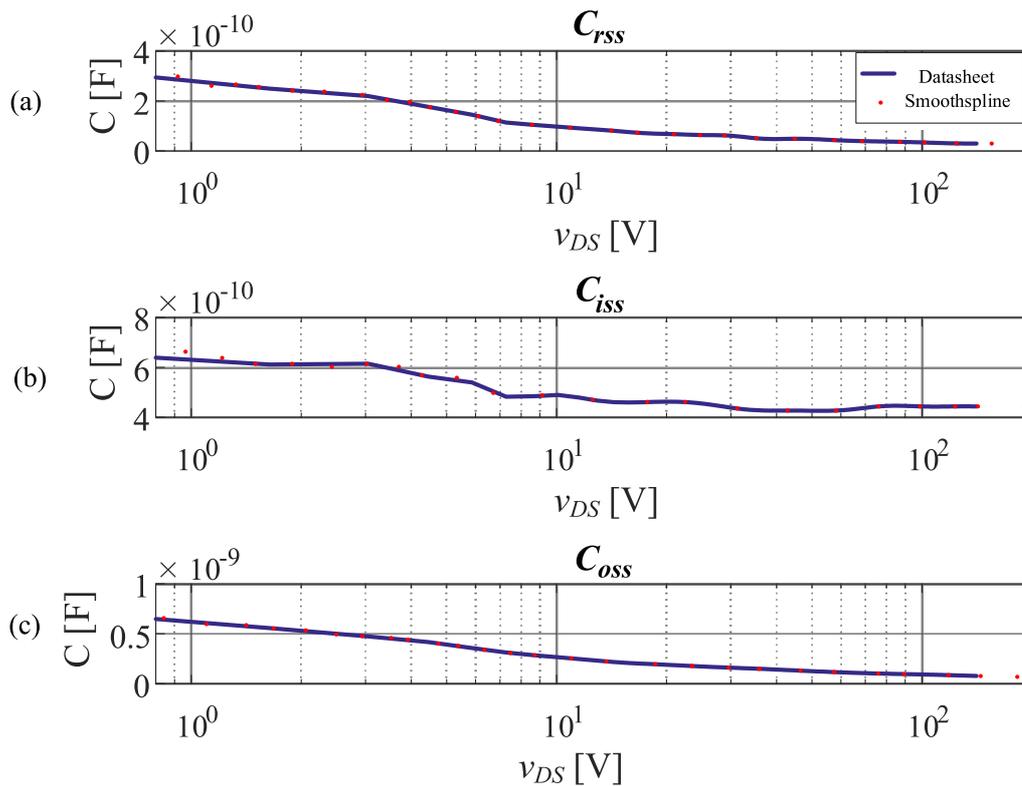
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Além disso, é possível extrapolar os dados da curva em regiões indefinidas nas folhas de dados – como se nota, por exemplo, nos gráficos da Figura 54. Para tanto, a função de interpolação numérica com o método *smoothspline*, disponível na biblioteca do MATLAB®, é adotada para estimar a trajetória dos pontos no intervalo entre (0; 0) e o primeiro ponto dado na curva. A opção por este método foi baseada na análise do padrão típico das curvas de capacitância e na inspeção dos resultados da interpolação por outros métodos pré-definidos na biblioteca do MATLAB®. De fato, como o método *smoothspline* torna contínuas as derivadas primeiras e segundas dos pontos interpolados, os pontos seguem uma trajetória “suave”, mais próxima do padrão mais provável.

Por fim, o usuário pode salvar os dados da aquisição (já com a correção) em um arquivo “.txt”, com vetores de abscissas e ordenadas dispostos em linhas. Este formato de arquivo é legível nos programas implementados para cálculos de perdas. Ao salvar o arquivo, o programa exhibe, no *workspace* do MATLAB®, uma sugestão de código para que o usuário acesse o arquivo “.txt”, importe os dados, efetue a interpolação entre os

pontos e gere um gráfico com os pontos originais da aquisição e com os calculados pela rotina de interpolação sugerida. A Figura 55 mostra aplicação do recurso de digitalização supracitado nas capacitâncias parasitas do MOSFET, isto é, C_{rss} , C_{iss} e C_{oss} , juntamente com o processo de interpolação *smoothspline*.

Figura 55 – Capacitâncias parasitas do MOSFET SiC (SCT3120AL) (a) C_{rss} , (b) C_{iss} e (c) C_{oss} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.5 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO MÉTODO DE ESTIMATIVA DAS PERDAS

Diante da imprecisão e incerteza dos parâmetros obtidos na folha de dados do componente, torna-se necessário avaliar a influência destes parâmetros na determinação das perdas por comutação nos dispositivos MOSFETs. Assim, essa seção demonstra a sensibilidade relativa do método de estimativa das perdas por comutação em MOSFET, com relação as diferentes fontes de incertezas variando-as de acordo com intervalos específicos. A análise utiliza dois MOSFETs, a saber: IRF840 e SCT3120AL(SiC), conforme é ilustrado na Tabela 12. De acordo com a Tabela 12, constata-se que os parâmetros resistência de porta, a tensão de limiar e a transcondutância foram extraídos diretamente da folha de

dados dos dispositivos, enquanto os valores de indutância de dreno e indutância de fonte foram considerados duas vezes o valor medido como maior valor.

As indutâncias parasitas L_s e L_d são fortemente dependentes do *layout* da PCB e do arranjo físico dos componentes, bem como da ligação dos terminais. Normalmente, as indutâncias parasitas são criadas por laços no caminho de comutação, bem como na conexão entre o *driver* e o dispositivo. Neste trabalho, os valores das indutâncias parasitas foram medidas usando o medidor LCR Agilent E4980A e os valores se mostraram próximos aos adotados nas referências (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) e (STUECKLER; VECINO, 2013).

Tabela 12 – Faixa de valores dos parâmetros avaliados

| MOSFET | L_d [nH] | L_s [nH] | g_{fs} [S] | V_{th} [V] | $R_{g(ext)}$ [Ω] |
|------------|------------|------------|--------------|--------------|---------------------------|
| SCT3120AL | 0 – 40 | 0 – 10 | 0.5 – 5.6 | 2.7 – 5.6 | 10 – 15 |
| Valor base | 20 | 5 | 2.7 | 4.15 | 10 |
| IRF840 | 0 – 40 | 0 – 10 | 4 – 9 | 2 – 4 | 10 – 15 |
| Valor base | 20 | 5 | 4,5 | 3 | 10 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Cada parâmetro da Tabela 12 é então normalizado de acordo com seu respectivo valor base como se segue:

$$\bar{X}_{norm} = \frac{X}{X_b}, \quad (4.18)$$

sendo que X representa o valor variado, X_b é o valor base do parâmetro e \bar{X}_{norm} é o valor normalizado. A sensibilidade relaciona a influência que as incertezas dos parâmetros de entrada do MOSFETs causam no cálculo das perdas por comutação. Assim, o cálculo da sensibilidade relativa (X_{sens}) pode ser expresso como:

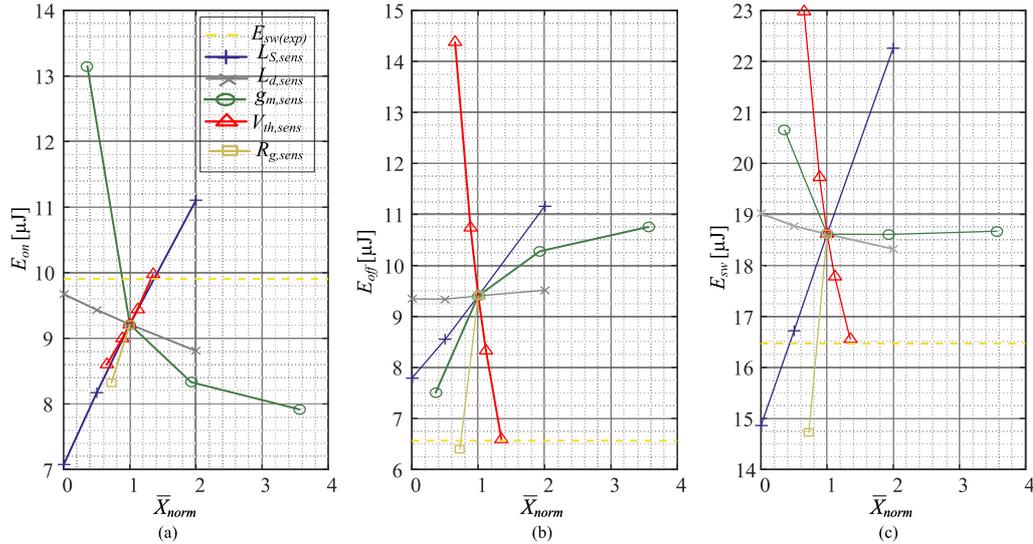
$$X_{sens} = \frac{(E_{max} - E_{min})/E_{base}}{\bar{X}_{norm(max)} - \bar{X}_{norm(min)}}, \quad (4.19)$$

sendo que E_{max} e E_{min} são os valores máximos e mínimos das característica de comutação, respectivamente; $\bar{X}_{norm(max)}$ e $\bar{X}_{norm(min)}$ são os valores máximos e mínimos dos parâmetros normalizados e E_{base} é o valor da característica de comutação em X_b . É importante destacar que E_{base} é usado para normalizar os valores das características de comutação (X_{sens} deve ser adimensional).

As Figuras 56, 57 e 58 explicitam as curvas de sensibilidade relativa para o MOSFET SiC (SCT3120AL) em condições diferentes de operação, 150 V/2A; 150V/10A e 300V/1A,

respectivamente, com intuito de analisar a influência dos parâmetros de entrada. É importante destacar que, para a avaliação das perdas de um determinado parâmetro, os demais são mantidos constantes e equivalentes ao seu valor típico.

Figura 56 – Análise de sensibilidade das energias de comutação relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/2A para $T_j = 25^\circ\text{C}$
 $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

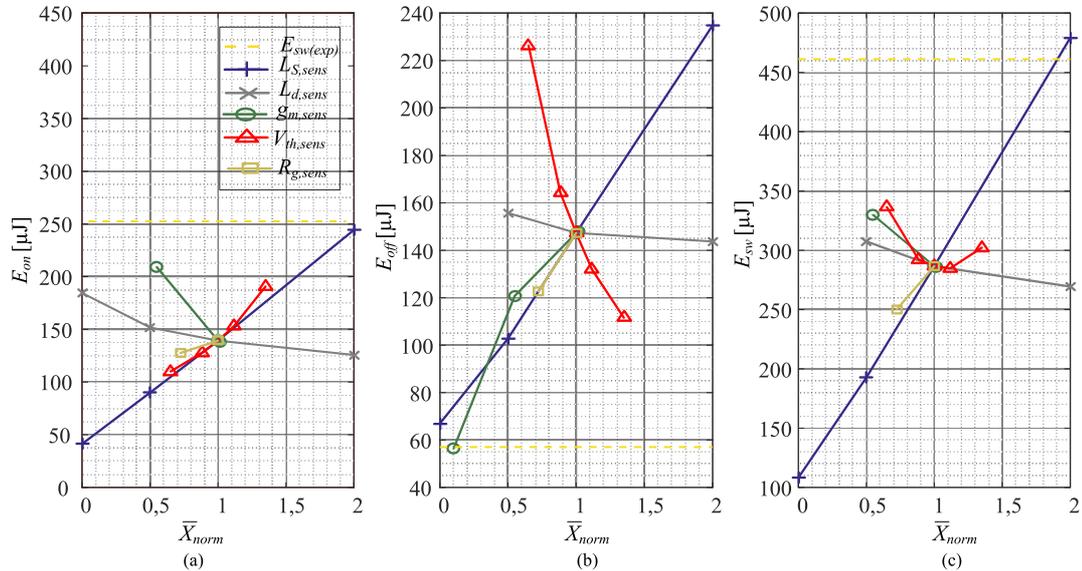
Os resultados da Tabela 13 e das Figuras 56, 57 e 58 evidenciam quais parâmetros apresentam maior efeito nas características de comutação do dispositivo MOSFET.

Tabela 13 – Sensibilidade normalizada das energias de comutação para o MOSFET SCT3120AL para $T_j = 25^\circ\text{C}$.

| Condições | Característica | Parâmetros variados | | | | |
|-----------|----------------|---------------------|--------------|--------------|--------------|---------------|
| | | $R_{g,sens}$ | $g_{m,sens}$ | $L_{d,sens}$ | $L_{s,sens}$ | $V_{th,sens}$ |
| 150 V-2A | E_{on} | 0,35 | 0,18 | 0,05 | 0,22 | 0,21 |
| | E_{off} | 1,15 | 0,11 | 0,01 | 0,18 | 1,19 |
| | E_{sw} | 0,75 | 0,03 | 0,02 | 0,2 | 0,49 |
| 150 V-10A | E_{on} | 0,3 | 0,56 | 0,21 | 0,73 | 0,83 |
| | E_{off} | 0,6 | 0,68 | 0,04 | 0,57 | 1,11 |
| | E_{sw} | 0,46 | 0,17 | 0,07 | 0,65 | 0,26 |
| 300 V-1A | E_{on} | 0,23 | 0,04 | 0,01 | 0,09 | 0,11 |
| | E_{off} | 2,01 | 0,03 | 0,01 | 0,1 | 2,22 |
| | E_{sw} | 0,7 | 0,02 | 0,01 | 0,09 | 0,5 |

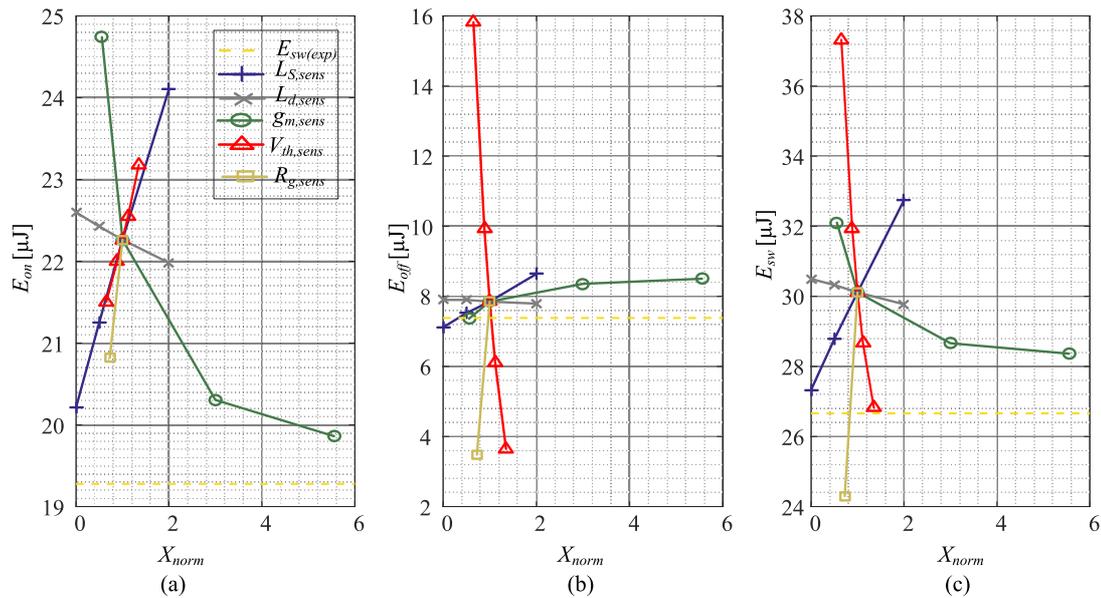
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 57 – Análise de sensibilidade das energias de comutação relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/10A para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

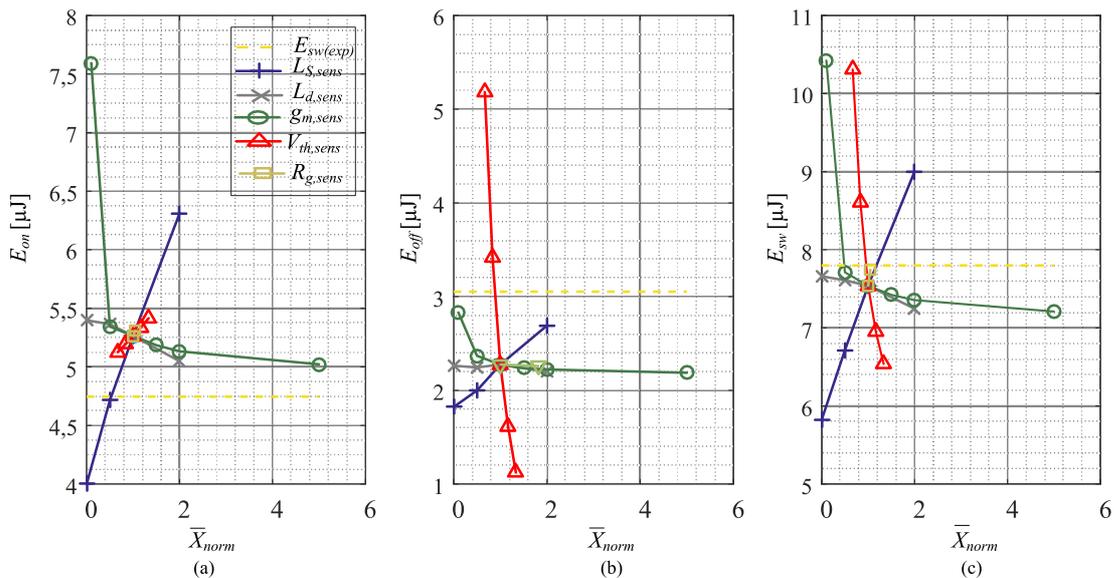
Figura 58 – Análise de sensibilidade das energias de comutação relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 300 V/1 A para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

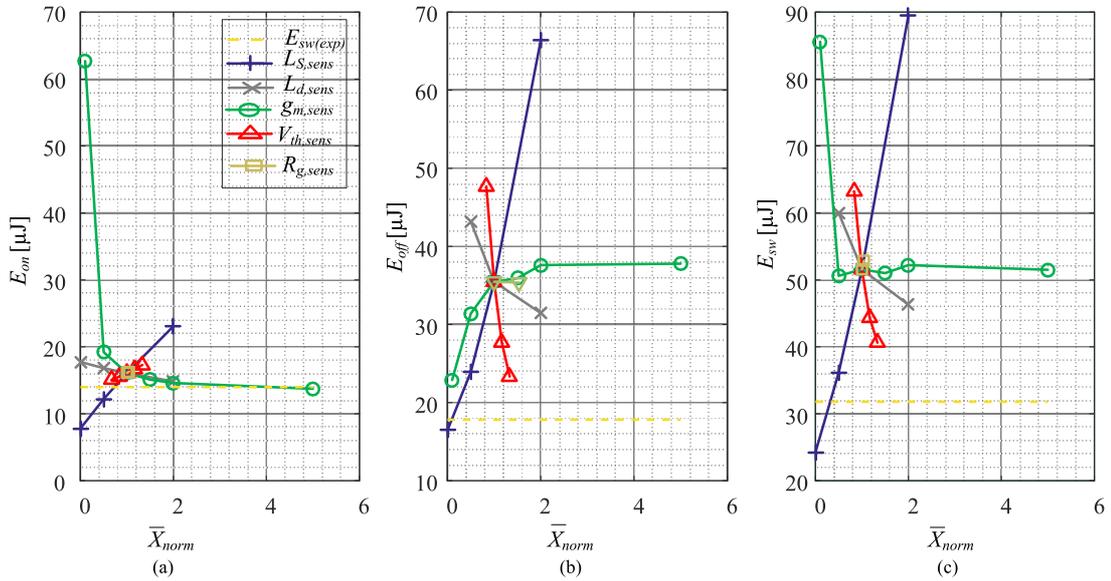
Os valores de energia são afetadas, principalmente pela tensão de limiar, transcondutância e indutância de fonte. Nesta perspectiva, torna-se indispensável a determinação desses parâmetros de forma mais acurada. É importante elucidar que os parâmetros supracitados são normalmente dados para condições de teste específicas. O valor da tensão de limiar, tem seus valores dados para condição mínima, típica e máxima definidos na folha de dados dos fabricantes. Pode-se afirmar pela Figura 57 que a sensibilidade na condição de 150 V/2A apresenta maior sensibilidade para os parâmetros $L_{s,sens} = 0,22$ e $V_{th,sens} = 0,21$, respectivamente. Por outro lado, durante o *turn-off* a sensibilidade de $V_{th,sens}$ é bem superior assumindo o valor de 1,19. A sensibilidade relativa é menos evidente na transcondutância e da indutância de dreno, sendo cerca de 16 vezes menor. Novamente, a maior sensibilidade de L_s e V_{th} ocorre para as outras condições de teste realizadas. Com o intuito de generalizar a análise de sensibilidade foi escolhido um MOSFET com características físicas diferentes para realizar o estudo. As Figuras 59, 61 e 60 mostram a sensibilidade para o MOSFET de potência IRF840 para diferentes níveis de tensão e corrente. Novamente, os parâmetros analisados são a transcondutância, a resistência total de porta, as indutâncias de dreno e de fonte e a tensão de limiar, com maior influência dos dois últimos parâmetros. Os valores de sensibilidade para o MOSFET IRF840 são sumarizados na Tabela 14.

Figura 59 – Análise de sensibilidade das energias de comutação em relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/1A do MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} .



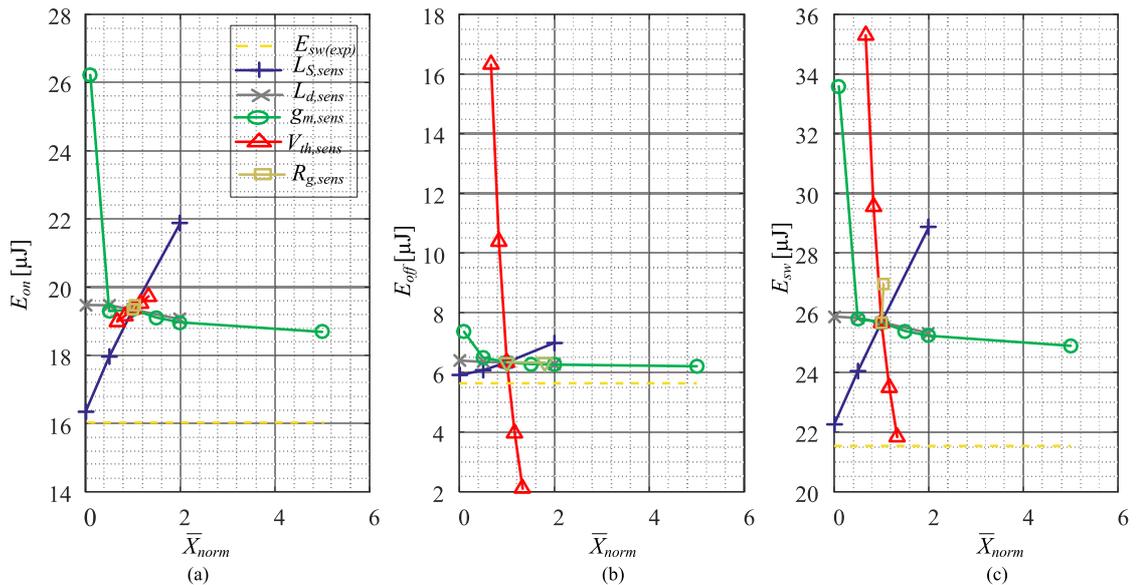
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 60 – Análise de sensibilidade das energias de comutação em relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 150 V/4A do MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 61 – Análise de sensibilidade das energias de comutação em relação à variação dos parâmetros de entrada na condição 300 V/1A do MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) E_{on} , (b) E_{off} e (c) E_{sw} .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Tabela 14 – Sensibilidade normalizada das energias de comutação para o MOSFET IRF840 para $T_j = 25^\circ\text{C}$.

| Condições | Característica | Parâmetros variados | | | | |
|-----------|----------------|---------------------|--------------|--------------|--------------|---------------|
| | | $R_{g,sens}$ | $g_{m,sens}$ | $L_{d,sens}$ | $L_{s,sens}$ | $V_{th,sens}$ |
| 150 V-1A | E_{on} | 0,19 | 0,1 | 0,03 | 0,22 | 0,08 |
| | E_{off} | 1,52 | 0,06 | 0,02 | 0,19 | 2,68 |
| | E_{sw} | 0,59 | 0,09 | 0,03 | 0,21 | 0,75 |
| 150 V-4A | E_{on} | 0,27 | 0,62 | 0,09 | 0,47 | 0,21 |
| | E_{off} | 0,67 | 0,09 | 0,17 | 0,7 | 1,03 |
| | E_{sw} | 0,54 | 0,14 | 0,13 | 0,63 | 0,66 |
| 300 V-1A | E_{on} | 0,16 | 0,08 | 0,01 | 0,14 | 0,06 |
| | E_{off} | 3,87 | 0,04 | 0,01 | 0,09 | 3,36 |
| | E_{sw} | 1,07 | 0,07 | 0,01 | 0,13 | 0,79 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.6 METODOLOGIA ALTERNATIVA PARA CALCULAR A TENSÃO DE LIMIAR USANDO APENAS A FOLHA DE DADOS DO DISPOSITIVO

Como demonstrado anteriormente pela análise da sensibilidade relativa, o parâmetro da tensão limiar tem papel substancial na determinação das perdas por comutação em transistores MOSFETs. Assim, a escolha de valores maiores ou menores para a tensão de limiar resultará no cruzamento dos sinais de corrente de dreno e tensão dreno-fonte em um ponto incorreto, o que prejudicará substancialmente o cômputo das perdas por comutação.

Durante as transições de comutação, o dispositivo MOSFET passa pelas regiões de corte e pela região de triodo e, finalmente, pela saturação. Nesta região de operação, a tensão de limiar é uma função da corrente de dreno do MOSFET (PERRET, 2013), e pode ser expressa por

$$i_D = K \cdot (v_{GS} - V_{th})^2 \quad (4.20)$$

sendo,

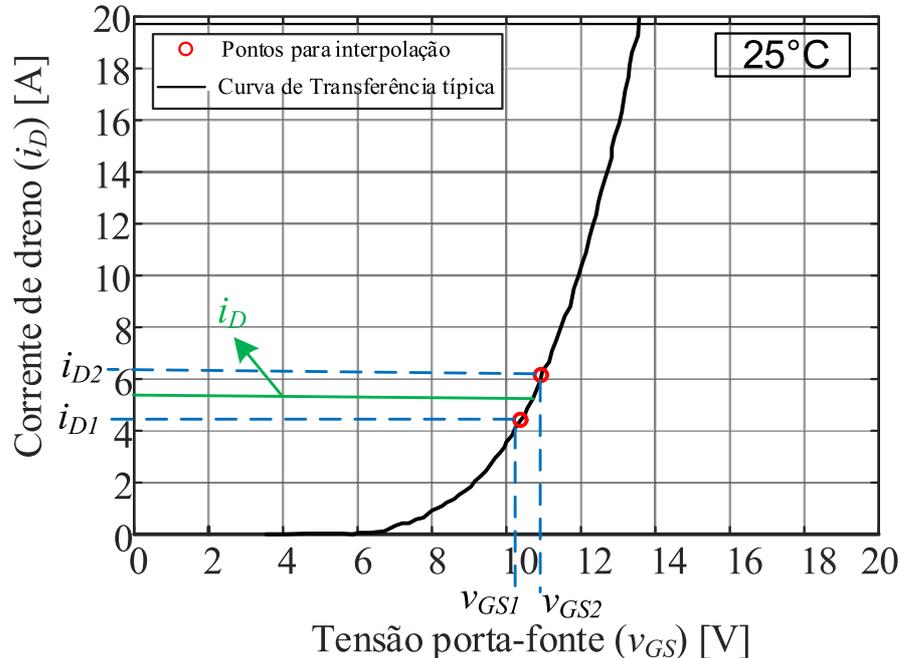
$$g_m = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{2L_{mos}} \quad (4.21)$$

em que C_{ox} é a capacitância de óxido do *gate* por unidade de área, W é a largura do canal e L_{mos} é o comprimento do canal, que está diretamente relacionado com a mobilidade dos portadores majoritários (μ_n). Essas informações construtivas usualmente não são

disponibilizadas pelos fabricantes. Dessa forma, deve-se recorrer a uma outra metodologia para cálculo analítico da tensão de limiar. Assim, uma metodologia alternativa deve ser usada para estimar V_{th} de maneira mais acurada usando a curva de transferência $v_{GS} \times i_D$.

Para exemplificar essa metodologia, a curva, $v_{GS} \times i_D$, obtida a partir da folha de dados do MOSFET SCT3120AL, a 25 °C, é ilustrado na Figura 62 (BALOGH, 2001). Neste ponto é importante destacar que normalmente é usado o valor típico para estimativa das perdas por comutação (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017). No entanto, de acordo com a folha de dados, o valor da tensão de limiar varia conforme é ilustrado na Figura 62. O gráfico mostra que a suposição simplificada realizada em (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) pode levar a níveis significativos de erro uma vez que o valor típico fornecido pela folha de dados do dispositivo corresponde a uma condição operacional específica, que não necessariamente representa a condição de teste em que o dispositivo está sendo empregado. Portanto, considerando a grande influência de V_{th} no cálculo das perdas, é necessário determinar este parâmetro com um procedimento mais adequado e que leva em conta a aplicação de suas especificidades. A metodologia alternativa utilizada para a extração do a tensão do limiar é baseada em (BALOGH, 2001).

Figura 62 – Curva de $v_{GS} \times i_D$ extraída do *datasheet* IRF840.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

As etapas a seguir resumem o processo de obtenção da tensão de limiar:

- Importar a curva de transferência usando um programa de *curve-fitting* (nesse trabalho foi usado a função "digitize.m" do programa MATLAB®);

Figura 63 – Código para obtenção de V_{th} usando a curva fornecida no *datasheet*.

```

Function [ $V_{th}$ ,  $V_{mil}$ ,  $g_m$ ] = getparam(MOSFET,  $I_{dd}$  )
 $idxgreater$  = find(trfs(:,2) >  $I_{dd}$ );
 $idxless$  = find(trfs(:,2) <  $I_{dd}$ );
 $I_{d1}$  = trfs(idxless(end),2);
 $V_{gs1}$  = trfs(idxless(end),1);
 $I_{d2}$  = trfs(idxgreater(1),2);
 $V_{gs2}$  = trfs(idxgreater(1),1);
 $V_{th}$  = ( $V_{gs1}$ *sqrt( $I_{d2}$ ) -  $V_{gs2}$ *sqrt( $I_{d1}$ ))/(sqrt( $I_{d2}$ ) - sqrt( $I_{d1}$ )); =0

```

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

- b) Definir a corrente de projeto, *i.e.*, a corrente de dreno, i_D ;
- c) Escolher dois pontos entre a corrente nominal e a corrente de dreno bem como as tensão de porta-fonte relacionadas as respectivas correntes;
- d) Selecionar as correntes de dreno correspondentes localizadas no eixo vertical do gráfico;
- e) Usar (4.22) e os valores das correntes (i_{D1}, i_{D2}) correspondentes a v_{GS1} e v_{GS2} , nesta ordem, para estimar o valor médio da tensão de limiar.

Portanto, a tensão de limiar média pode ser calculada por

$$V_{th} = \frac{v_{GS1} \cdot \sqrt{i_{D2}} - v_{GS2} \cdot \sqrt{i_{D1}}}{\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{i_{D1}}}. \quad (4.22)$$

Para estimar o valor de V_{th} de maneira automática foi desenvolvido o pseudocódigo, conforme é ilustrado na Figura 63.

É comum os fabricantes fornecerem duas curvas $i_D \times v_{GS}$ relacionado duas ou mais temperaturas diferentes. Portanto, a partir dessas curvas, é possível calcular o coeficiente de temperatura, k_T , que correlaciona a variação da tensão limiar em função da temperatura de acordo com

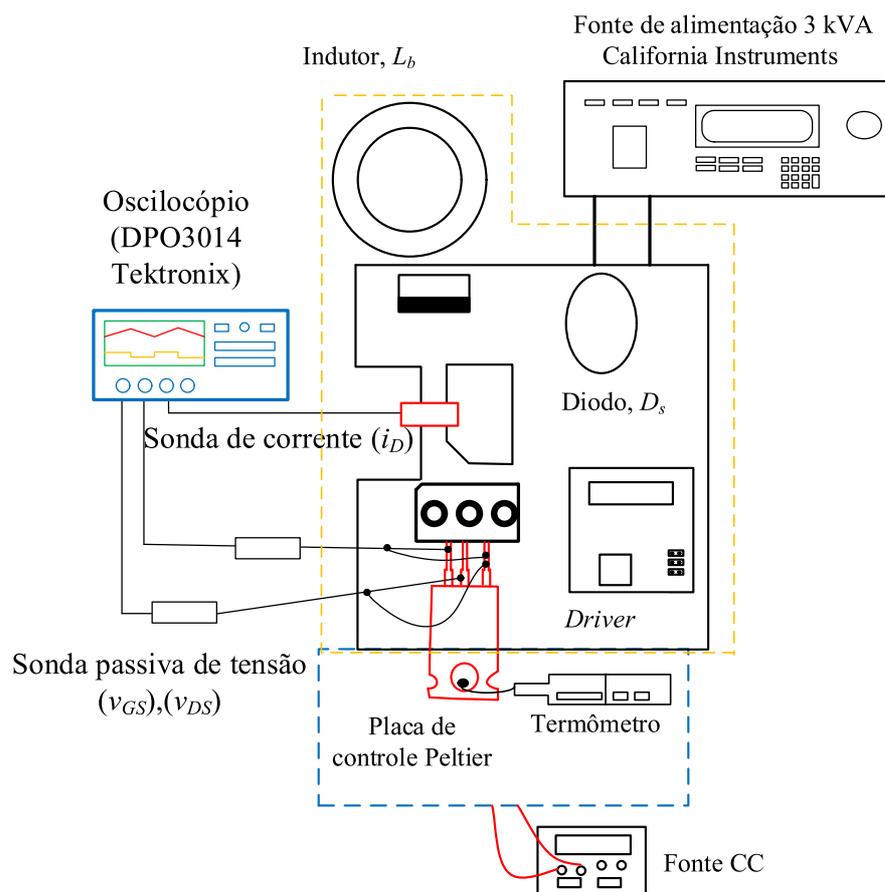
$$\frac{\Delta V_{th}}{\Delta T_k} = k_T. \quad (4.23)$$

Usando a equação eletrotérmica apresentada em (4.23), os efeitos de temperatura também podem ser levados em conta e incorporados no modelo, se desejado. Além disso, é possível notar que a tensão de limiar apresenta coeficiente negativo, pois seu valor reduz à medida que a temperatura aumenta.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

Para validação da metodologia proposta, foi desenvolvido um arranjo experimental conforme é mostrado na Figura 64.

Figura 64 – Arranjo experimental para caracterização do DUT em diferentes temperaturas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020.)

Este experimento é composto pelo DUT e uma placa de temperatura Peltier (TEC1-12706 by HB Corporation) (HEBEI, 2010) que mantém os parâmetros elétricos do MOSFET nas mesmas condições de temperaturas definidas na folha de dados do componente. A medição de temperatura da placa Peltier foi realizada externamente com o monitoramento de um termômetro. Neste contexto, diversos valores de temperatura podem ser obtidos respeitando o limite térmico da placa Peltier. Cabe ainda salientar que o comportamento térmico médio em regime permanente é adotado em cada medição, o que garante que $T_j \approx T_a$. A Tabela 15 apresenta as especificações adotadas na validação experimental.

Tabela 15 – Parâmetros e valores parasitas do circuito de potência

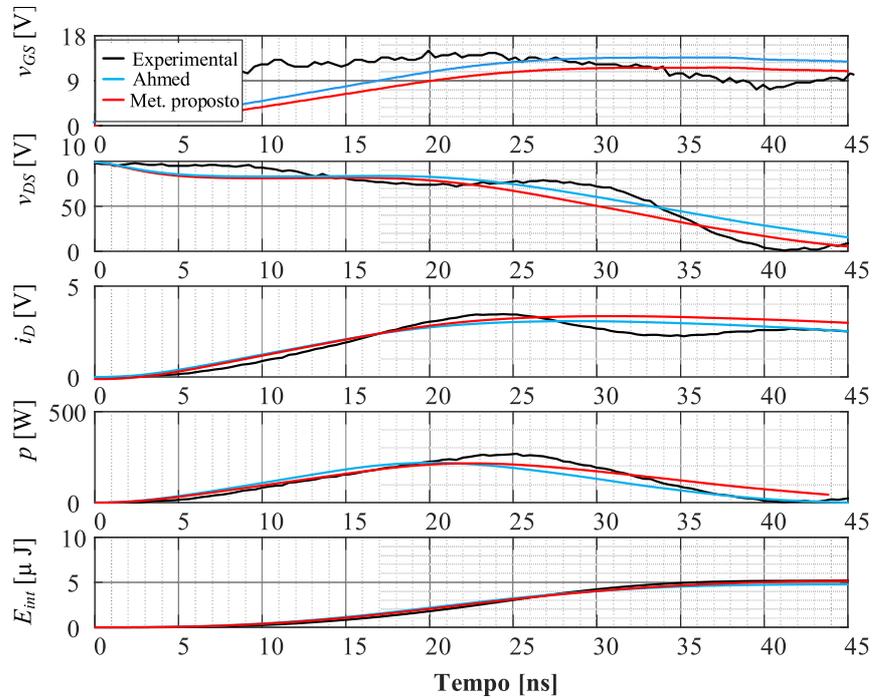
| Seção | Parâmetro | Valor |
|------------------------------|--------------|---------------------------|
| Circuito de potência | V_{dd} | 100 – 300V |
| | I_{dd} | 1 – 6 A |
| | L_d | 20 nH |
| | L_S | 5 nH |
| | C_{bp} | 1920 nF |
| | L_b | 4,67 mH |
| Circuito do <i>driver</i> | V_{dr} | 18 V |
| | R_g | $(10 + r_{g(in)}) \Omega$ |
| DUT - MOSFET SiC (SCT3120AL) | $R_{ds(on)}$ | 120 m Ω |
| | g_m | 2,7 S |
| Diodo Shottky (C3D16065A) | r_d | 60 m Ω |
| | V_F | 1,5 V |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

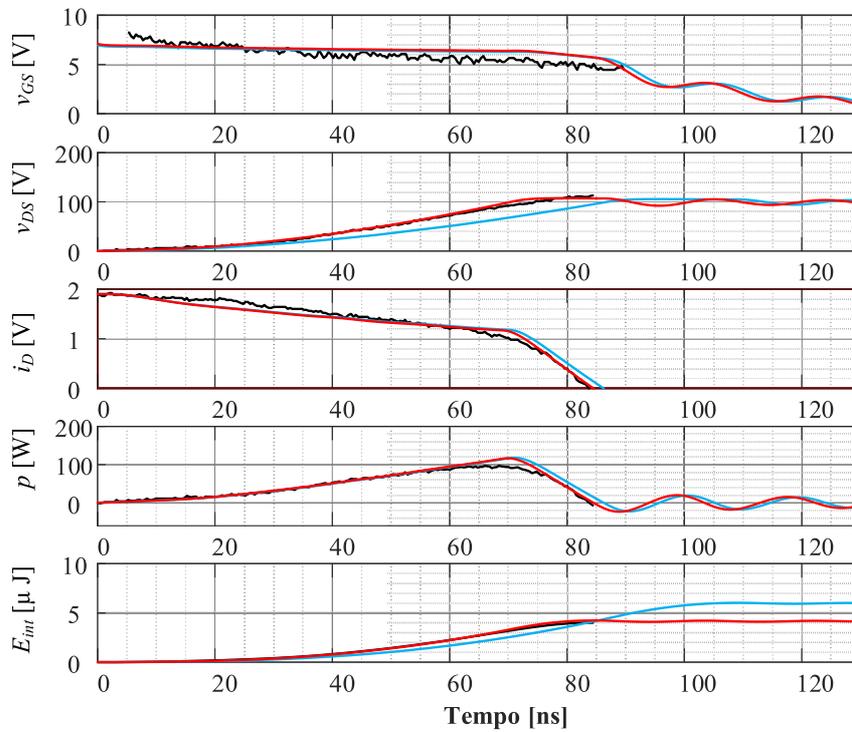
As Figuras 65, 66 e 67 mostram uma comparação das formas de ondas experimentais e teóricas da metodologia proposta e do método apresentado em (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) para o MOSFET SiC operando com comutação dissipativa em diversos níveis de tensão e de corrente. Ao se analisar os resultados, pode-se observar que a metodologia proposta produz uma previsão teórica mais próxima das formas de onda experimentais, alcançando maior precisão para diversas condições de teste. É importante mencionar que a melhoria na definição de V_{th} foi essencial para prever os tempos de comutação de maneira mais acurada, o que permitiu uma melhor estimativa das perdas totais. Além disso, quando se compara com o método proposto (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017), obtém-se uma melhoria significativa no cômputo das energias de comutação, como pode ser comprovado na Tabela 16.

Pode inferir pela Tabela 16, para as condições avaliadas, o erro da metodologia proposta é inferior a 15%, sendo no máximo 22,8% para as perdas individuais e cerca de 18% para as perdas totais de comutação. Nessa tabela, a quarta e quinta colunas representam o erro em relação ao valor da amostra experimental. Cabe ainda ressaltar que a última coluna da Tabela 16 elucidada a melhora obtida ao utilizar o refinamento de V_{th} sendo definido pela diferença percentual entre a metodologia proposta e o método

Figura 65 – Formas de onda experimental e teórica durante o *turn-on* de v_{GS} , v_{DS} , i_D , P e E_{inst} para diferentes valores de V_{th} para o MOSFET SiC na condição de 100V/2 A. (a) *turn-on* (b) *turn-off*.



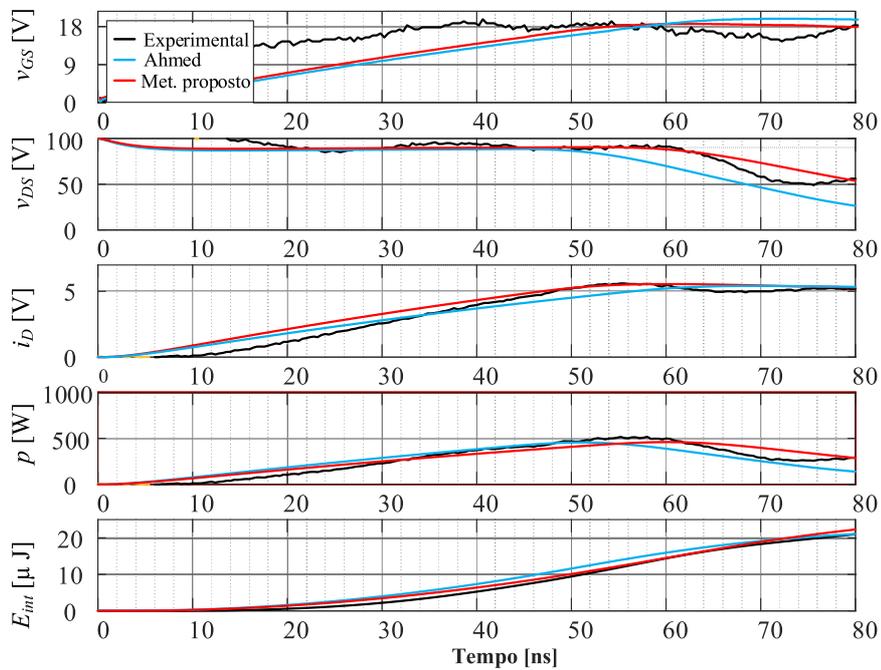
(a)



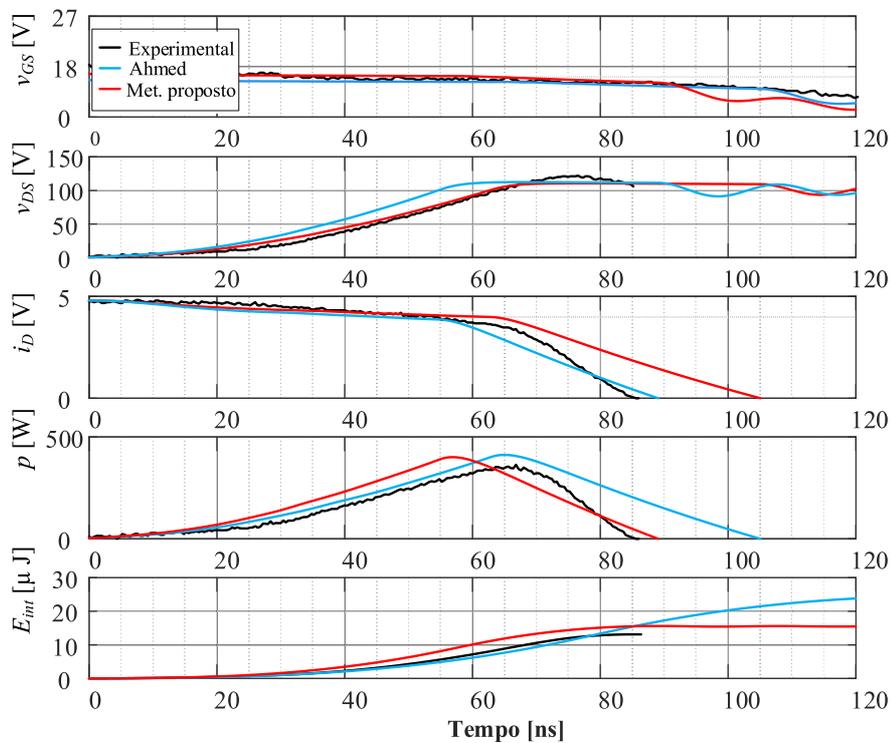
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 66 – Formas de onda experimental e teórica durante o *turn-on* de v_{GS} , v_{DS} , i_D , P e E_{inst} para diferentes valores de V_{th} para o MOSFET SiC na condição de 100 V/5 A. (a) *turn-on* (b) *turn-off*.



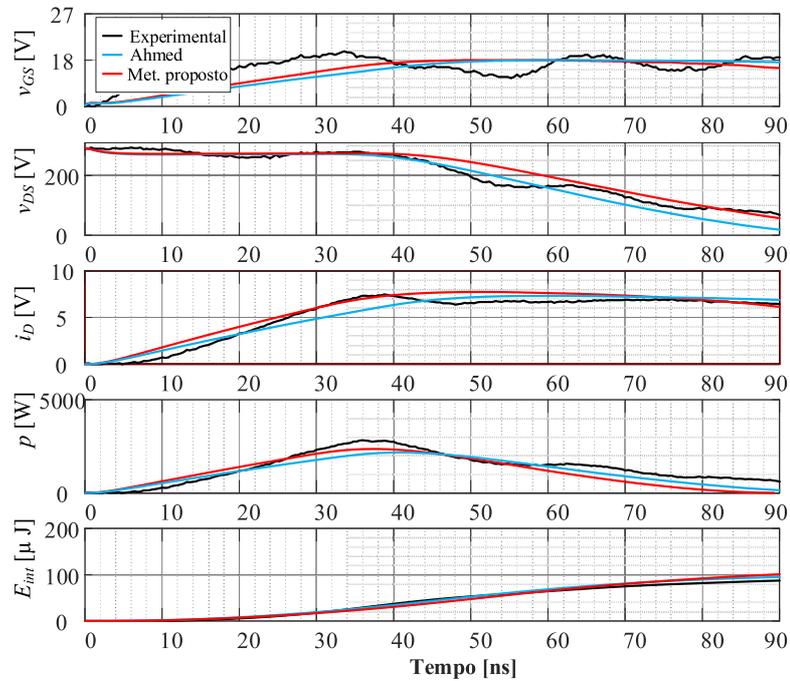
(a)



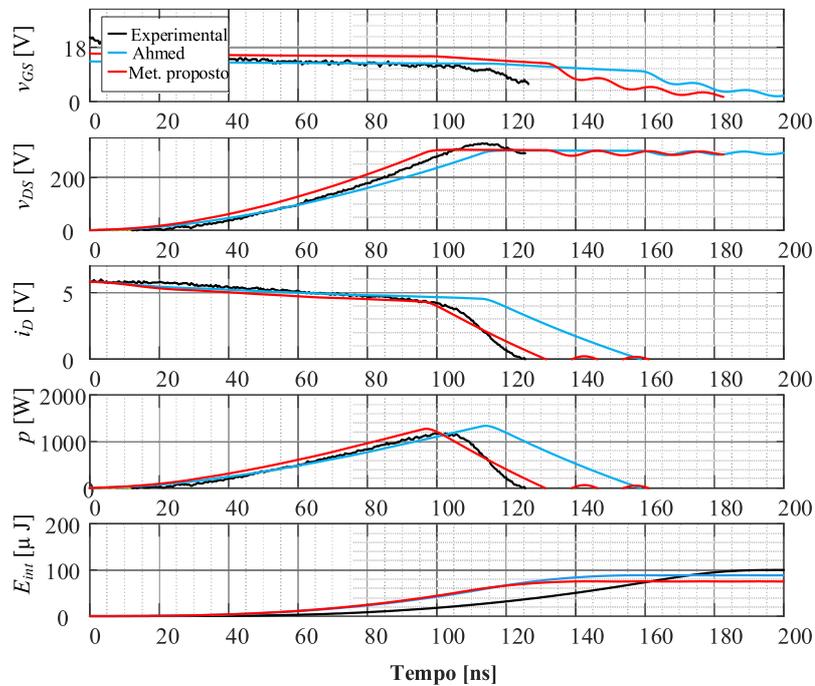
(b)

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 67 – Formas de onda experimental e teórica durante o *turn-on* de v_{GS} , v_{DS} , i_D , P e E_{inst} para diferentes valores de V_{th} para o MOSFET SiC na condição de 300 V/6 A. (a) *turn-on* (b) *turn-off*.



(a)



(b)

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

concebido em (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017).

Tabela 16 – Comparação das perdas por comutação dos métodos analítico e experimental com $t_j = 25$ °C para o MOSFET SCT3120AL

| Condições | Estados | Perdas (μ J) | | | |
|------------|-----------------|-------------------|------------------|-------------------------------|--------------------------------|
| | | Exp. | Ahmed (%erro) | Método proposto (%erro) | Melhoria de exatidão (%) |
| (100 V-2A) | <i>Turn-on</i> | 5,79 | 5,69 (−1,73%) | 5,74 (−0,86%) | 0,87% |
| | <i>Turn-off</i> | 4,00 | 4,27 (6,75%) | 4,12 (+3,00%) | 3,75% |
| | Total | 9,79 | 9,96 (+1,74%) | 9,86 (+0,72%) | 1,02% |
| (100 V-5A) | <i>Turn-on</i> | 32,41 | 22,38 (−30,95%) | 27,42 (−15,39%) | 15,55% |
| | <i>Turn-off</i> | 13,12 | 18,60 (+41,77%) | 15,47 (+17,91%) | 23,85% |
| | Total | 45,53 | 40,98 (−9,99%) | 42,89 (−4,7%) | 4,19% |
| (150 V-5A) | <i>Turn-on</i> | 36,90 | 26,39 (−28,48%) | 35,34 (−4,24%) | 24,26% |
| | <i>Turn-off</i> | 20,14 | 35,80 (+77,75%) | 22,15 (9,98%) | 67,78% |
| | Total | 57,04 | 62,19 (+9,02%) | 57,49 (+0,79%) | 8,24% |
| (300 V-6A) | <i>Turn-on</i> | 83,72 | 69,20 (−17,34%) | 72,42 (−13,50%) | 3,84% |
| | <i>Turn-off</i> | 59,97 | 106,87 (+78,20%) | 96,39 (+60,73%) | 17,47% |
| | Total | 143,69 | 176,07 (+22,53%) | 168,81 (+17,48%) | 5,05% |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

De modo a generalizar a metodologia proposta foram realizados outros testes envolvendo uma tecnologia diferente, *i.e.*, MOSFET IR840, considerando uma ampla faixa de variação dos níveis de tensão e corrente, conforme é ilustrado na Tabela 17. Novamente, considerando os casos analisados, verifica-se que a metodologia proposta é aquela que mais se aproxima dos resultados experimentais em todas as condições analisadas.

Para uma avaliação térmica do método proposto, alguns testes foram realizados em uma temperatura, *i.e.*, 50 °C para diversos níveis de corrente empregando o MOSFET SiC (SCT3120AL).

Os principais parâmetros sensíveis à temperatura são a resistência de condução e a transcondutância do MOSFET, ambas com um coeficiente de temperatura positivo, por outro lado, a tensão de limiar apresenta coeficiente negativo (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017). O comportamento dos parâmetros supracitados em função da temperatura encontra-se disponível em algumas folhas de dados do fabricante, no entanto, alguns fabricantes não fornecem esses dados, sendo necessário a obtenção desses parâmetros por meio de testes experimentais. Uma vez que as expressões de $g_m(T_{jc})$, $V_{th}(T_{jc})$ e $R_{ds}(on)(T_{jc})$ são

Tabela 17 – Comparação das perdas por comutação dos métodos analítico e experimental com $T_{jc} = 25^{\circ}\text{C}$ para o MOSFET IRF840.

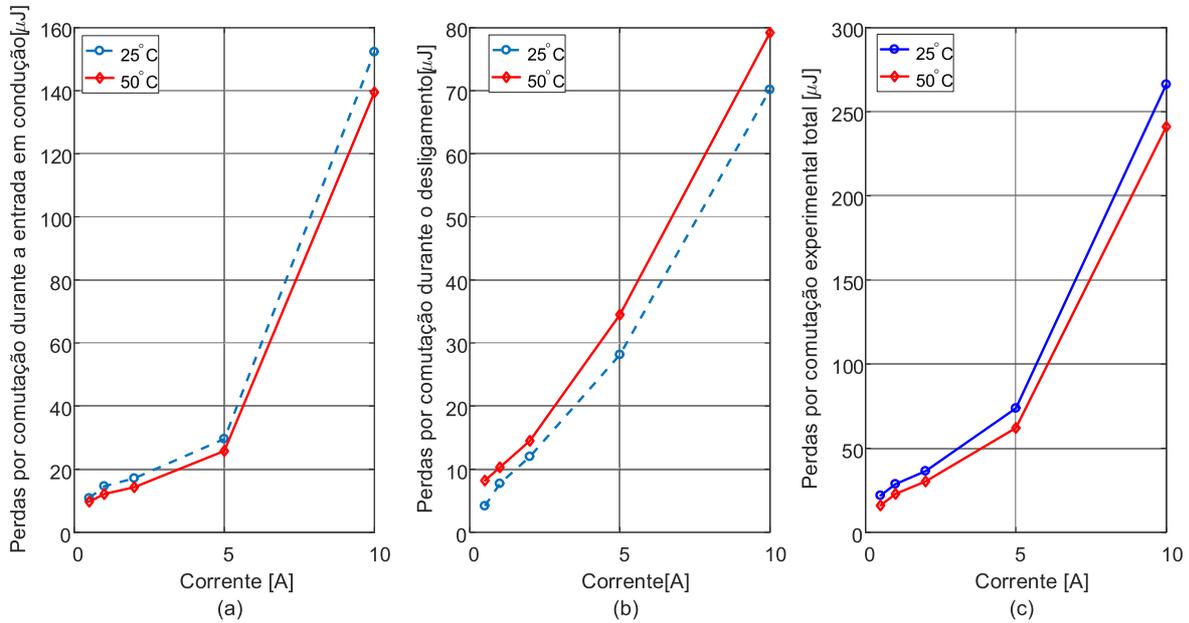
| Condições | Estados | Perdas (μJ) | | | |
|--------------|-----------------|--------------------------|------------------|-------------------------------|--------------------------------|
| | | Exp. | Ahmed (%erro) | Método proposto (%erro) | Melhoria de exatidão (%) |
| (100 V-0,5A) | <i>Turn-on</i> | 1,83 | 1,77 (2,88%) | 1,89 (3,88%) | 1,00 % |
| | <i>Turn-off</i> | 1,50 | 0,85 (-43,33%) | 0,93 (38,00%) | 5,33% |
| | Total | 3,33 | 2,62(-21,32%) | 2,82 (-15,31) | 6,01% |
| (100 V-1A) | <i>Turn-on</i> | 2,69 | 2,50 (-7,06%) | 2,59 (-3,72%) | 3,34% |
| | <i>Turn-off</i> | 2,35 | 1,42 (-39,57%) | 1,57 (-32,90%) | 6,67% |
| | total | 5,04 | 3,92 (-22,22%) | 4,16(-17,46%) | 4,76% |
| (150 V-4A) | <i>Turn-on</i> | 11,64 | 10,58 (-9,17%) | 10,69 (+8,20%) | 0,97% |
| | <i>Turn-off</i> | 14,83 | 14,13(-4,95%) | 14,29 (-3,58%) | 1,37% |
| | Total | 26,47 | 24,71 (-6,64%) | 24,98 (-5,63%) | 1,01% |
| (300 V-6A) | <i>Turn-on</i> | 50,78 | 65,13 (+28,26%) | 68,87 (+35,62%) | 7,36% |
| | <i>Turn-off</i> | 54,83 | 74,66 (+36,16%) | 69,15 (+26,11%) | 10,05% |
| | Total | 105,61 | 139,79(+32,36%) | 138,02(+30,68%) | 1,68% |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

conhecidas, elas podem ser usadas para estimar seus respectivos valores na temperatura de análise.

A Figura 68 apresenta o cálculo das perdas por comutação (entrada em condução e desligamento) e as perdas totais experimentais para dois diferentes níveis de temperatura, de 25°C e 50°C com V_{dd} fixo em 250 V. Nota-se que as perdas durante a entrada em condução reduzem (Fig.68a) e as perdas durante o desligamento aumentam (Fig.68b) com o aumento da temperatura de junção. Como esperado, as perdas durante a entrada em condução reduziram e as perdas durante o desligamento aumentaram com o aumento da temperatura de junção (consistente com a folha de dados do MOSFET) (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016). É importante enfatizar que o modelo proposto fornece uma boa estimativa das perdas por comutação nas faixas de temperatura de 25°C e 50°C . O modelo apresentou um bom comportamento considerando a variação de temperatura e pode ser estendido para outras faixas de temperaturas realizando a mudança dos principais parâmetros em função da temperatura.

Figura 68 – (a) Perdas durante a entrada em condução calculadas (b) Perdas durante o desligamento calculadas e (c) Perdas por comutação experimentais totais para diferentes corrente e $T_j = 25^\circ\text{C}$ e $T_j = 50^\circ\text{C}$ @ $V_{dd} = 250\text{V}$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Ainda em relação, a metodologia proposta quando comparada aos programas de simulação física ou em *software* SPICE reside na velocidade de execução. A título de exemplo, o tempo de simulação médio em programas de simulação física do dispositivo chega a superar dias, enquanto o método analítico resolve uma rotina em MATLAB® em apenas alguns minutos. Para efeito de comparação, a simulação no programa de simulação física demanda aproximadamente 1 semana, mas a mesma tarefa realizada no MATLAB® usando a função B.2, descrita no apêndice, é menor que 1 minuto. Essas medidas foram realizadas em um *notebook* com as seguintes configurações: Intel Core i5-2410M CPU@ 2,30 GHz, 4GB RAM

4.8 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

O modelo analítico apresentado neste capítulo foi validado experimentalmente e pode ser usado para uma avaliação rápida e acurada das formas de onda do circuito e das perdas por comutação do dispositivo MOSFET. Cabe salientar, ainda, que o modelo melhorado proposto usa somente parâmetros de *datasheet* que impactam na operação do circuito e nas perdas por comutação dos MOSFETs (modelo caixa branca).

Em comparação com os modelos já tradicionalmente adotados na literatura técnica, esse trabalho decorre da facilidade de caracterização teórica dos dispositivos MOSFETs,

além das funções de ajuste sobre as curvas de capacitâncias. Essas funções apresentam uma melhor caracterização das capacitâncias de junção do MOSFET.

Embora o esforço de importar as curvas de transferência onere em um maior tempo ao usuário, a abordagem de determinação da tensão de limiar traz ganhos significativos no cômputo das perdas por comutação.

Foi demonstrado que para prever o transitório de comutação de MOSFET de potência com precisão, é importante considerar as não linearidades das capacitâncias do dispositivo e as indutâncias parasitas presentes no circuito de potência.

Finalmente, o método melhorado proposto para estimativa das perdas por comutação em MOSFETs de potência foi validado em várias condições de tensões e correntes. Constata-se que o método fornece maior acurácia em relação aos métodos de estimativa que tem sido mostrados na literatura técnica, além disso, o modelo traz informações valiosas no estudo de questões relacionadas a interferência eletromagnética impostas pelas rápidas características de comutação do MOSFET de potência, especialmente para componentes à base de carbeto de silício.

O capítulo a seguir apresenta uma nova abordagem para cômputo de perdas baseado no método probabilístico de Monte Carlo.

5 APLICAÇÃO DA SIMULAÇÃO DE MONTE CARLO NA ESTIMAÇÃO DAS PERDAS POR COMUTAÇÃO

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

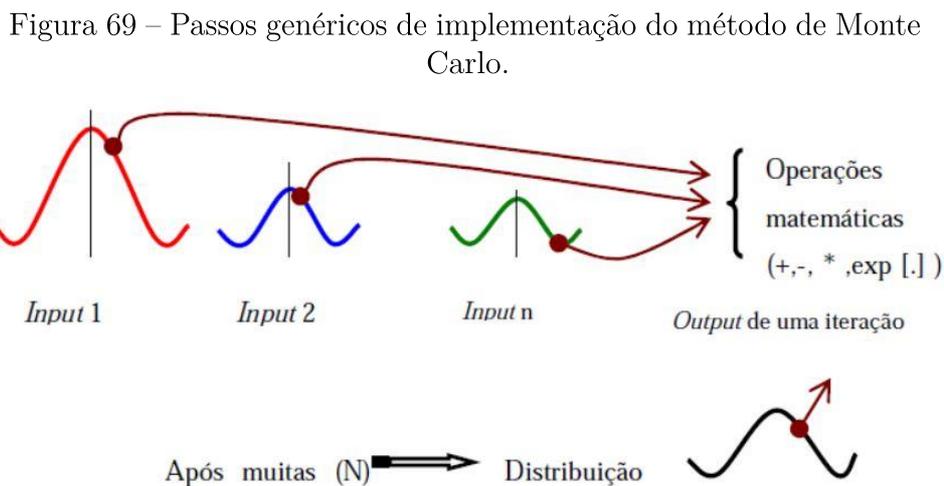
O objetivo deste capítulo é introduzir conceitos e apresentar formulações referentes aos princípios estatísticos que são diretamente aplicadas no modelo proposto neste trabalho, ou ainda que sirvam de base para a análise posterior do desempenho do modelo. Além disso, é apresentada a formulação básica da simulação de Monte Carlo Sequencial e Não Sequencial. Uma descrição detalhada das técnicas de simulação são discutidas, bem como os princípios para estimação das perdas por comutação em MOSFETs de potência usando o método probabilístico.

5.2 VISÃO GERAL DO MÉTODO DO MÉTODO DE MONTE CARLO

O Método de Monte Carlo (MMC) fornece soluções aproximadas para uma série de problemas matemáticos através de amostragens estatísticas realizadas pelo computador a partir de geradores de números aleatórios, cerne do método (KOZAK, 2010). Este método pode ser aplicado tanto a problemas sem cunho probabilístico, como em problemas que são essencialmente de natureza estocástica, como os que envolvem a caracterização das perdas por comutação em MOSFETs de potência, assunto tratado nesta tese.

Na aplicação do MMC torna-se desnecessário a obtenção das equações diferenciais que descrevem comportamentos de sistemas extremamente complexos. A única condição que deve ser atendida consiste no fato de que o sistema envolvido seja descrito ou modelado por meio de funções densidade de distribuição de probabilidade (FDP), ou, do inglês, *Probability Density Function* (PDF). Por meio dessa condição, o MMC pode proceder fazendo amostragens aleatórias que se baseiam nas referidas FDPs. Este processo se repete inúmeras vezes e o resultado desejado é obtido mediante a utilização de ferramentas estatísticas, tais como: o desvio padrão e a média das amostras obtidas. Dentre os vários métodos matemáticos que fazem uso do cálculo de valores em N pontos no espaço M -dimensional em busca de uma solução aproximada, o método de Monte Carlo apresenta um erro que decresce em função de $N^{-1/2}$, ao passo que métodos tradicionais, sem o uso de algum recurso ou estrutura especial, conseguem, na melhor hipótese, um erro que decresce proporcionalmente a $N^{-a/M}$ (a é uma constante do método) (FISHMAN, 2013). Isso implica que, se um problema é resolvido em espaço de várias dimensões, como $M = 10$ e em N pontos, ou seja, se este número é aumentado para $2N$, o erro absoluto no método tradicional diminui da ordem de $[1 - (4)^{-1/10}] \approx 13\%$, enquanto que no método de Monte Carlo a diminuição do erro é da ordem de $[1 - (4)^{-1/2}] \approx 50\%$. Assim, para obter a mesma redução no método tradicional, seria necessário cerca de $1000N$ pontos, que o torna computacionalmente ineficiente.

O método de Monte Carlo consiste basicamente em: especificação da distribuição das variáveis de entrada (incluindo sequências temporais de distribuições, ou seja, processos estocásticos) e suas correlações, operações matemáticas com as amostras dos *inputs* (entradas) para calcular o resultado *output* (saída) gerado por essa amostra, repetição N vezes dos passos acima, gerando N *outputs*; e cálculo da média, da variância, do intervalo de confiança e outras probabilidades estatísticas da distribuição de *output* que foi gerada. Esses passos podem ser ilustrados na Figura 69, da seguinte forma:



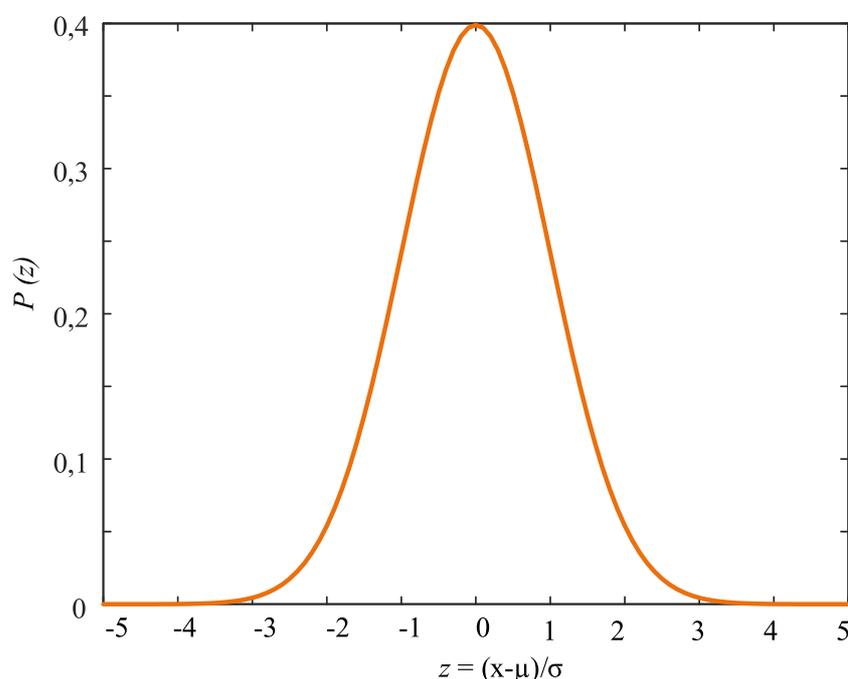
Fonte: Adaptado de Lobo (2007).

De modo geral, para a implementação do método de Monte Carlo, considera-se que o sistema em análise possa ser modelado por apenas uma função densidade de probabilidade conforme é mostrada na Figura 70.

Neste contexto, a caracterização do método supracitado consiste em aplicar cinco etapas para aproximar a solução de problemas que envolvem incertezas. A sequência de etapas é descrita a seguir:

- a) Modelar cada incerteza usando uma função densidade de probabilidade;
- b) Gerar valores pseudo-aleatórios referentes às funções densidade de probabilidade da variável que apresenta incerteza;
- c) Calcular o resultado determinístico com a realização da substituição das incertezas pelos valores gerados;
- d) Repetir os passos 2 e 3 até se atingir uma quantidade pretendida de amostras. Cabe ressaltar que quanto maior a quantidade de amostras melhor será à aproximação do método;

Figura 70 – Função de distribuição normal reduzida.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

- e) Utilizar os resultados das amostras para se obter uma estimativa consistente à respeito da solução do problema.

5.3 TIPOS DE ABORDAGENS DO MÉTODO DE MONTE CARLO

As abordagens do Método de Monte Carlo, normalmente, divide-se em Simulação de Monte Carlo Sequencial (SMC-S) e Simulação de Monte Carlo Não-Sequencial (SMC-NS). A grande diferença entre elas consiste no tratamento dos dados em análise e os aspectos cronológicos abordados na simulação. Neste ponto é importante salientar que ambas as simulações podem ser aplicadas em análise de perdas de conversores estáticos, uma vez que, ambas as abordagens buscam uma solução suficientemente próxima da considerada solução "ótima" para estimar as possíveis perdas referentes ao processo de comutação em MOSFETs.

Para aplicação de ambos os métodos, torna-se obrigatório a concepção das funções de densidade de probabilidade das variáveis de entrada do problema analisado. Entre os dois principais métodos para obtenção dessa função destacam-se: o método não paramétrico de estimação de densidade de Kernel (do inglês, *Kernel Density Estimation*) (SCOTT; TAPIA; THOMPSON, 1977) (DIAS, 2014), a qual é possível construir uma estimativa de uma FDP de uma determinada variável aleatória diretamente a partir das suas observações

e a criação de uma curva de distribuição normal (curva de Gauss) para representar a respectiva variável aleatória por meio de métodos estatísticos.

5.3.1 Estimação da função densidade de probabilidade usando Kernel density

Segundo (DIAS, 2014) e (SCOTT; TAPIA; THOMPSON, 1977), para uma dada variável aleatória X , em que a FDP é representada por $f(x)$, tem-se a seguinte aproximação válida:

$$P_{mc}(x - h < X < x + h) = \int_{x-h}^{x+h} f(t)dt \approx 2hf(x) \quad (5.1)$$

ou ainda,

$$f(x) \approx \frac{1}{2h} P_{mc}(x - h < X < x + h) \quad (5.2)$$

Logo, essa função pode ser estimada pela seguinte expressão:

$$\hat{f}(x) \approx \frac{1}{2 \cdot h} \cdot \frac{\sum_i 1_{[x-h, x+h]} \cdot (x_i)}{n} \quad (5.3)$$

Sendo que x_i consiste na i -ésima observação de X , n é o número de observações e $1_A(x)$ é a função indicadora, expressa por:

$$1_A(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x \in A \\ 0, & \text{se } x \notin A \end{cases} \quad (5.4)$$

ou ainda,

$$\hat{f}(x) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n w(x - x_i, h) \quad (5.5)$$

Sendo:

$$w(x - x_i, h) = \begin{cases} \frac{1}{2 \cdot h}, & \text{se } |x - x_i| < h \\ 0, & \text{se } |x - x_i| \geq h \end{cases} \quad (5.6)$$

De modo geral, a função anterior pode ser representada por:

$$w(x - x_i, h) = \frac{1}{h} \cdot K\left(\frac{x - x_i}{h}\right), \quad (5.7)$$

em que K é a função de *kernel* e h é o parâmetro de alisamento. A função de *kernel* define a forma da função de densidade de probabilidade, enquanto o parâmetro de alisamento caracteriza a suavização de sua forma.

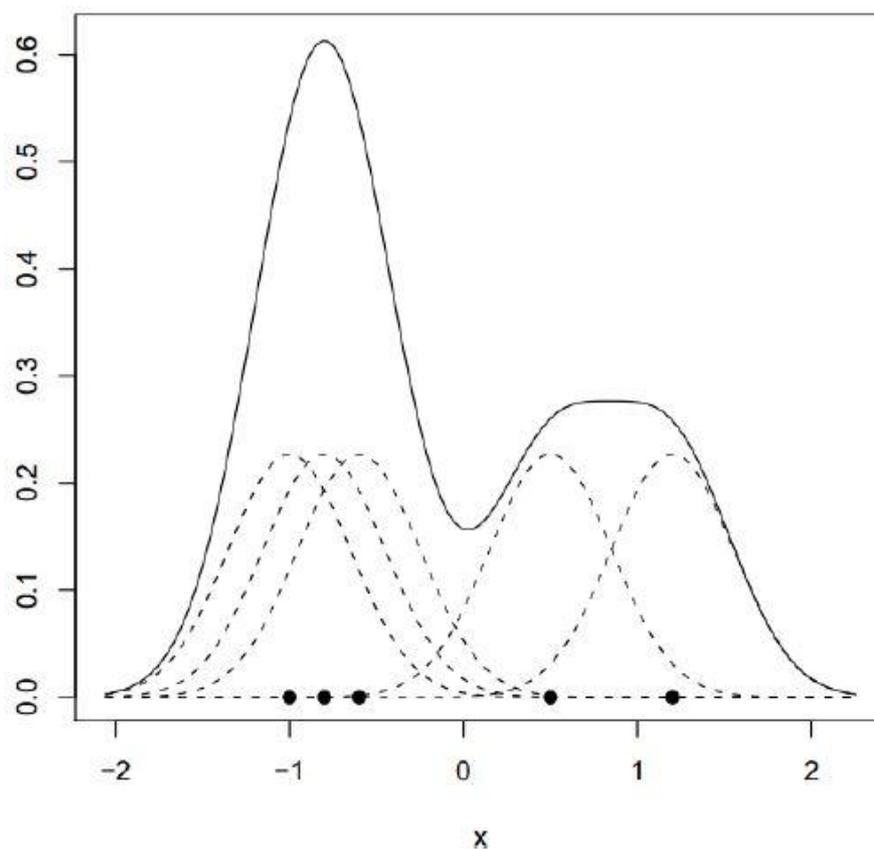
Dentre as possíveis funções obtidas a partir da função de *kernel* a mais importante para este trabalho é a chamada *kernel* gaussiana, expressa por (5.8).

$$K(t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{-\left(\frac{1}{2}\right) \cdot t^2}, \quad (5.8)$$

sendo que $t = x - x_i$.

A Figura 71, adaptada de Ferreira (2009), apresenta um exemplo de estimação de função densidade de probabilidade empregando funções *Kernel* gaussianas. É possível visualizar a FDP como uma combinação de Gaussianas com o mesmo desvio padrão, mas com valores de médias distintas.

Figura 71 – Exemplo de estimação de Kernel Gaussiano.



Fonte: Adaptado de Ferreira (2009).

Para um conjunto de observações para o qual se deseja obter uma FDP, usando a função *Kernel*, o problema passa a ser determinar o fator de alisamento, h (DIAS, 2014). Cabe ressaltar que a determinação do parâmetro é crítica, podendo a escolha errada levar a estimação subsuavizada ou supersuavizada. Em (BOTEV; GROTHOWSKI; KROESE,

2010), é apresentado um algoritmo para determinação da função *Kernel density*, a partir de variáveis aleatórias.

5.3.2 Função densidade de probabilidade de distribuição normal

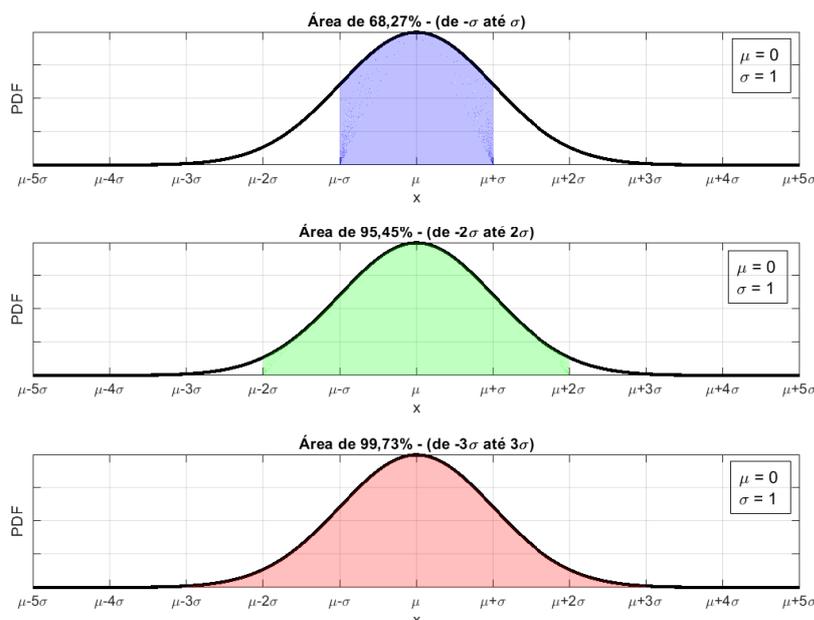
A distribuição normal é uma das formas de descrever o comportamento de fenômenos aleatórios por meio de probabilidade. A principal importância dessa abordagem consiste no fato de que muitos fenômenos naturais se comportam da mesma forma característica de tal distribuição. Logo, esses fenômenos podem ser modelados pela referida equação.

A função densidade de probabilidade é definida por:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\left(\frac{1}{2}\right)z^2}, \quad z = \left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right) \quad (5.9)$$

em que z é a adimensionalização da variável aleatória x em torno da sua média μ , e σ é o desvio padrão da variável (medida da dispersão dos dados). Usando uma média, $\mu = 0$ e desvio padrão, $\sigma = 1$ é possível ilustrar o comportamento da função de Gauss, conforme é ilustrado na Figura 72.

Figura 72 – Curva de Gauss destacando as diferentes regiões de probabilidades.(a) área correspondente ao intervalo $[\mu - \sigma, \mu + \sigma]$; área correspondente ao intervalo $[\mu - 2\sigma, \mu + 2\sigma]$ e (c) $[\mu - 3\sigma, \mu + 3\sigma]$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Assim, o valor mais provável da variável x é a sua média μ , e quanto mais afastado for o valor escolhido do valor da média, menor a probabilidade desse valor ocorrer. Essa característica pode ser expressa matematicamente por

$$\begin{aligned}
 P(\mu - \sigma < x < \mu + \sigma) &\approx 68,26\% \\
 P(\mu - 2\sigma < x < \mu + 2\sigma) &\approx 95,45\% \\
 P(\mu - 3\sigma < x < \mu + 3\sigma) &\approx 99,73\% \\
 P(\mu - 5\sigma < x < \mu + 5\sigma) &\approx 100\%,
 \end{aligned}
 \tag{5.10}$$

A grande vantagem da distribuição normal é que independente da distribuição da variável de interesse para um tamanho amostral suficientemente grande torna-se possível descrevê-la por uma FDP Gaussiana, seguindo as premissas do Teorema do Limite Central (ALVES, 2016). Esse teorema, pode ser aplicado independente da forma de distribuição relacionado à variável aleatória e garante uma tendência para as demais distribuições em se aproximarem no formato da distribuição normal para uma grande quantidade de amostras avaliadas.

5.4 SIMULAÇÃO DE MONTE CARLO NÃO SEQUENCIAL

A Simulação de Monte Carlo não sequencial (SMC-NC), conforme foi reportada anteriormente, não leva em consideração a cronologia dos eventos associados ao sistema em análise, sendo os estados selecionados por amostragem do espaço de estados. Neste contexto, os valores de entrada do modelo proposto na análise de perdas por comutação de MOSFETs possuem características estocásticas que descrevem seus respectivos estados o que permite a aplicação do método.

A SMC-NS é realizada mediante aos sorteios das variáveis aleatórias juntamente com a análise dos seguintes parâmetros: função teste, estimador da função teste, variância da função teste, variância do estimador e o coeficiente de convergência do método, ou coeficiente β . A função teste é o parâmetro que descreve o comportamento do sistema em que se quer aplicar o Método de Monte Carlo Não Sequencial, o estimador, por sua vez, define a média dos valores obtidos pela função teste, o coeficiente β é o responsável por controlar a convergência do método e as variâncias, tanto a da função teste quanto a do estimador são utilizadas para o cálculo do coeficiente β . As equações que descrevem o comportamento dos referidos parâmetros citados anteriormente são expressas por (5.11), (5.12), (5.13), (5.14) e (5.15), respectivamente.

$$f_T : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R} \tag{5.11}$$

$$E(f_T) = \frac{1}{N_{mc}} \cdot \sum_{i=1}^{N_{mc}} f_T \quad (5.12)$$

$$V(f_T) = \frac{\sum_{i=1}^{N_{mc}} [f_T^2 - N_{mc} \cdot (E(f_T))^2]}{N_{mc} - 1} \quad (5.13)$$

$$V(E(f_T)) = \frac{V(f_T)}{N_{mc}} \quad (5.14)$$

$$\beta = \frac{\sqrt{V(E(f_T))}}{E(f_T)}, \quad (5.15)$$

em que f_T representa a função teste, $E(f_T)$ é o seu estimador, $V(f_T)$ é a variância da função teste, $V(E(f_T))$ é a variância do estimador, N_{mc} é o número de sorteios e β é o coeficiente de convergência do método.

Um modelo de algoritmo conceitual de SMC-NC, usado na avaliação da confiabilidade de sistemas elétricos foi proposto em Dias (2014). Cabe ressaltar que o modelo foi adaptado para ser aplicado no cômputo das perdas por comutação em MOSFETs de potência, sendo os seus respectivos passos de implementação discutidos na sequência:

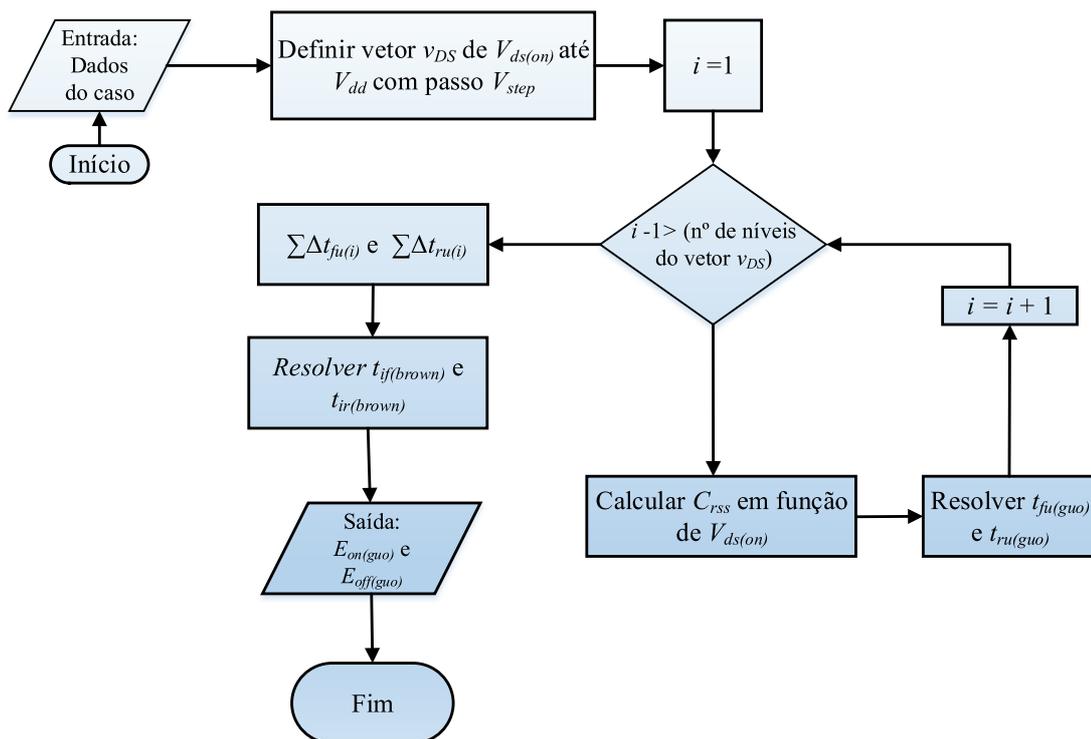
- a) A princípio, deve-se selecionar uma faixa de variação para cada uma das variáveis aleatórias envolvidas no processo (parâmetros do MOSFET), isto é, tensão de limiar, transcondutância do MOSFET, tensão de Plateau, entre outros, seguido pela representação de tais variáveis por FDPs de distribuição normal, conforme é ilustrado em (4.22);
- b) Em seguida, define-se a tolerância do coeficiente β simultaneamente com a escolha do número máximo de sorteios das variáveis aleatórias;
- c) Inicialização do número de sorteios igual a zero;
- d) Criação de um vetor u_{mc} que contenha os valores sorteados das variáveis aleatórias de distribuição normal;
- e) Obtenção de $f_T(u_{mc})$ e atualização do número de sorteios $N_{mc} = N_{mc} + 1$;
- f) Cálculo da estimativa $E(f_T)$ e das variâncias, seguido pelo cálculo do coeficiente β ;
- g) Análise do coeficiente β e do número de sorteios. Caso β seja menor que a tolerância ou se o número de sorteios é maior que o número máximo estabelecido, o método atingiu a convergência, caso contrário, retorna-se ao Passo 4.

Finalmente, a obtenção das FDPs, reportadas no Passo 1, baseia-se no método de Gauss, no qual é possível converter uma variável de qualquer distribuição em uma distribuição normal. Assim, torna-se possível a utilização conjunta dos métodos de Monte Carlo Não Sequencial e do Método analítico usado para cômputo das perdas por comutação (ROSS, 2008).

5.5 IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS PROBABILÍSTICO PARA ESTIMATIVA DE PERDAS POR COMUTAÇÃO

A implementação dos métodos, neste trabalho, ocorre por simulações associadas aos métodos Guo (GUO *et al.*, 2015) e à simulação de Monte Carlo não sequencial (DIAS, 2014). A Figura 73 mostra o fluxograma que descreve, de forma sucinta, a implementação do método analítico para cômputo das perdas:

Figura 73 – Estrutura de implementação do algoritmo do Método Guo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

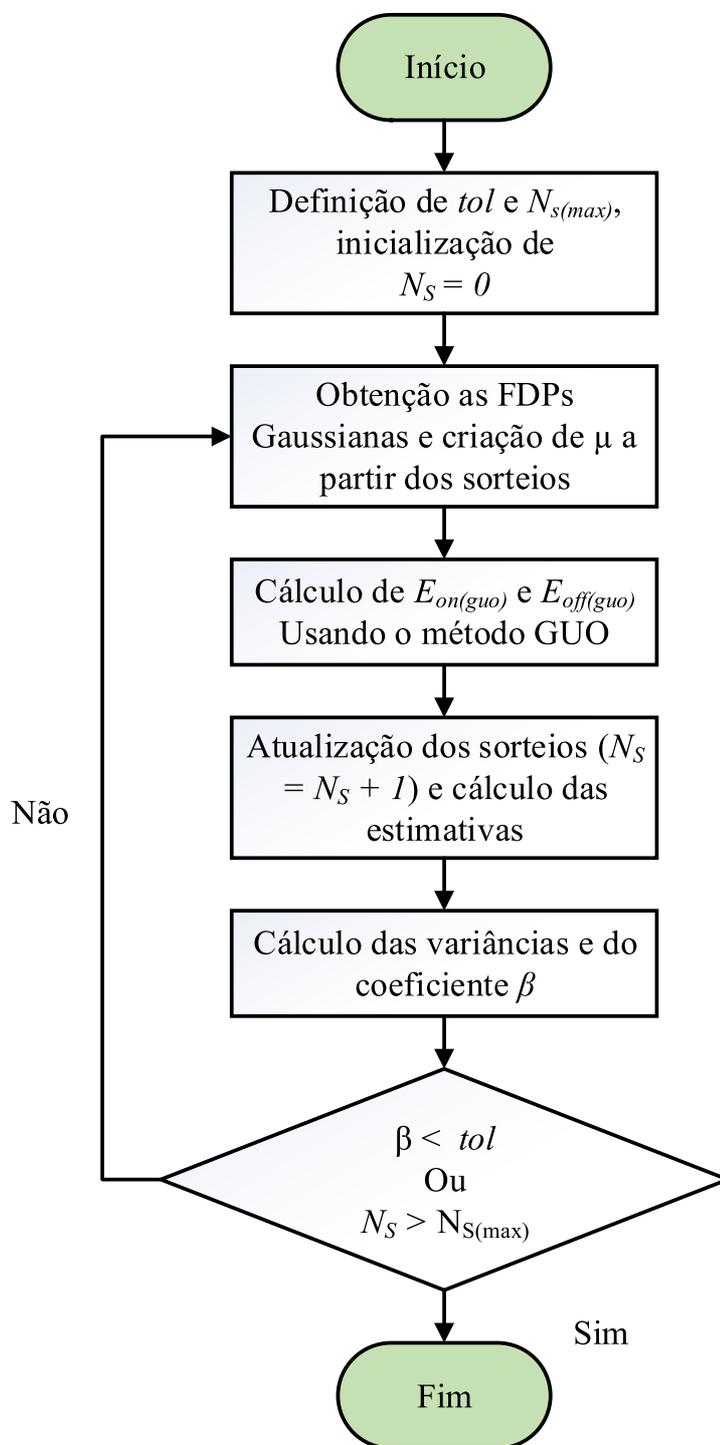
- Carregar os parâmetros de entrada do MOSFET a ser analisado;
- Criar um vetor de v_{DS} de $V_{ds(on)}$ até V_{dd} com passo V_{step} ;

- c) Para cada nível do vetor v_{DS} calcula-se os intervalos $\Delta_{tfu(i)}$ e $\Delta_{tru(i)}$ correspondentes, sendo que i é a variável de controle do processo iterativo.
- d) Calcular o valor de C_{rss} de acordo com o valor da tensão de entrada;
- e) Cálculo dos tempos envolvidos no processo de comutação, dados por (3.18) e (3.19), respectivamente (Veja seção 3.3);
- f) Cálculo das energias $E_{on(guo)}$, $E_{off(guo)}$ e a de comutação obtidas a partir de (3.20), (3.21) e (3.22).

A partir da descrição acerca do funcionamento da SMC Não Sequencial (abordada na subseção 5.4), é possível desenvolver uma estrutura de código que executa, de forma adequada, todas as etapas que compõem este método probabilístico em conjunto com o método analítico para estimação das perdas. A Figura 74 detalha os passos para implementação do método:

- a) Definição do número máximo de sorteios ($N_{S_{máx.}}$) e da tolerância máxima para o coeficiente de convergência (tol);
- b) Inicialização do número de sorteios igual a zero ($N_S = 0$);
- c) Estrutura principal: enquanto ($\beta < tol$) e ($N_S \geq N_{S_{máx.}}$), continue para o passo 4;
- d) Obtenção das FDPs de distribuição normal para cada uma das variáveis aleatórias (parâmetros do MOSFET), seguida pelo sorteio de valores retirados das Gaussianas geradas;
- e) Geração de um vetor contendo os valores das variáveis aleatórias obtidos pelo sorteio do passo 4;
- f) Obtenção das funções testes (E_{on} , E_{off} e a soma de ambas) geradas pelo algoritmo do Método Guo;
- g) Atualização do número de sorteios ($N_S = N_S + 1$);
- h) Cálculo das estimativas das funções testes $E(f_T)$;
- i) Cálculo das variâncias associadas às funções testes e das variâncias das estimativas, seguido pelo cálculo do coeficiente (β);
- j) Avaliação da convergência do método de acordo com a instrução apresentada pelo passo 3.

Figura 74 – Fluxograma para implementação da simulação de Monte Carlo Não Sequencial.



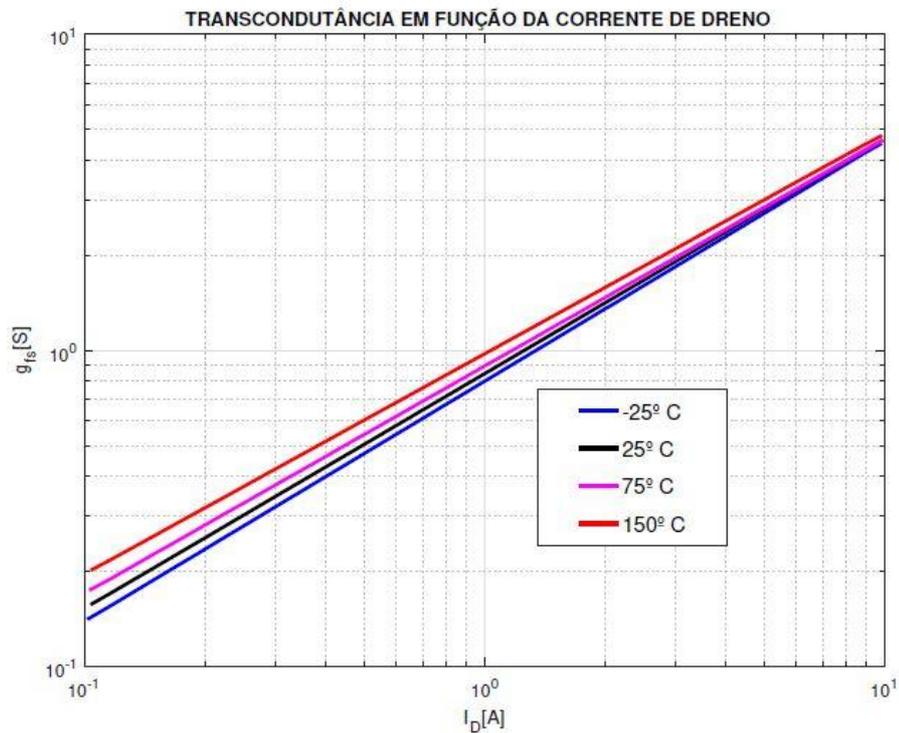
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Os parâmetros utilizados como variáveis aleatórias foram definidos, na análise de sensibilidade do capítulo 4, na qual aponta uma grande influência da resistência de porta

do circuito, transcondutância e tensão de limiar na estimativa das perdas. A resistência total de porta R_g foi considerada uma faixa de variação de 10%, adotando a faixa de tolerância do resistor externo, para a transcondutância foi considerada uma variação de 10% do seu valor típico, de acordo com a corrente aplicada no circuito, conforme a sua curva característica fornecida pelo fabricante e, finalmente, a variação do parâmetro V_{th} foi adotada a faixa de valores mínimo e máximo apresentado na folha de dados do dispositivo. Foram escolhidos dois MOSFETs para avaliação do método probabilístico, isto é, SCT3120AL e IRF840.

No MOSFET SiC (SCT3120AL), a escolha do valor de transcondutância foi baseada considerando o valor de 10% em torno do valor médio obtido pela curva extraída na folha de dados do dispositivo de acordo a temperatura desejada, conforme é ilustrado na Figura 75.

Figura 75 – Curva de transcondutância do MOSFET SiC SCT3120AL.



Fonte: Adaptado de (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016).

Por outro lado, o valor de transcondutância do MOSFET IRF840 foi considerado o valor encontrado no *datasheet* com uma variação de $\pm 10\%$

A Tabela 18 mostra os valores das médias e desvios-padrões associados a cada uma das variáveis aleatórias para os dispositivos analisados. Tais valores são importantes na

geração das FDPs Gaussianas. Cabe salientar que o valor típico da tensão de limiar foi escolhida como sendo média da FDP Gaussiana.

Tabela 18 – Média e desvios-padrões referente às variáveis aleatórias

| MOSFET | Variáveis | Média | Desvio Padrão |
|-----------|-----------|--------------------|--------------------|
| SCT3120AL | R_g | 28 Ω | 2,8 Ω |
| | g_m | Em função de i_D | Em função de i_D |
| | V_{th} | 4,15 V | 1,45 V |
| IRF840 | R_g | 10,6 | 1,06 |
| | g_m | 4,9 | 0,49 |
| | V_{th} | 3 | 1 |

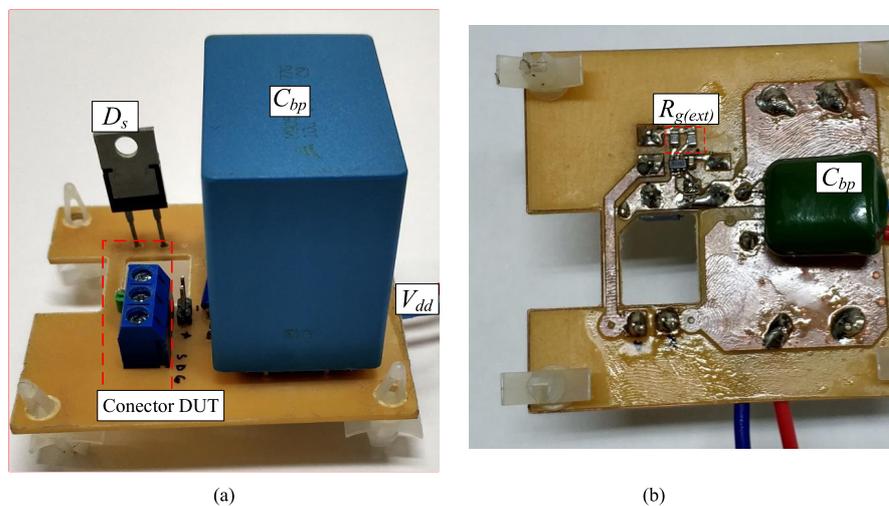
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Os valores da tensão de acionamento de nível alto do *driver* ($V_{dr(on)}$) e a tensão de nível baixo do *driver* ($V_{dr(off)}$) foram consideradas contantes na análise.

5.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

Para validar o método probabilístico, um circuito de duplo pulso foi desenvolvido para a previsibilidade das perdas por comutação em MOSFETs. A Figura 76 mostra o protótipo destacando os seus componentes utilizados nas suas vistas superior e inferior.

Figura 76 – Protótipo do circuito de duplo pulso (a) Vista superior e (b) Vista inferior.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 19 apresenta os principais parâmetros do circuito DPT. Nota-se que a PCB apresenta um orifício para a inserção da sonda de medição de corrente, de modo que não seja necessário a adição de cabos externos para a medição da corrente. Além disso, foi usado um diodo SiC, D_s , com pequena carga de recuperação reversa para mitigar a influência nas perdas por comutação. Além disso, foram adicionados capacitores de diferentes tecnologias para reduzir a resistência equivalente série e fazer o correto acoplamento com a fonte de alimentação CC. As medições dos sinais de v_{DS} e v_{GS} foram realizadas pelas sondas passivas (500 MHz). O sistema de acionamento foi implementado digitalmente usando um FPGA. Nos experimentos, os dispositivos testados foram os MOSFETs IRF840 e SCT3120AL. Cabe ainda ressaltar que um procedimento *de-skew* foi realizado no osciloscópio, a fim de mitigar os atrasos advindos das sondas de medições.

Tabela 19 – Parâmetros do protótipo do DPT

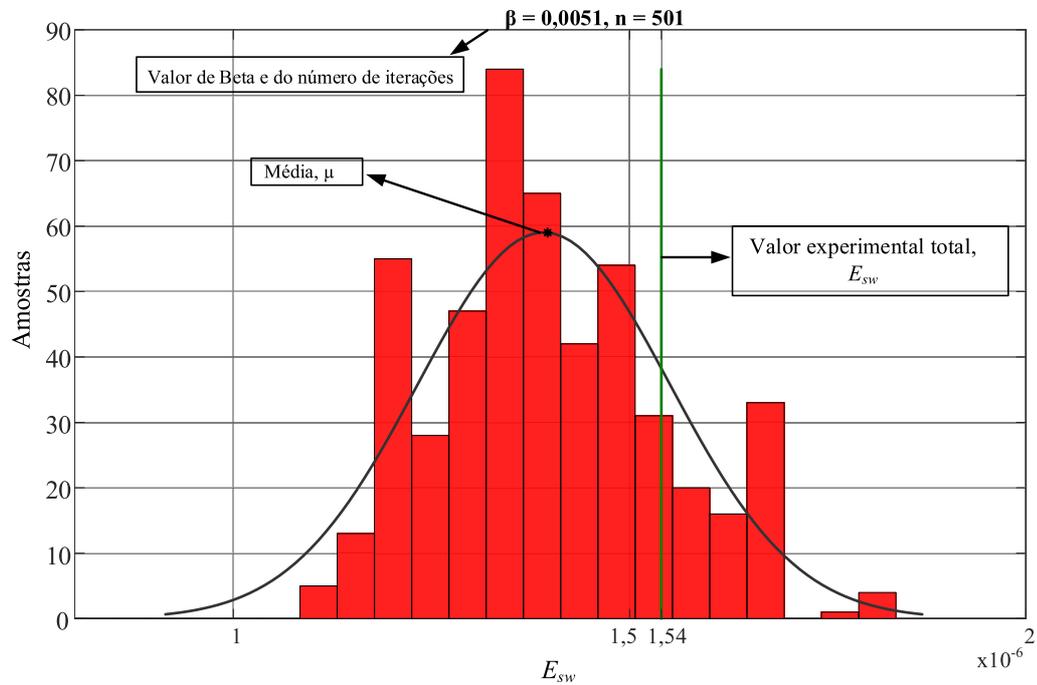
| Parâmetro | Descrição | Valor |
|-----------|-----------------------------|---|
| L_b | Indutor DPT | 4,67 mH MAGMATEC (MMT052T2711); N=130; AWG21) |
| C_{bp} | Capacitor de desacoplamento | 10 μ F + 480 nF/600 V |
| DUT | MOSFETs | – |
| D_s | Diodo Schottky | C3D16065A |
| V_{dr} | Tensão do <i>driver</i> | 18 V |
| R_g | Resistência total de porta | 10 + $R_g(in)$ Ω |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Para cada uma das simulações serão apresentados histogramas referentes à cada iteração da SMC-NC associados à FDP Gaussiana que descreve o comportamento de tais histogramas, exibindo suas respectivas médias e o desvios-padrões. Além disso, serão mostrados os valores obtidos experimentalmente para que sejam comparados com os resultados provenientes das referidas simulações. A Figura 77 mostra um exemplo genérico destacando o valor de β , o número de iterações, o valor da média, μ , juntamente com o valor experimental obtido, além do valor estimado pela simulação de Monte Carlo Não Sequencial.

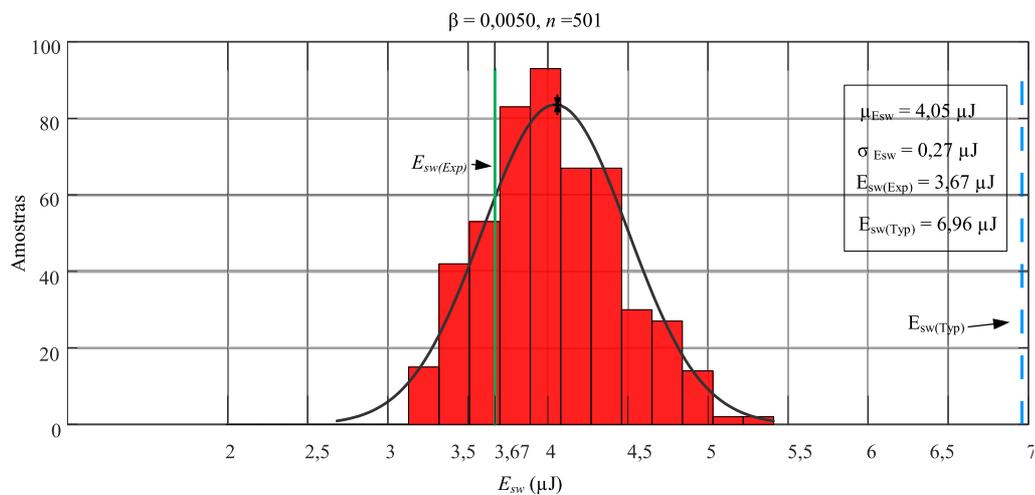
A Figura 78 mostra os resultados para a condição (100 V - 1 A), para o MOSFET SiC SCT3120AL, destacando a energia total de comutação, E_{sw} , representada por sua média, μ , de suas respectivas Gaussianas. Além disso, os desvios padrões associados a cada energia de comutação são representadas, por σ , e os valores experimentais e típicos encontrados pelo método Guo, são representados por retas verticais na cor verde e azul, respectivamente. A Figura 79 ilustra o comportamento da energia de comutação total, indicando a convergência em torno de 300 amostras, ou seja, assume um valor próximo a 4,05 μ J, na condição de 100 V - 1 A.

Figura 77 – Histograma da energia de comutação destacando os principais parâmetros envolvidos na simulação de Monte Carlo Não Sequencial.



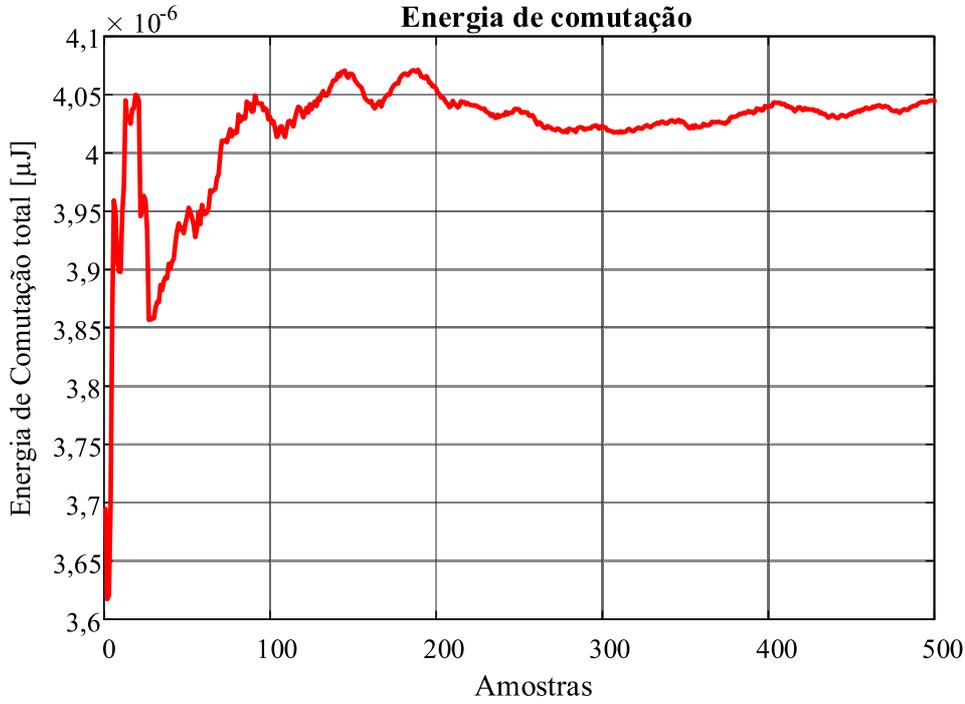
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 78 – Histograma do Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 100 V - 1 A.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 79 – Curva de convergência do Método de Monte Carlo Não Sequencial para a condição de 100 V - 1 A (MOSFET SiC (SCT3120AL))



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Pela análise da Tabela 20 e da Figura 78, constata-se que a energia total, na condição de 100 V-1 A, encontra-se na faixa da Gaussiana delimitada por $[\mu - 2\sigma_{E_{sw}}, \mu + 2\sigma_{E_{sw}}]$. Para o caso em análise o valor de desvio padrão, $\sigma_{E_{sw}}$, foi de 0,27.

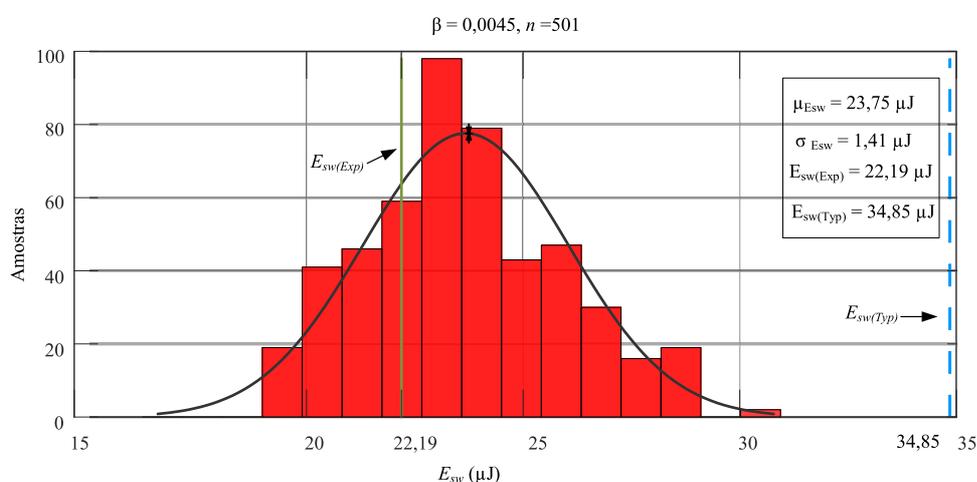
Tabela 20 – Resultado Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 100 V - 1 A evidenciando a localização dos parâmetros dentro da Gaussiana.

| Parâmetro | Desvio Padrão | Localização do valor experimental |
|---------------|-------------------|--|
| $E_{sw(Exp)}$ | $\sigma_{E_{sw}}$ | $[\mu - 2\sigma_{E_{sw}}, \mu + 2\sigma_{E_{sw}}]$ |
| 4,06 | 0,27 | |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Usando o mesmo procedimento de cálculo, obtém-se a Figura 80 na condição de 200 V - 2 A, para o MOSFET SiC SCT3120AL, novamente, destacando a energia total de comutação, E_{sw} , desvio padrão e valores obtidos experimentalmente e pelo método Guo (GUO *et al.*, 2015) usando valores típicos.

Figura 80 – Histograma do Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 200 V - 2 A



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 81 ilustra o comportamento da energia de comutação total, indicando a convergência em torno de 300 amostras, ou seja, assume um valor próximo a $23,75 \mu\text{J}$, na condição de 200 V - 2 A.

Pela análise da Tabela 21 e da Figura 80, obtém-se um valor de $23,75 \mu\text{J}$ para o valor da energia de comutação total usando o método de Monte Carlo Não Sequencial, um desvio padrão, $\sigma_{E_{sw}}$ de 1,41. Cabe salientar que o valor da energia obtida usando todos os parâmetros típicos das variáveis de entrada, foi de $34,85 \mu\text{J}$, aproximadamente duas vezes o valor obtido experimentalmente e pelo método estocástico. É possível concluir que quando se usa variáveis de entradas típicas, o método de estimativa das perdas por comutação superdimensiona o valor experimental, o que tende ser um problema quando se deseja uma análise acurada.

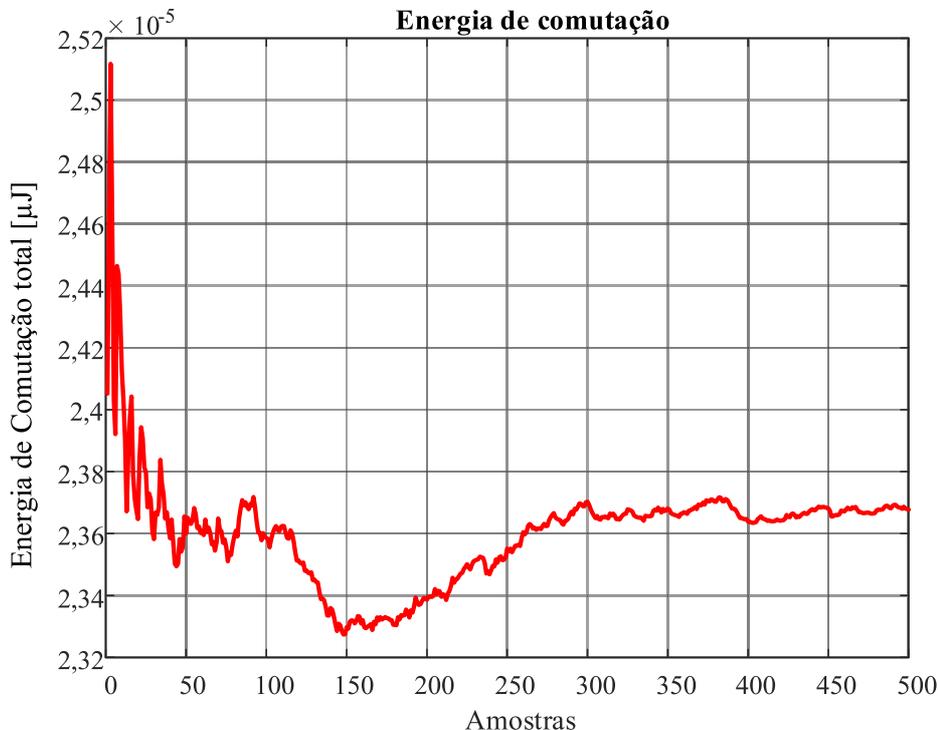
Tabela 21 – Resultado Método de Monte Carlo Não Sequencial para o MOSFET SCT3120AL na condição de 200 V-2 A evidenciando a localização dos parâmetros dentro da Gaussiana

| Parâmetro | Desvio Padrão | Localização do valor experimental |
|---------------|-------------------|--|
| $E_{sw(Exp)}$ | $\sigma_{E_{sw}}$ | $[\mu - \sigma_{E_{sw}}, \mu + \sigma_{E_{sw}}]$ |
| 22,19 | 1,41 | |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Para generalizar o estudo do método probabilístico foram analisados diversos cenários envolvendo o MOSFET SiC (SCT3120AL). Na análise foram considerados seis

Figura 81 – Curva de convergência do Método de Monte Carlo Não Sequencial para a condição de 200 V - 2 A (MOSFET SiC (SCT3120AL))



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

níveis diferentes de tensão e três níveis de corrente, totalizando dezoito casos. Além disso, foi estabelecida uma comparação considerando o método probabilístico, o método Guo usando os parâmetros típicos encontrados na folha de dados do componente (GUO *et al.*, 2015) e o método (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) em todas as condições analisadas. Contata-se pela Tabela 22 que o método probabilístico representado na terceira coluna é aquele que mais se aproxima do valor coletado experimentalmente pelo circuito de duplo pulso. Os resultados apresentados se mostraram satisfatoriamente eficientes, uma vez que em todos os casos, os resultados correspondentes a energia de comutação total obtidos pelo método probabilístico, ficou dentro da região delimitada pela Gaussiana. Cabe salientar, ainda, que comparando com o método de Guo (GUO *et al.*, 2015) e com o método analítico proposto por (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017), o método probabilístico forneceu um valor mais próximo do valor obtido experimentalmente em comparação com os métodos citados anteriormente, conforme é demonstrado na Tabela 22, nas condições de teste analisadas para o MOSFET SiC (SCT3120AL). Sendo assim, o método pode ser estendido a outros níveis de tensão e corrente, caso necessário. Além disso, em todas as condições de teste o coeficiente de convergência (β) da SMC-NC foi inferior a uma tolerância inferior

a 0,005, indicando uma convergência em torno da quingentésima primeira iteração. O tempo médio de simulação foi de quarenta minutos (Intel core i7 - 1,9 GHz computer) em cada condição de teste analisada.

Para estender o método probabilístico proposto, neste trabalho, foi considerado outro tipo de tecnologia de MOSFET, isto é, IRF840. Para a implementação das Gaussianas foram considerados os dados da descritos na Tabela 18. É importante enfatizar que como o MOSFET não apresenta a curva de transcondutância em função da variação de corrente, assim, foram considerados apenas os limites mínimo e máximo para a geração da FDP Gaussiana referente ao respectivo parâmetro. Foram analisados 24 casos (seis níveis de tensão e quatro níveis de corrente), conforme é ilustrado na Tabela 23. Contata-se, novamente, que o método probabilístico é aquele que mais se aproxima do valor das perdas por comutação obtido experimentalmente pelo circuito de duplo pulso.

Em todos os 24 casos analisados, o Método estocástico ficou mais próximo do valor obtido experimentalmente. Embora seja um método que demore um tempo relativamente maior quando se utiliza o método tradicional, ele apresenta um boa aproximação, sendo indicado para programas de otimização, em especial, quando se deseja um valor mais preciso.

5.7 CONSIDERAÇÕES PARCIAIS

O método proposto neste capítulo consistiu de uma concatenação entre um método estocástico de Monte Carlo e um método analítico para estimativa de perdas. Nesse sentido, foram discutidas questões relacionadas a definição, caracterização e implementação numérica dos métodos supracitados.

Em relação ao Método de Monte Carlo Não Sequencial, a principal desvantagem reside no fato de ser necessário um considerável "poder" de processamento no que tange à execução do algoritmo, demorando algumas dezenas de minutos até que se atinja a convergência desejada.

Por fim, cabe ressaltar que os resultados evidenciam de forma clara que, apesar de simples, nossas estratégias conferem melhorias significativas na estimativa das perdas por comutação.

Tabela 22 – Comparação dos métodos probabilístico proposto, método Guo (GUO *et al.*, 2015) e Método Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) para o MOSFET SCT3120AL

| Condições (Tensão [V] – Corrente [A]) | Exp. [μ J] | MP(σ) | Guo (typ.) [(GUO <i>et al.</i> , 2015)] | Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) |
|---|-----------------|----------------|---|--|
| 50 – 1 | 1,54 | 1,39 (0,10) | 2,98 | 1,06 |
| 50 – 2 | 2,40 | 2,40 (0,16) | 5,77 | 1,97 |
| 50 – 5 | 7,23 | 7,55 (0,36) | 15,88 | 5,76 |
| 100 – 1 | 3,67 | 4,06 (0,27) | 6,96 | 3,43 |
| 100 – 2 | 8,76 | 8,16 (0,27) | 12,7 | 5,61 |
| 100 – 5 | 19,58 | 21,6 (1,24) | 32,3 | 14,53 |
| 150 – 1 | 5,89 | 7,54 (0,52) | 10,17 | 5,85 |
| 150 – 2 | 10,49 | 15,28 (0,89) | 22,14 | 11,14 |
| 150 – 5 | 27,17 | 30,58 (1,29) | 51,71 | 24,96 |
| 200 – 1 | 11,30 | 9,62 (0,53) | 17,82 | 16,27 |
| 200 – 2 | 22,19 | 23,75 (1,41) | 34,85 | 23,03 |
| 200 – 5 | 52,07 | 47,63 (2,08) | 81,32 | 44,39 |
| 250 – 1 | 16,44 | 16,62 (1,06) | 32,16 | 15,13 |
| 250 – 2 | 37,79 | 33,87 (2,13) | 54,08 | 22,06 |
| 250 – 5 | 90,1 | 87,33 (4,74) | 105,1 | 44,96 |
| 300 – 1 | 23,99 | 22,11 (1,45) | 34,08 | 21,99 |
| 300 – 2 | 39,85 | 44,91 (2,53) | 64,09 | 36,57 |
| 300 – 5 | 93,24 | 91,69 (5,38) | 116,5 | 62,06 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Tabela 23 – Comparação dos métodos probabilístico proposto, método Guo (GUO *et al.*, 2015) e Método Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) para o MOSFET IRF840

| Condições (Tensão [V] – Corrente [A]) | Exp. [μ J] | MP(σ) | Guo (typ.) [(GUO <i>et al.</i> , 2015)] | Ahmed (AHMED; TODD; FORSYTH, 2017) |
|---|-----------------|----------------|---|--|
| 50 – 1 | 1,37 | 1,51(0,04) | 0,72 | 0,97 |
| 50 – 2 | 2,38 | 2,78 (0,54) | 5,77 | 2,84 |
| 50 – 4 | 5,88 | 4,95(0,07) | 12,88 | 6,68 |
| 50 – 6 | 9,94 | 11,15 (0,15) | 18,14 | 14,22 |
| 100 – 1 | 3,20 | 3,53(0,27) | 2,51 | 2,61 |
| 100 – 2 | 4,85 | 6,56 (0,12) | 12,89 | 6,56 |
| 100 – 4 | 11,45 | 11,91 (0,19) | 32,3 | 14,89 |
| 100 – 6 | 22,10 | 23,28 (0,64) | 38,67 | 32,69 |
| 150 – 1 | 5,22 | 6,02 (0,16) | 10,17 | 6,50 |
| 150 – 2 | 9,27 | 11,32 (0,24) | 22,14 | 13,42 |
| 150 – 4 | 17,40 | 20,99 (0,39) | 35,49 | 24,53 |
| 150 – 6 | 33,34 | 29,46 (0,58) | 72,48 | 51,21 |
| 200 – 1 | 8,95 | 9,11 (0,26) | 9,54 | 11,94 |
| 200 – 2 | 13,58 | 17,12(0,36) | 20,42 | 17,70 |
| 200 – 4 | 25,96 | 31,82 (0,57) | 43,58 | 37,66 |
| 200 – 6 | 44,19 | 45,29 (0,71) | 82,10 | 71,14 |
| 250 – 1 | 13,13 | 12,51 (0,29) | 22,92 | 12,09 |
| 250 – 2 | 16,82 | 24,00 (0,56) | 28,14 | 24,65 |
| 250 – 4 | 32,13 | 44,46 (0,66) | 57,43 | 50,13 |
| 250 – 6 | 55,12 | 64,19 (1,16) | 92,23 | 93,16 |
| 300 – 1 | 15,46 | 16,55 (0,42) | 29,87 | 13,72 |
| 300 – 2 | 24,28 | 31,89 (0,81) | 41,56 | 35,09 |
| 300 – 4 | 41,76 | 59,46 (1,11) | 79,14 | 67,21 |
| 300 – 6 | 69,47 | 86,10 (1,52) | 139,11 | 126,52 |

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

6 CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Este trabalho apresentou o estudo das perdas por comutação em MOSFETs envolvendo dispositivos de silício e de carbeto de silício. Além disso, foram analisadas questões referentes ao desenvolvimento de um método analítico de alta exatidão para estimativa das perdas por comutação em MOSFETs usando parâmetros de *datasheet*.

Embora várias conclusões específicas tenham sido previamente obtidas ao longo deste trabalho, destaca-se neste ponto a importância de uma abordagem geral do estudo desenvolvido, salientando os aspectos relacionados às contribuições oferecidas e à continuidade do mesmo.

Após uma ampla revisão bibliográfica sobre as perdas por comutação em MOSFETs verificou-se que não existe na literatura técnica um método de estimativa das perdas por comutação consolidado, o que aponta para a necessidade de desenvolvimento e/ou aprimoramento de algum método existente. Nesta análise, constatou-se que as perdas por comutação são fortemente dependentes das capacitâncias parasitas, em especial, a capacitância de transferência reversa que tem característica não linear e dependente da tensão dreno-fonte, e indutâncias parasitas presentes no circuito de potência, *e.g.* indutância de fonte e de dreno. Caso esses parâmetros sejam desconsiderados, grandes erros ocorrerão ao comparar com os valores obtidos experimentalmente.

O estudo desenvolvido também demonstrou que a especificação correta de todos os elementos do circuito de duplo pulso é extremamente importante, pois estes têm impacto direto nas medições elétricas, uma vez que a escolha inadequada dos semicondutores tenderá a modificar as formas de ondas transitórias dificultando uma análise mais precisa. Constatou-se ainda que as funções internas dos osciloscópios não conseguem eliminar completamente os atrasos no tempo e o nível *offset* de tensão e corrente. Sendo assim, foi construído um circuito de calibração com o intuito de mitigar esses aspectos.

Diante da imprecisão dos métodos de perdas por comutação desenvolveu-se um método de estimativa de perdas por comutação considerando a análise completa e inclusão de indutâncias parasitas na análise. Pelo estudo realizado, constatou-se que parâmetros levantados na folha de dados do componente são testados em condições específicas e não necessariamente traduzem o ponto de operação do componente sendo por esse motivo responsáveis pela baixa acurácia dos métodos de estimativa. Nesse intuito, foi realizada uma análise de sensibilidade nos parâmetros de entrada e constatou-se que a tensão de limiar é um dos principais parâmetros que afeta a exatidão dos métodos, visto que ela normalmente é dada para valores mínimo, típico e máximo, e a escolha equivocada de seu valor pode levar a uma estimativa irreal das perdas na maioria dos casos. Sendo assim, foi proposta uma nova abordagem para o cálculo desse parâmetro. A tensão de limiar foi calculada por meio da interpolação do gráfico, extraído do *datasheet*. Essa mudança

trouxe resultados satisfatórios em diferentes condições operacionais envolvendo MOSFETs de potência em diferentes faixas de temperaturas com erros de estimativa inferiores a 20%.

Por fim, foi apresentada uma nova abordagem para estimativa das perdas por comutação, baseando-se no método de Monte Carlo Não Sequencial considerando a característica estocástica dos parâmetros de entrada. A variação paramétrica utilizada foi baseada na folha de dados do dispositivo. Pela análise de diversas condições de corrente e tensão, obteve-se uma melhora substancial em termos de exatidão usando a metodologia proposta embora exija uma capacidade de processamento considerável no que tange à execução do método. Usando o método de Monte Carlo Não Sequencial, obteve-se erros menores que 12,5% para o estudo realizado se mostrando uma ferramenta eficaz para a estimativa de perdas por comutação em MOSFETs empregando a análise probabilística. De todo modo, essa metodologia pode ser estendida a outras condições de teste e/ou novos MOSFETs a base de silício e carbeto de silício. No entanto, a metodologia proposta, necessita de estudos mais abrangentes em outras faixas de temperatura para uma generalização ainda maior.

Diante do estudo desenvolvido, surgem à tona alguns aspectos ainda insuficientemente explorados. Neste contexto, são propostos os seguintes tópicos a serem futuramente investigados:

- a) calcular as perdas globais em duas topologias distintas de conversores estáticos;
- b) aplicar o método de Monte Carlo Não Sequencial considerando situações em que o dispositivo sob teste seja submetido a diferentes condições de temperatura;
- c) realizar uma comparação entre os métodos de Monte Carlo Sequencial e Não Sequencial na previsibilidade de perdas em MOSFETs;
- d) aplicar novas formas de definição das Gaussianas dos parâmetros de entrada do método de estimativa, como por exemplo, usar a função de estimação de Kernel.

REFERÊNCIAS

- AHMED, M. R.; TODD, R.; FORSYTH, A. J. Predicting sic mosfet behavior under hard-switching, soft-switching, and false turn-on conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 11, p. 9001–9011, 2017.
- ALVES, J. E. C. **Teorema Central do Limite: Compreendendo e Aplicando**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Recôncavo da Bahia, jul 2016.
- ARRIBAS, A. P.; KRISHNAMURTHY, M.; SHENAI, K. Accurate characterization of switching losses in high-speed, high-voltage power mosfets. In: IEEE. **Integrated Power Packaging (IWIPP), 2015 IEEE International Workshop on**. [S.l.], 2015. p. 95–98.
- AUBARD, L.; VERNEAU, G.; CREBIER, J.; SCHAEFFER, C.; AVENAS, Y. Power mosfet switching waveforms: An empirical model based on a physical analysis of charge locations. In: IEEE. **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)**. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1305–1310.
- BALIGA, B. J. **Fundamentals of power semiconductor devices**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006.
- BALOGH, L. Design and application guide for high speed mosfet gate drive circuits. In: TEXAS INSTRUMENTS/UNITRODE CORPORATION, POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR, SEM. [S.l.], 2001.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. **Documento Interno (INEP–2002)**, 2002.
- BARRUEL, F.; SCHANEN, J.; RETIERE, N. Volumetric optimization of passive filter for power electronics input stage in the more electrical aircraft. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual**. [S.l.], 2004. v. 1, p. 433–438.
- BOTEV, Z. I.; GROTOWSKI, J. F.; KROESE, D. P. Kernel density estimation via diffusion. **Ann. Statist.**, The Institute of Mathematical Statistics, v. 38, n. 5, p. 2916–2957, 10 2010. Disponível em: <https://doi.org/10.1214/10-AOS799>.
- BROWN, J. Power mosfet basics: Understanding gate charge and using it to assess switching performance. **Vishay Siliconix, AN608**, 2004.
- BROWN, J. Modeling the switching performance of a mosfet in the high side of a non-isolated buck converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 1, p. 3–10, Jan 2006. ISSN 0885-8993.
- CAO, W.; ASHER, G. M.; HUANG, X.; ZHANG, H.; FRENCH, I.; ZHANG, J.; SHORT, M. Calorimeters and techniques used for power loss measurements in electrical machines. **IEEE instrumentation & measurement magazine**, IEEE, v. 13, n. 6, 2010.
- CHEN, K.; ZHAO, Z.; YUAN, L.; LU, T.; HE, F. The impact of nonlinear junction capacitance on switching transient and its modeling for sic mosfet. **IEEE Transactions on Electron Devices**, IEEE, v. 62, n. 2, p. 333–338, 2014.

CONSENTINO, G.; ARDITA, G. A simplified and approximate power mosfet intrinsic capacitance simulation: theoretical studies, measures and comparisons. In: IEEE. **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.], 2008. p. 38–43.

COTA, A. P. L. **Desenvolvimento de ferramentas computacionais para a análise de perdas em conversores estáticos: aplicação ao cálculo de rendimento de UPSs trifásicas de dupla conversão**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.

DIAS, J. A. S. **Modelo para representação de séries temporais correlacionadas com aplicação na avaliação da confiabilidade por simulação monte carlo não-sequencial**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.

EBERLE, W.; ZHANG, Z.; LIU, Y.-F.; SEN, P. A simple analytical switching loss model for buck voltage regulators. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE**. [S.l.], 2008. p. 36–42.

EBERLE, W.; ZHANG, Z.; LIU, Y.-F.; SEN, P. C. A practical switching loss model for buck voltage regulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 24, n. 3, p. 700–713, 2009.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **FQH8N100C**. Datasheet, 2008.

FERREIRA, M. **Método Kernel: Estimação de Densidades e Classificação de Padrões**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, 2009.

FISHMAN, G. **Monte Carlo: concepts, algorithms, and applications**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013.

FOREST, F.; HUSELSTEIN, J.-J.; FAUCHER, S.; ELGHAZOUANI, M.; LADOUX, P.; MEYNARD, T.; RICHARDEAU, F.; TURPIN, C. Use of opposition method in the test of high-power electronic converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 53, n. 2, p. 530–541, 2006.

GLADISH, J.; SEMICONDUCTOR, F. Mosfet selection to minimize losses in low-output-voltage dc-dc converters. In: **Fairchild semiconductor power seminar**. [S.l.: s.n.], 2008. v. 2009.

GRAOVAC, D.; PURSCHEL, M.; KIEP, A. Mosfet power losses calculation using the datasheet parameters. **Infineon application note**, v. 1, 2006.

GUO, J.; GE, H.; YE, J.; EMADI, A. Improved method for mosfet voltage rise-time and fall-time estimation in inverter switching loss calculation. In: **2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

HART, D. **Power electronics**. 2011.

HEBEI. **Thermoelectric Cooler (TEC1-12706)**. 2010. Disponível em: <http://bit.do/frQMR>.

- HOMEYER, W.; BOWLES, E.; LUPAN, S.; WALIA, P.; MALDONADO, M. Advanced power converters for more electric aircraft applications. In: IEEE. **Energy Conversion Engineering Conference, 1997. IECEC-97., Proceedings of the 32nd Intersociety.** [S.l.], 1997. v. 1, p. 591–596.
- JAIN, P. K. Power electronics for low voltage semiconductor technology: challenges and some possible solutions. In: IEEE. **Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International.** [S.l.], 2004. v. 1, p. 20–28.
- JONES, E. A.; WANG, F. F.; COSTINETT, D. Review of commercial gan power devices and gan-based converter design challenges. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 3, p. 707–719, Sept 2016. ISSN 2168-6777.
- KARVONEN, A.; THIRINGER, T. Mosfet modeling adapted for switched applications using a state-space approach and internal capacitance characterization. In: IEEE. **2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS).** [S.l.], 2009. p. 1107–1112.
- KIMOTO, T.; COOPER, J. A. **Fundamentals of Silicon Carbide Technology: Growth, Characterization, Devices and Applications.** [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.
- KLEIN, J. Synchronous buck mosfet loss calculations with excel model. **Fairchild Semiconductor Application Notes AN-6005**, v. 48, 2006.
- KOCON, C.; GLADISH, J.; CHALLA, A. Advanced physics-based modeling of power mosfet device performance in the synchronous buck converter. In: **Proc. PCIM Europe.** [S.l.: s.n.], 2006.
- KOLAR, J. W.; DROFENIK, U.; BIELA, J.; HELDWEIN, M. L.; ERTL, H.; FRIEDLI, T.; ROUND, S. D. Pwm converter power density barriers. In: IEEE. **Power Conversion Conference-Nagoya, 2007. PCC'07.** [S.l.], 2007. p. P–9.
- KOSONEN, A.; AARNIOVUORI, L.; PYRHÖNEN, J.; NIEMELÄ, M.; BACKMAN, J. Calorimetric concept for measurement of power losses up to 2 kw in electric drives. **IET Electric Power Applications**, IET, v. 7, n. 6, p. 453–461, 2013.
- KOZAK, D. V. **Simulação direta de Monte Carlo de escoamentos internos e externos de gases no amplo intervalo de rarefação com aplicação a problemas da Engenharia Aeroespacial.** Dissertação (Doutorado em Engenharia e Ciências dos Materiais) — Universidade Federal do Paraná, 2010.
- LATHI, B.; DING, Z. Sistemas de comunicações analógicos e digitais modernos. **LTC, Rio de Janeiro**, 2012.
- LEE, F. C.; LI, Q. High-frequency integrated point-of-load converters: Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 9, p. 4127–4136, 2013.
- LI, X.; JIANG, J.; HUANG, A. Q.; GUO, S.; DENG, X.; ZHANG, B.; SHE, X. A sic power mosfet loss model suitable for high-frequency applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 10, p. 8268–8276, 2017.
- LIDOW, A.; STRYDOM, J.; ROOIJ, M. D.; REUSCH, D. **GaN transistors for efficient power conversion.** [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.

LOBO, M. **A importância da flexibilidade gerencial: análise de investimentos usando a teoria das Opções Reais da planta GTL**. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica, type=Dissertação de Mestrado, 2007.

LÓPEZ, T.; ALARCON, E. Power mosfet technology roadmap toward high power density voltage regulators for next-generation computer processors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 2193–2203, 2012.

MCNUTT, T. R.; HEFNER, A. R.; MANTOOTH, H. A.; BERNING, D.; RYU, S.-H. Silicon carbide power mosfet model and parameter extraction sequence. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 22, n. 2, p. 353–363, 2007.

MEADE, T.; O’SULLIVAN, D.; FOLEY, R.; ACHIMESCU, C.; EGAN, M.; MCCLOSKEY, P. Parasitic inductance effect on switching losses for a high frequency dc-dc converter. In: IEEE. **2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.], 2008. p. 3–9.

MILLÁN, J.; GODIGNON, P.; PERPIÑÀ, X.; PÉREZ-TOMÁS, A.; REBOLLO, J. A survey of wide bandgap power semiconductor devices. **IEEE transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 29, n. 5, p. 2155–2163, 2013.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics**. [S.l.]: Wiley New York, 2011.

OZPINECIL, B.; TOLBERT, L. M.; ISLAM, S. K. Silicon carbide power device characterization for hevts. In: IEEE. **Power Electronics in Transportation, 2002**. [S.l.], 2002. p. 93–97.

PAM, S.; SHEEHAN, R.; MUKHOPADHYAY, S. Accurate loss model for dc-dc buck converter including non-linear driver output characteristics. In: IEEE. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2012. p. 721–726.

PATHAK, A. D. Mosfet/igbt drivers theory and applications. **Application Note AN002**, 2001.

PERRET, R. **Power electronics semiconductor devices**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.

QI, F.; WANG, M.; XU, L. Investigation and review of challenges in a high-temperature 30-kva three-phase inverter using sic mosfets. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2483–2491, May 2018. ISSN 0093-9994.

QU, Y.; SHU, W.; CHANG, J. S. A fully soft switched point-of-load converter for resource constraint drone applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 3, p. 2705–2713, 2020.

RAGGL, K.; NUSSBAUMER, T.; DOERIG, G.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Comprehensive design and optimization of a high-power-density single-phase boost pfc. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 56, n. 7, p. 2574–2587, 2009.

RAMACHANDRAN, R.; NYMAND, M. Switching losses in a 1.7 kw gan based full-bridge dc-dc converter with synchronous rectification. In: **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–10.

RASHID, M. H. **Power electronics handbook: devices, circuits and applications**. [S.l.]: Academic press, 2010.

REN, Y.; XU, M.; ZHOU, J.; LEE, F. C. Analytical loss model of power mosfet. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 21, n. 2, p. 310–319, 2006.

RODRÍGUEZ, M.; RODRÍGUEZ, A.; MIAJA, P. F.; LAMAR, D. G.; ZÚNIGA, J. S. An insight into the switching process of power mosfets: An improved analytical losses model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 25, n. 6, p. 1626–1640, 2010.

ROHM SEMICONDUCTOR. **SCT3120AL650**. Datasheet, 2016.

ROSS, S. M. **A First Course in Probability**. [S.l.]: Prentice Hall, 2008.

SCOTT, D. W.; TAPIA, R. A.; THOMPSON, J. R. Kernel density estimation revisited. **Nonlinear Analysis: Theory, Methods & Applications**, ScienceDirect, v. 1, n. 4, p. 339–372, 1977.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C.; CARUSONE, T. C.; GAUDET, V. **Microelectronic circuits**. [S.l.]: Oxford University Press New York, 2016.

SEMICONDUCTOR, R. The next generation of power conversion systems enabled by sic power devices. **White paper: cus13003-ver**, v. 1, 2013.

SHAH, K.; SHENAI, K. Simple and accurate circuit simulation model for gallium nitride power transistors. **IEEE Transactions on Electron Devices**, IEEE, v. 59, n. 10, p. 2735–2741, 2012.

SHAHABI, A.; LEMMON, A.; GRAVES, R.; BANERJEE, S.; GANT, L.; JENKINS, L. L. A sic-based isolated dc/dc converter for high density data center applications. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2294–2301.

SODHI, R.; BROWN, S.; KINZER, D. Integrated design environment for dc/dc converter fet optimization. In: IEEE. **Power Semiconductor Devices and ICs, 1999. ISPSD'99. Proceedings., The 11th International Symposium on**. [S.l.], 1999. p. 241–244.

STUECKLER, F.; VECINO, E. Cool mos c7 650v switch in a kelvin source configuration. **Infineon Technologies Austria AG: Villach, Austria**, 2013.

SUN, K.; WU, H.; LU, J.; XING, Y.; HUANG, L. Improved modeling of medium voltage sic mosfet within wide temperature range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 29, n. 5, p. 2229–2237, 2013.

SVERKO, M.; KRISHNAMURTHY, S. Calorimetric loss measurement system for air and water cooled power converters. In: IEEE. **Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on**. [S.l.], 2013. p. 1–10.

TOCCI, R. J.; WIDMER, N. S.; MOSS, G. L. **Sistemas digitais**. [S.l.]: Pearson Educación, 2011.

VISHAY. **IRF840**. Datasheet, 2016.

VISWANATHAN, K.; ORUGANTI, R. Evaluation of power losses in a boost pfc unit by temperature measurements. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 43, n. 5, p. 1320–1328, 2007.

VOLKE, A.; WENDT, J.; HORNKAMP, M. **IGBT modules: technologies, driver and application**. [S.l.]: Infineon, 2012.

WANG, J.; CHUNG, H. S.-h.; LI, R. T.-h. Characterization and experimental assessment of the effects of parasitic elements on the mosfet switching performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 1, p. 573–590, 2013.

WANG, J.; ZHAO, T.; LI, J.; HUANG, A. Q.; CALLANAN, R.; HUSNA, F.; AGARWAL, A. Characterization, modeling, and application of 10-kv sic mosfet. **IEEE Transactions on Electron Devices**, IEEE, v. 55, n. 8, p. 1798–1806, 2008.

WEISS. **WKL-100 datasheet**. Datasheet, 2016.

WYK, J. V.; LEE, F. C. Power electronics technology at the dawn of the new millenium-status and future. In: IEEE. **Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE**. [S.l.], 1999. v. 1, p. 3–12.

XIE, R.; WANG, H.; TANG, G.; YANG, X.; CHEN, K. J. An analytical model for false turn-on evaluation of high-voltage enhancement-mode gan transistor in bridge-leg configuration. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 8, p. 6416–6433, Aug 2017. ISSN 0885-8993.

XIONG, Y.; SUN, S.; JIA, H.; SHEA, P.; SHEN, Z. J. New physical insights on power mosfet switching losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 24, n. 2, p. 525–531, 2009.

XIONG, Y.; SUN, S.; JIA, H.; SHEA, P.; SHEN, Z. J. New physical insights on power mosfet switching losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 2, p. 525–531, Feb 2009.

XUE, Y.; LU, J.; WANG, Z.; TOLBERT, L. M.; BLALOCK, B. J.; WANG, F. Active current balancing for parallel-connected silicon carbide mosfets. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1563–1569. ISSN 2329-3721.

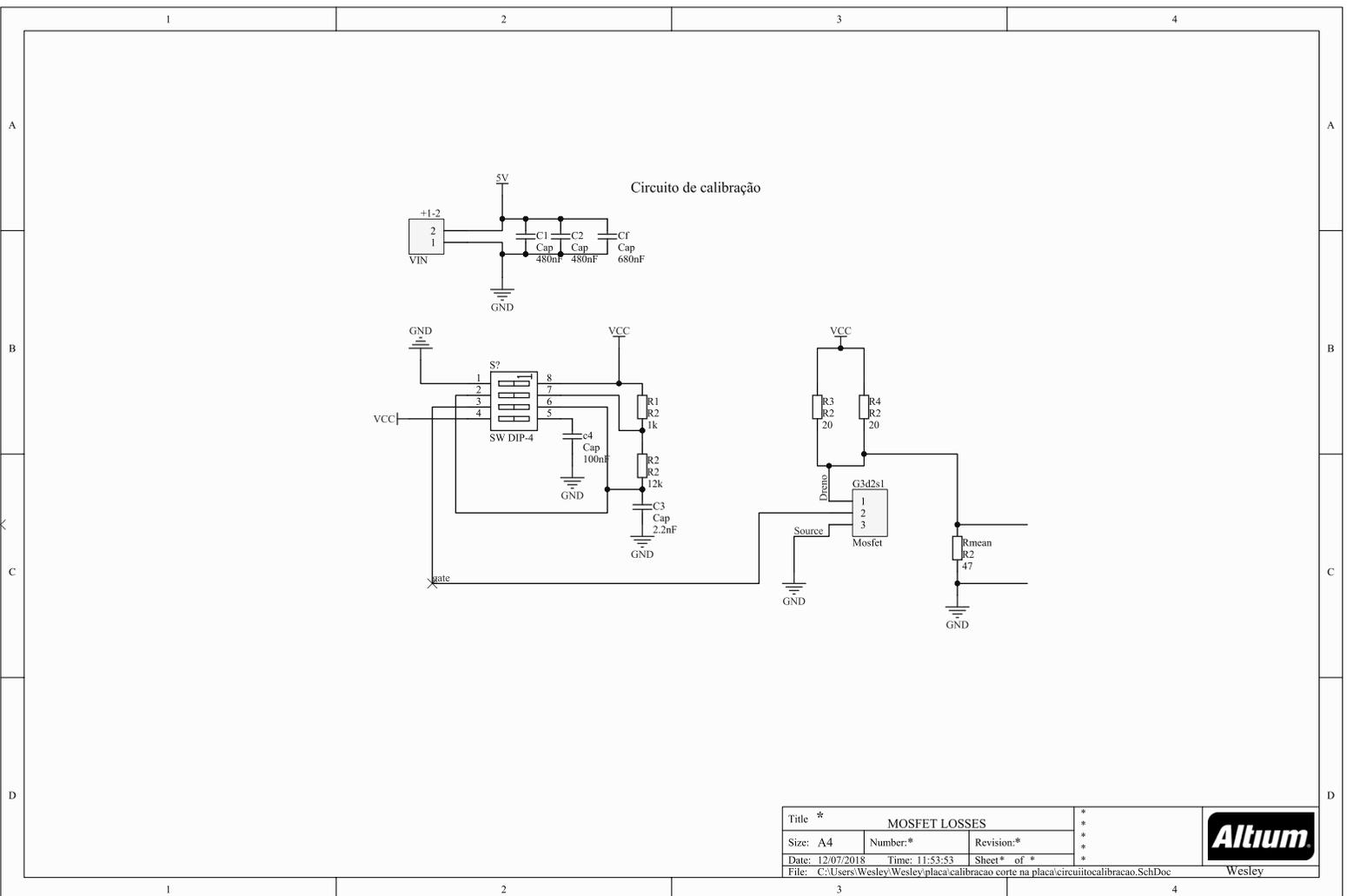
YOKOGAWA. **Highest accuracy precision WT3000E Series**. 2016. Disponível em: <https://www.yokogawa.com/pdf/provide/E/GW/Bulletin/0000029693/0/BUWT3000E-01EN.pdf>.

ZHANG, Z.; NGO, K. D. Multi-megahertz quasi-square-wave flyback converter using egan fets. **IET Power Electronics**, IET, v. 10, n. 10, p. 1138–1146, 2017.

APÊNDICE A – Materiais complementares do capítulo 3

A.1 Esquemático do circuito de ajuste dos atrasos das sondas

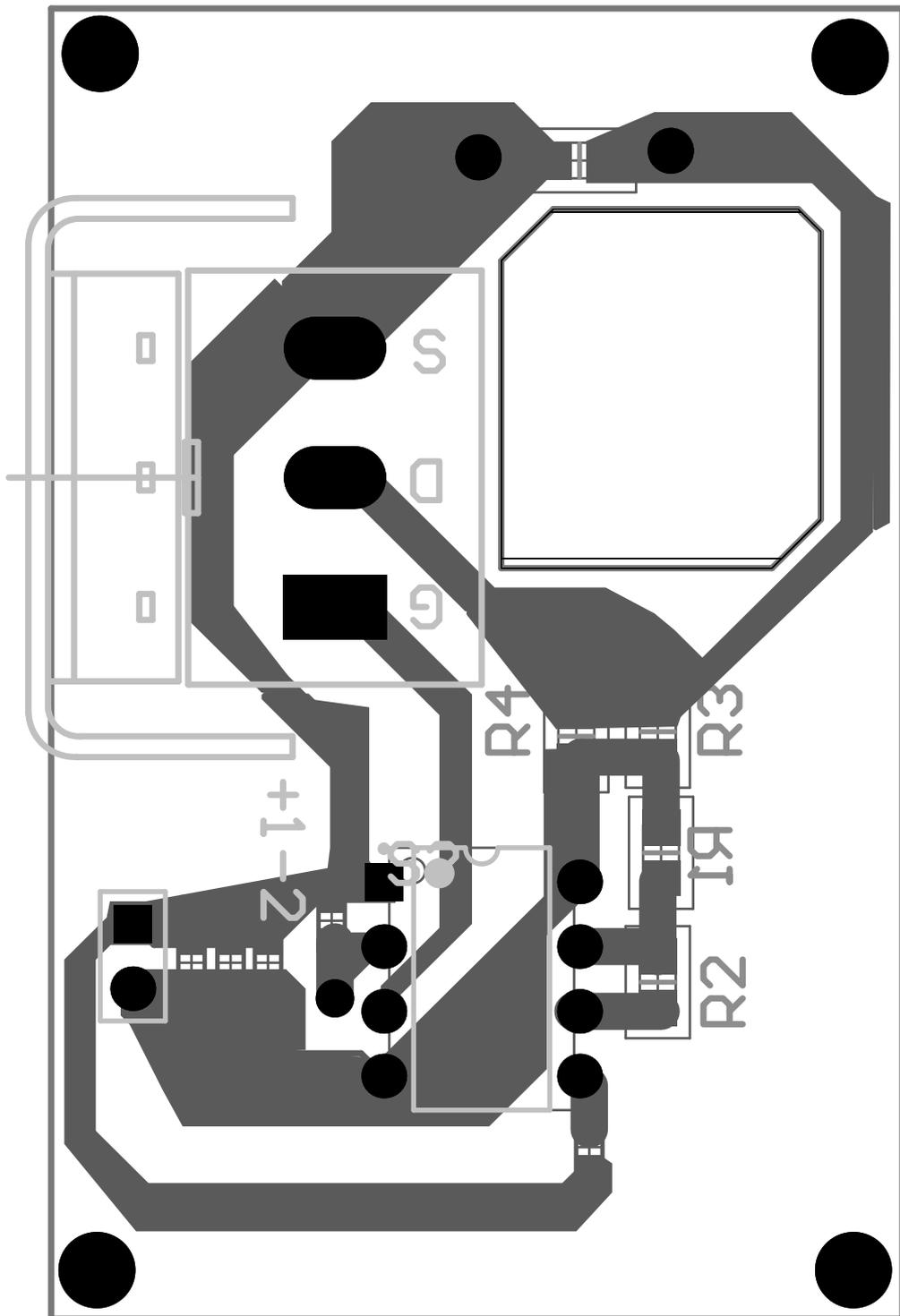
Figura 82 – Esquemático do circuito de calibração.



Fonte: elaborado pelo autor (2020).

A.2 PCB do circuito de calibração

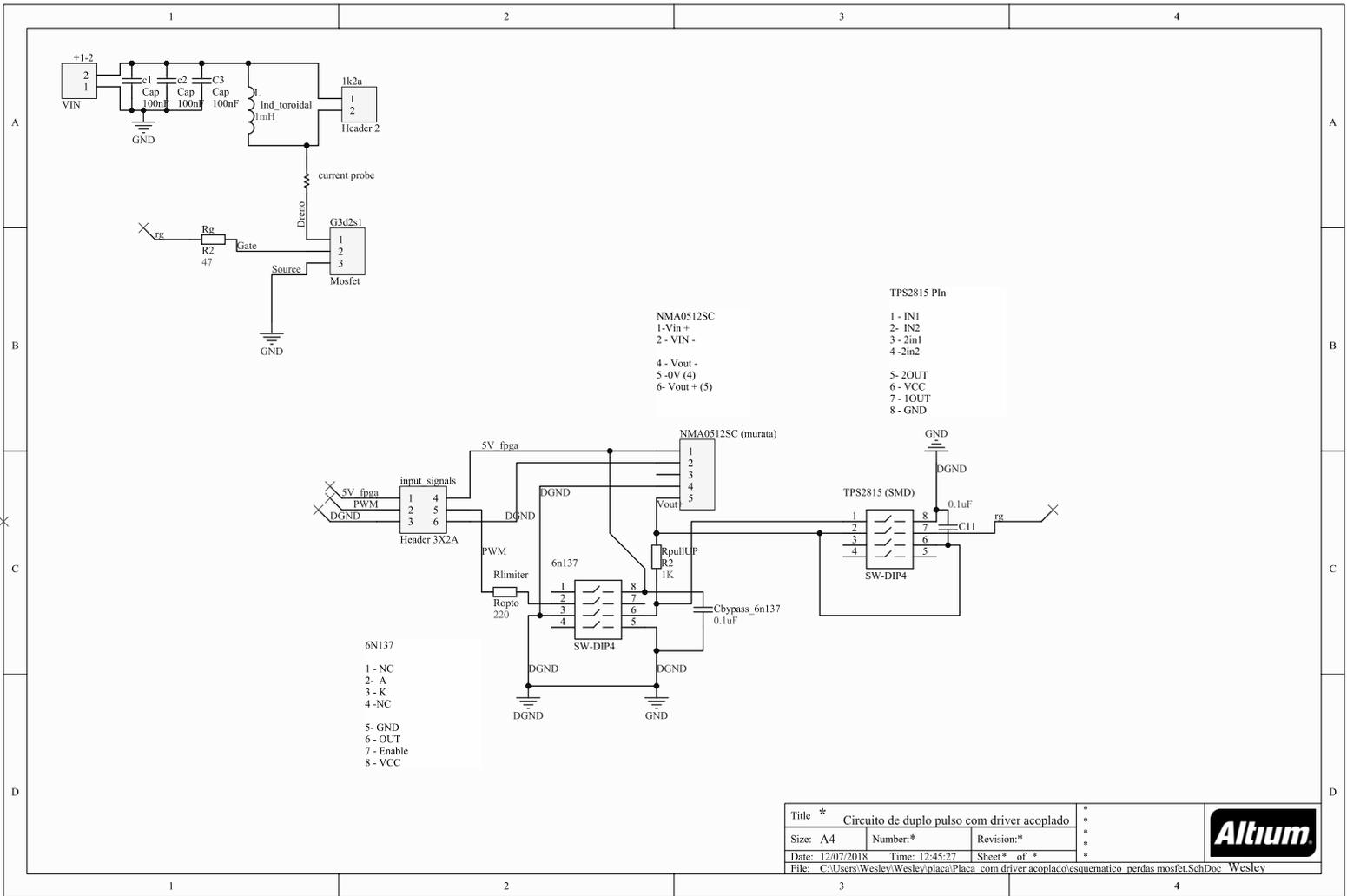
Figura 83 – PCB do circuito de calibração.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A.3 Esquemático do circuito de duplo pulso

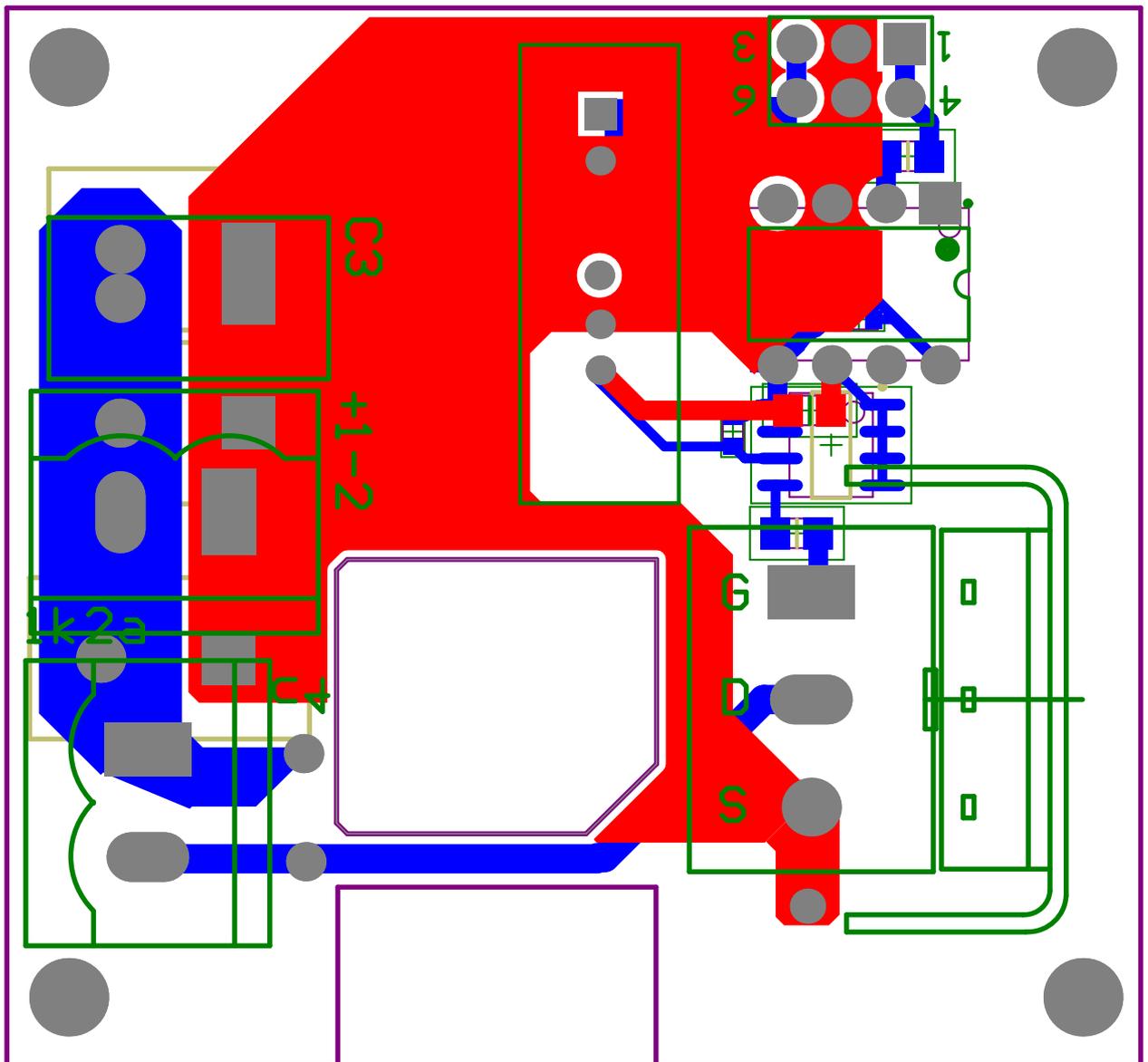
Figura 84 – Esquemático do circuito de duplo pulso com *driver* acoplado.



Fonte: elaborado pelo autor (2020).

A.4 PCB do circuito de duplo pulso

Figura 85 – PCB do circuito de duplo pulso vista superior e inferior.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

APÊNDICE B – Scripts do Matlab usados no cálculo das perdas do capítulo 4

Esse apêndice apresenta os principais scripts usados para resolver as equações de estados apresentadas no capítulo 3. Os códigos estão na sequência. Os principais aspectos de cada rotina foram comentados para ajudar o entendimento do programa.

B.1 Corte de potência

```

1 function [Vdd, Idd, Vgg, dataEXP, cutPOT, EON, EOFF ] = pickMeasureExp(dir)
2 T = readtable(dir, 'Delimiter', ',', 'HeaderLines', 20);
3 TIME = T.TIME*1e9; %TIME ns
4 DT = (T.TIME(2)-T.TIME(1));%s
5 VDS = T.CH4; %VDS
6 ID = T.CH1; %ID
7 VGS = T.CH3; %VGS
8 P = VDS .* ID;
9
10 %Valores de referencia
11 Vdd = VDS(1);
12 Idd = ID(round(length(ID)/2));
13 Vgg = max(VGS);
14
15 %% filtro
16 windowSize = 11;
17 b = (1/windowSize)*ones(1,windowSize);
18 a = 1;% coef denominador
19 ID_f = filter(b,a,ID);
20 VDS_f = filter(b,a,VDS);
21 P_f = filter(b,a,P);
22 Gdelay = (windowSize-1)/2;
23
24 %% corte automco de potencia
25
26 i_centro = round(length(P_f)/2);
27 [max1, max1_i] = max(P_f(1:i_centro));
28 [max2, max2_i] = max(P_f(i_centro:end));
29 max2_i = max2_i + i_centro - 1;
30 i_centro = round((max2_i-max1_i)/2 + max1_i);
31
32 m_inicial = mean(P_f(windowSize:round(max1_i/2)));

```

```

33 i_m_inicial = find(abs(P_f) ≥ abs(m_inicial+0.05*(max1-m_inicial)), 1);
34 m_inicial = mean(P_f(windowSize:round(i_m_inicial*.75)));
35
36 m_final = mean(P_f((round((end-max2_i)/2)+max2_i):end));
37 i_m_final = find(abs(P_f) ≥ abs(m_final+0.05*(max2-m_final)), 1, 'last');
38 m_final = mean(P_f(round((length(P_f)-i_m_final)*.25+i_m_final):end));
39
40 m_meio = mean(P_f(round(i_centro-(max2_i-max1_i)*.15):round(i_centro + ...
41 +(max2_i-max1_i)*.15)));
42
43 %on
44 ind_on1 = find(P_f(1:max1_i) ≤ m_inicial, 1, 'last');
45 ind_on2 = find(P_f(max1_i:i_centro) ≤ m_meio, 1);
46 ind_on2 = ind_on2 + max1_i - 1;
47 % corre filtro
48 ind_on1 = ind_on1 - Gdelay;
49 ind_on2 = ind_on2 - Gdelay;
50
51 %on
52 ind_off1 = find(P_f(i_centro:max2_i) ≤ m_meio, 1, 'last');
53 ind_off2 = find(P_f(max2_i:length(P_f)) ≤ m_final, 1);
54 ind_off1 = ind_off1 + i_centro - 1;
55 ind_off2 = ind_off2 + max2_i - 1;
56 % corre filtro
57 ind_off1 = ind_off1 - Gdelay;
58 ind_off2 = ind_off2 - Gdelay;
59 %ver islocalmin matlab
60
61 %% perdas
62 PON = P(ind_on1:ind_on2);
63 POFF = P(ind_off1:ind_off2);
64
65 %clearvars EINSTON EINSTOFF
66 EINSTON = NaN*zeros(size(PON));
67 for i = 1:length(PON)%a enegia calculada so no ligamento t3
68     if (i == 1)
69         EINSTON(i) = 0;
70     else
71         EINSTON(i) = (PON(i)+PON(i-1))*DT/2 + EINSTON(i-1);
72     end
73 end
74

```

```

75 EINSTOFF = NaN*zeros(size(POFF));
76 for i = 1:length(POFF)%a enegia calculada so no ligamento t3
77     if (i == 1)
78         EINSTOFF(i) = 0;
79     else
80         EINSTOFF(i) = (POFF(i)+POFF(i-1))*DT/2 + EINSTOFF(i-1);
81     end
82 end
83
84 %% Return
85 cutPOT.indx = [ind_on1, ind_on2, ind_off1, ind_off2];
86 cutPOT.layer = {'ind_on1', 'ind_on2', 'ind_off1', 'ind_off2'};
87
88 EON = EINSTON(end)*1e6;%uJ
89 EOFF = EINSTOFF(end)*1e6;%uJ
90
91 dataEXP.data(:,1) = TIME;
92 dataEXP.data(:,2) = VGS;
93 dataEXP.data(:,3) = VDS;
94 dataEXP.data(:,4) = ID;
95 dataEXP.data(:,5) = P;
96 dataEXP.data2(:,1) = EINSTON;
97 dataEXP.data3(:,1) = EINSTOFF;
98 dataEXP.layer = {'TIME', 'VGS', 'VDS', 'ID', 'P', 'EINSTON', 'EINSTOFF'};
99 end

```

B.2 Equação de estados

```

1 function [ E_on, E_off, data_on, data_off, E_on2, E_off2, data_on2, ...
           data_off2, info_conv ] = metodoSiC( MOSFET, dataMOSFET )
2 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
3 Rs = dataMOSFET.data(1);
4 Rs100 = dataMOSFET.data(2);
5 Rg = dataMOSFET.data(3);
6 Vgg = dataMOSFET.data(4);
7 Vggl = dataMOSFET.data(5);
8 gm = dataMOSFET.data(6);
9 Vth = dataMOSFET.data(7);
10 Rds = dataMOSFET.data(8);
11 L = dataMOSFET.data(9);
12 Rl = dataMOSFET.data(10);

```

```
13 Ls = dataMOSFET.data(11);
14 Ld = dataMOSFET.data(12);
15 Vf = dataMOSFET.data(13);
16 Rd = dataMOSFET.data(14);
17 Vmil = dataMOSFET.data(15);
18 Vdson = dataMOSFET.data(16);
19 Vdd = dataMOSFET.data(17);
20 Idd = dataMOSFET.data(18);
21
22 t_on = NaN;
23 vgs_on = NaN;
24 vds_on = NaN;
25 id_on = NaN;
26 p_on = NaN;
27 E_inst_on = NaN;
28 t_off = NaN;
29 vgs_off = NaN;
30 vds_off = NaN;
31 id_off = NaN;
32 p_off = NaN;
33 E_inst_off = NaN;
34 E_on = NaN;
35 E_off = NaN;
36
37 t_on2 = NaN;
38 vgs_on2 = NaN;
39 vds_on2 = NaN;
40 id_on2 = NaN;
41 p_on2 = NaN;
42 E_inst_on2 = NaN;
43 t_off2 = NaN;
44 vgs_off2 = NaN;
45 vds_off2 = NaN;
46 id_off2 = NaN;
47 p_off2 = NaN;
48 E_inst_off2 = NaN;
49 E_on2 = NaN;
50 E_off2 = NaN;
51
52 end1_on = [];
53 end2_on = [];
54 end3_on = [];
```

```

55 end1_off = [];
56 end2_off = [];
57 end3_off = [];
58 end4_off = [];
59 dt_base = 1e-9;
60 dt_gen = dt_base * [1/10;%etapa 1 on
61                    1/10;%etapa 2 on
62                    1/10;%etapa 3 on
63                    1/10;%etapa 4 on
64                    1/10;%etapa 1 off
65                    1/10;%etapa 2 off
66                    1/10;%etapa 3 off
67                    1/10];%etapa 4 off
68 %% ON
69 tspanMax = 0.5e-6;
70 Vg_in = Vgg;
71 %% Etapa 1
72 dt = dt_gen(1);
73 param = [Vdd,Idd,Ls,Ld,Rs,Rg,Vg_in,gm,Vth,Rds];
74 coefs = calcCoefs(param,Vdd,Vf,MOSFET);
75
76 iniCon = [Vggl 0];
77
78 clearvars tspan
79 tspan = 0:dt:tspanMax;
80 [t0, y0] = ode45(@(t0,y0) sys(t0,y0,coefs,0), tspan, iniCon);
81 end1_on = find(y0(:,1) ≥ Vth, 1);
82 if ~isempty(end1_on)
83     y0 = y0(1:end1_on,:);
84     t0 = t0(1:end1_on,1);
85     vgs_1 = y0(end,1);
86 end
87 %% Etapa 2
88 dt = dt_gen(2);
89 param = [Vdd,Idd,Ls,Ld,Rs,Rg,Vg_in,gm,Vth,Rds];
90 coefs = calcCoefs(param,Vdd,Vf,MOSFET);
91
92 if isempty(end1_on)
93     iniCon = [Vth Vdd 0 0];
94 else
95     iniCon = [vgs_1 Vdd 0 0];
96 end

```

```

97
98 i = 1;
99 clearvars tspan
100 % tic
101 tspan = 0:dt:tspanMax;
102 [t1, y1] = ode45(@(t1,y1) sys(t1,y1,coefs,1), tspan, iniCon);
103 end2_on = find(y1(:,1) ≥ Vmil, 1);
104
105 if ~isempty(end2_on)
106     y1 = y1(1:end2_on,:);
107     t1 = t1(1:end2_on,1);
108     vgs_2 = y1(end,1);
109     vds_2 = y1(end,2);
110     id_2 = y1(end,3);
111     idl_2 = y1(end,4);
112 end
113
114 %% Etapa 3
115 if ~isempty(end2_on)
116     dt = dt_gen(3);
117     param = [Vdd, Idd, Ls, Ld, Rs, Rg, Vg_in, gm, Vth, Rds];
118     coefs = calcCoefs(param, vds_2, Vf, MOSFET);
119     iniCon = [vgs_2 vds_2 id_2 idl_2];
120
121     t2(1,1) = 0;
122     y2(1,:) = iniCon;
123     clearvars vak
124     vak(i) = 1.5;%
125     clearvars tspan
126
127     for i = 1:tspanMax/dt %no Vak
128         tspan = dt*(i-1):dt:dt*(i);
129         clearvars t2_ y2_
130         [t2_, y2_] = ode45(@(t2_,y2_) sys(t2_,y2_,coefs,2), tspan, iniCon);
131         coefs = calcCoefs(param, mean(y2_(:,2)), Vf, MOSFET);
132         clearvars t2_ y2_
133         [t2_, y2_] = ode45(@(t2_,y2_) sys(t2_,y2_,coefs,2), tspan, iniCon);
134         coefs = calcCoefs(param, y2_(end,2), Vf, MOSFET);
135         y2(i+1,:) = y2_(end,:);
136         t2(i+1,1) = t2_(end,1);
137         iniCon = [y2_(end,1) y2_(end,2) y2_(end,3) y2_(end,4)];
138         if (y2(end,2) ≤ Vdson) || (y2(end,2) > 3*Vdd) || (y2(end,3) < 0)

```

```

139     end3_on = length(y2(:,1));
140     break;
141     else
142         end3_on = [];
143     end
144     %i = i + 1;
145 end
146 vgs_3 = y2(end,1);
147 vds_3 = y2(end,2);
148 id_3 = y2(end,3);
149 idl_3 = y2(end,4);
150 end
151 %% Potencia e Energia ON
152 if (~isempty(end3_on))
153     %para etapas 1s
154     t_on2 = [t0; t1(2:end,1)+t0(end); ...
              t2(2:end,1)+t0(end)+t1(end)]*1e9; %-----
155     vgs_on2 = [y0(:,1); y1(2:end,1); y2(2:end,1)];
156     vds_on2 = [Vdd*ones(size(t0)); y1(2:end,2); y2(2:end,2)];
157     id_on2 = [zeros(size(t0)); y1(2:end,3); y2(2:end,3)]; %
158     p_on2 = vds_on2.*id_on2;
159
160     clearvars E_inst_on2
161     E_inst_on2 = zeros(size(p_on2));
162     for i = 1:length(p_on2)
163         if (i == 1)
164             E_inst_on2(i) = 0;
165         else
166             dt_ = t_on2(i) - t_on2(i-1);
167             E_inst_on2(i) = (p_on2(i)+p_on2(i-1))*dt_*1e-9/2 + E_inst_on2(i-1);
168         end
169     end
170     E_on2 = (E_inst_on2(end) - E_inst_on2(1))*1e6; % uJ
171     t_on = [t1; t2(2:end,1)+t1(end)]*1e9; %;;
172     vgs_on = [y1(:,1); y2(2:end,1)]; %;
173     vds_on = [y1(:,2); y2(2:end,2)]; %;
174     id_on = [y1(:,3); y2(2:end,3)]; %;
175     p_on = vds_on.*id_on;
176
177     clearvars E_inst_on
178     E_inst_on = zeros(size(p_on));
179     for i = 1:length(p_on)

```

```

180     if (i == 1)
181         E_inst_on(i) = 0;
182     else
183         dt_ = t_on(i) - t_on(i-1);
184         E_inst_on(i) = (p_on(i)+p_on(i-1))*dt_*1e-9/2 + E_inst_on(i-1);
185     end
186 end
187 E_on = (E_inst_on(end) - E_inst_on(1))*1e6;% uJ
188 end
189 %% Etapas off OFF
190 Vg_in = Vggl;
191 %% Etapa 1
192 dt = dt_gen(5);
193 param = [Vdd,Idd,Ls,Ld,Rs,Rg,Vg_in,gm,Vth,Rds];
194 coefs = calcCoefs(param,Vdson,Vf,MOSFET);
195
196 iniCon = [Vgg 0];
197
198 clearvars tspan y0 t0
199 tspan = 0:dt:tspanMax;
200 [t0, y0] = ode45(@(t0,y0) sys(t0,y0,coefs,0), tspan, iniCon);
201 end1_off = find(y0(:,1) ≤ Vmil, 1);
202 if ~isempty(end1_off)
203     y0 = y0(1:end1_off,:);
204     t0 = t0(1:end1_off,1);
205     vgs_1 = y0(end,1);
206 end
207 %% Etapa 2
208 dt = dt_gen(6);
209 param = [Vdd,Idd,Ls,Ld,Rs,Rg,Vg_in,gm,Vth,Rds];
210 coefs = calcCoefs(param,Vdson,Vf,MOSFET);
211 if isempty(end1_off)
212     iniCon = [Vmil Vdson Idd 0];
213 else
214     iniCon = [vgs_1 Vdson Idd 0];
215 end
216
217 clearvars t1_0 y1_0 y1 t1 vak
218 t1(1,1) = 0;
219 vak(1) = Vf;
220 y1(1,:) = iniCon;
221

```

```

222 clearvars tspan
223
224 for i = 1:tspanMax/dt
225     tspan = dt*(i-1):dt:dt*(i);
226     clearvars t1_ y1_
227     [t1_, y1_] = ode45(@(t1_,y1_) sys(t1_,y1_,coefs,2), tspan, iniCon);
228     coefs = calcCoefs(param,mean(y1_(:,2)),Vf,MOSFET);
229     clearvars t1_ y1_
230     [t1_, y1_] = ode45(@(t1_,y1_) sys(t1_,y1_,coefs,2), tspan, iniCon);
231     coefs = calcCoefs(param,y1_(end,2),Vf,MOSFET);
232     y1(i+1,:) = y1_(end,:);
233     t1(i+1,1) = t1_(end,1);
234     iniCon = [y1_(end,1) y1_(end,2) y1_(end,3) y1_(end,4)];
235     if (y1(end,2) ≥ Vdd) || (y1(end,2) < 0)
236         end2_off = length(y1(:,1));
237         break;
238     else
239         end2_off = [];
240     end
241 end
242 vgs_2 = y1(end,1);
243 vds_2 = y1(end,2);
244 id_2 = y1(end,3);
245 idl_2 = y1(end,4);
246 %% Etapa 3
247 if ~isempty(end2_off)
248     dt = dt_gen(7);
249     param = [Vdd,Idd,Ls,Ld,Rs,Rg,Vg_in,gm,Vth,Rds];
250     coefs = calcCoefs(param,Vdd,Vf,MOSFET);
251
252     iniCon = [vgs_2 vds_2 id_2 idl_2];
253     clearvars tspan t2 y2
254     %tic
255     tspan = 0:dt:tspanMax;
256     [t2, y2] = ode45(@(t2,y2) sys(t2,y2,coefs,1), tspan, iniCon);
257     end3_off = find(y2(:,1) ≤ Vth, 1);
258     if ~isempty(end3_off)
259         y2 = y2(1:end3_off,:);
260         t2 = t2(1:end3_off,1);
261         vgs_3 = y2(end,1);
262         vds_3 = y2(end,2);
263         id_3 = y2(end,3);

```

```

264     idl_3 = y2(end,4);
265 end
266 end
267 %% Etapa 4
268 if (~isempty(end3_off))
269 dt = dt_gen(8);
270 param = [Vdd,Idd,Ls,Ld,Rs100,Rg,Vg_in,gm,Vth,Rds];
271 coefs = calcCoefs(param,vds_3,Vf,MOSFET);
272
273 iniCon = [vgs_3 vds_3 id_3 idl_3];
274 %i = 1;
275 clearvars tspan t3 y3
276
277 tspan = 0:dt:tspanMax;
278 [t3, y3] = ode45(@(t3,y3) sys(t3,y3,coefs,4), tspan, iniCon);
279 end4_off = find(y3(:,1) ≤ Vgg1+(Vgg-Vgg1)*0.05, 1);
280
281 if ~isempty(end4_off)
282     y3 = y3(1:end4_off,:);
283     t3 = t3(1:end4_off,1);
284 end
285 end
286 %% Potencia e Energia OFF
287 if (~isempty(end4_off))
288 %para etapas 1s
289 t_off2 = [t0; t1(2:end,1)+t0(end); t2(2:end,1)+t1(end)+t0(end); ...
           t3(2:end,1)+t0(end)+t1(end)+t2(end)]*1e9; %-----
290 vgs_off2 = [y0(:,1); y1(2:end,1); y2(2:end,1); y3(2:end,1)]; %; ...
           y3(2:end,1)];
291 vds_off2 = [Vdson*ones(size(t0)); y1(2:end,2); y2(2:end,2); ...
           y3(2:end,2)]; %; y3(2:end,2)];
292 id_off2 = [Idd*ones(size(t0)); y1(2:end,3); y2(2:end,3); ...
           y3(2:end,3)]; %; y3(2:end,3)];
293 p_off2 = vds_off2.*id_off2;
294
295 clearvars E_inst_off2
296 E_inst_off2 = zeros(size(p_off2));
297 for i = 1:length(p_off2)
298     if (i == 1)
299         E_inst_off2(i) = 0;
300     else
301         dt_ = t_off2(i) - t_off2(i-1);

```

```

302     E_inst_off2(i) = (p_off2(i)+p_off2(i-1))*dt_*1e-9/2 + ...
           E_inst_off2(i-1);
303     end
304 end
305 E_off2 = (E_inst_off2(end) - E_inst_off2(1))*1e6;% uJ
306
307 %eficiente
308 t_off = [t1; t2(2:end,1)+t1(end); t3(2:end,1)+t1(end)+t2(end)]*1e9;
309 vgs_off = [y1(:,1); y2(2:end,1); y3(2:end,1)];
310 vds_off = [y1(:,2); y2(2:end,2); y3(2:end,2)];
311 id_off = [y1(:,3); y2(2:end,3); y3(2:end,3)];
312 p_off = vds_off.*id_off;
313
314 clearvars E_inst_off
315 E_inst_off = zeros(size(p_off));
316 for i = 1:length(p_off)%
317     if (i == 1)
318         E_inst_off(i) = 0;
319     else
320         dt_ = t_off(i) - t_off(i-1);
321         E_inst_off(i) = (p_off(i)+p_off(i-1))*dt_*1e-9/2 + E_inst_off(i-1);
322     end
323 end
324 E_off = (E_inst_off(end) - E_inst_off(1))*1e6;% uJ
325 end
326 %% final
327 data_on.data(:,1) = t_on;
328 data_on.data(:,2) = vgs_on;
329 data_on.data(:,3) = vds_on;
330 data_on.data(:,4) = id_on;
331 data_on.data(:,5) = p_on;
332 data_on.data(:,6) = E_inst_on;
333 data_on.label(:,1) = {'t_on', 'vgs_on', 'vds_on', 'id_on', 'p_on', ...
           'E_inst_on'};
334
335 data_on2.data(:,1) = t_on2;
336 data_on2.data(:,2) = vgs_on2;
337 data_on2.data(:,3) = vds_on2;
338 data_on2.data(:,4) = id_on2;
339 data_on2.data(:,5) = p_on2;
340 data_on2.data(:,6) = E_inst_on2;

```

```

341 data_on2.label(:,1) = {'t_on', 'vgs_on', 'vds_on', 'id_on', 'p_on', ...
    'E_inst_on'};
342
343 data_off.data(:,1) = t_off;
344 data_off.data(:,2) = vgs_off;
345 data_off.data(:,3) = vds_off;
346 data_off.data(:,4) = id_off;
347 data_off.data(:,5) = p_off;
348 data_off.data(:,6) = E_inst_off;
349 data_off.label(:,1) = {'t_off', 'vgs_off', 'vds_off', 'id_off', 'p_off', ...
    'E_inst_off'};
350
351 data_off2.data(:,1) = t_off2;
352 data_off2.data(:,2) = vgs_off2;
353 data_off2.data(:,3) = vds_off2;
354 data_off2.data(:,4) = id_off2;
355 data_off2.data(:,5) = p_off2;
356 data_off2.data(:,6) = E_inst_off2;
357 data_off2.label(:,1) = {'t_off', 'vgs_off', 'vds_off', 'id_off', ...
    'p_off', 'E_inst_off'};
358
359 info_conv.end1_on = end1_on;
360 info_conv.end2_on = end2_on;
361 info_conv.end3_on = end3_on;
362 info_conv.end1_off = end1_off;
363 info_conv.end2_off = end2_off;
364 info_conv.end3_off = end3_off;
365 info_conv.end4_off = end4_off;
366 %%%%%%%%%%%
367 end

```

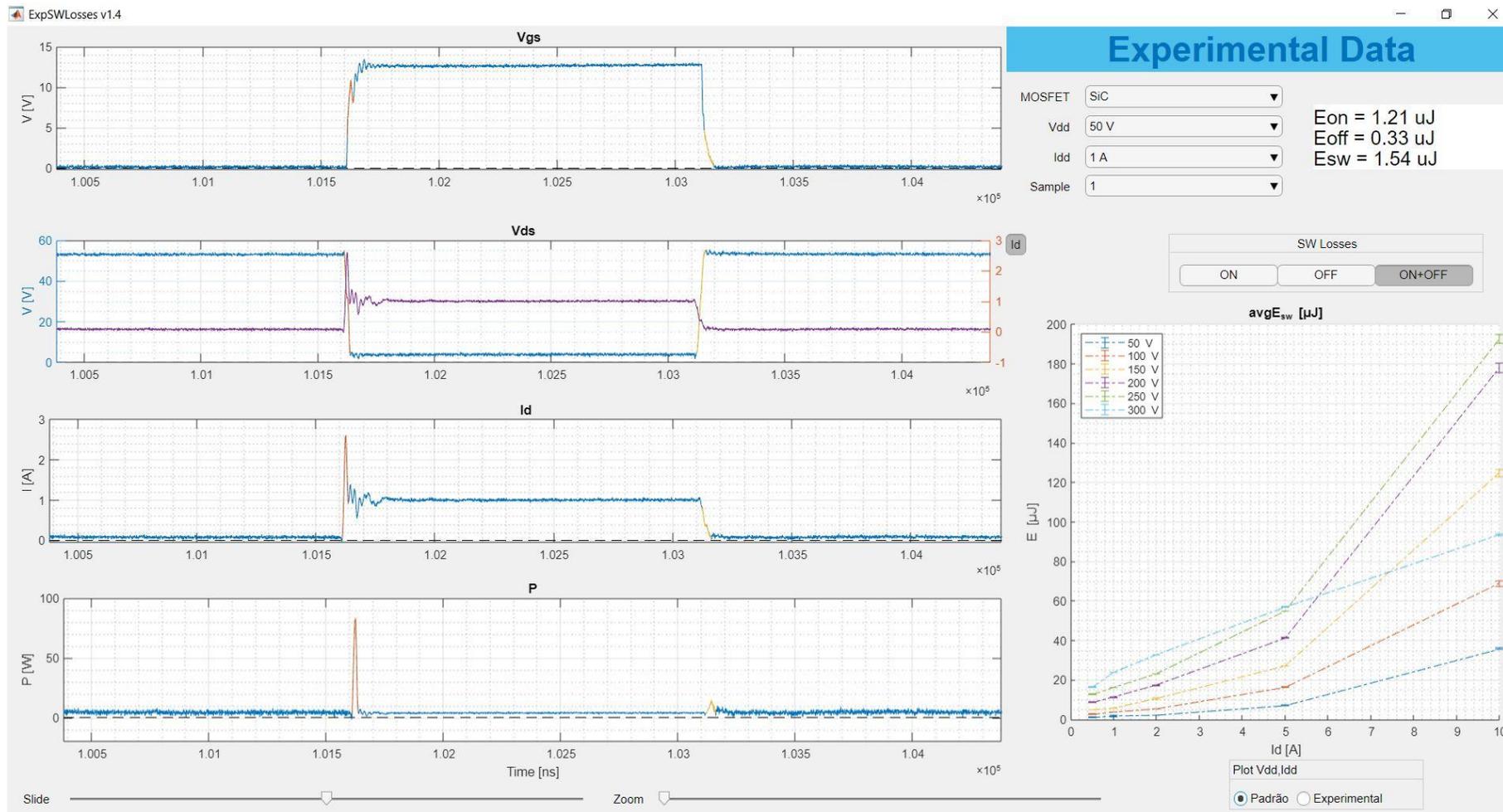
B.3 Programa para cálculo das energias por comutação

Este apêndice descreve, sucintamente, a ferramenta desenvolvida em MATLAB® para automatizar o cálculo de energia de comutação dos diferentes dispositivos. Esta ferramenta se tornou útil neste trabalho em razão das sucessivas amostras em diferentes condições de tensão e corrente dos mais diversos componentes. Na ferramenta implementada, pode-se selecionar entre os diversos dispositivos os níveis de corrente e tensão desejadas, apresentadas na tela de interface gráfica, dada na Figura B.1.

Inicialmente, o programa solicita ao usuário (no menu à direita da Figura B.1) os dados de tensão e corrente. Com base nestes dados e no procedimento detalhado no

capítulo 3, a energia dispendida na entrada em condução e desligamento é calculada. Além disso, o *software* plota as curvas de tensão e corrente de modo a verificar possíveis atrasos nos sinais aquisitados. As energias de comutação calculadas são retornadas pelo programa na tela de *interface*, no menu inferior. Para os testes foram considerados cinco unidades de um determinado modelo de MOSFET, para os quais foram considerados cinco medições.

Figura 86 – Aplicativo para cálculo da energia experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).