

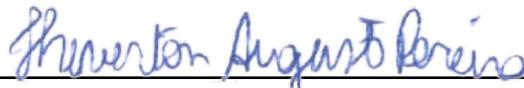
Luan Millard Corrêa Brasil

Avaliação de Perdas de Energia de Interruptores Semicondutores Híbridos

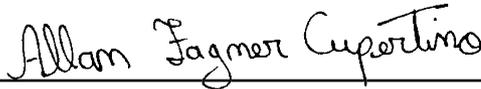
Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II – e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado em 22 de Março de 2022.

COMISSÃO EXAMINADORA



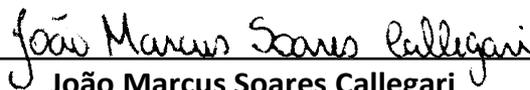
Heverton Augusto Pereira
Orientador



Allan Fagner Cupertino
Co-Orientador



Erick Matheus da Silveira Brito
Membro Avaliador



João Marcus Soares Callegari
Membro Avaliador

Viçosa, MG
2022

Luan Millard Côrrea Brasil

**Avaliação de Perdas de Energia de
Interruptores
Semicondutores Híbridos**

Viçosa, MG

2022

Luan Millard Côrrea Brasil

Avaliação de Perdas de Energia de Interruptores Semicondutores Híbridos

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II – e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Heverton Augusto Pereira
Co-Orientador: Allan Fagner Cupertino

Viçosa, MG

2022

Luan Millard Côrrea Brasil

Avaliação de Perdas de Energia de Interruptores Semicondutores Híbridos

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II – e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado em 22 de Março de 2022.

COMISSÃO EXAMINADORA

Heverton Augusto Pereira
Orientador

Allan Fagner Cupertino
Co-Orientador

Erick Matheus da Silveira Brito
Membro Avaliador

João Marcus Soares Callegari
Membro Avaliador

Viçosa, MG
2022

*Dedico esse trabalho a todas as pessoas que
me ajudaram ao decorrer desta longa caminhada.*

Agradecimentos

Primeiramente, quero agradecer e evidenciar o apoio incondicional que recebi de todos da minha família para a realização dessa monografia. Em especial meu pai, Gilberto, minha mãe, Silvana e meu irmão, Luiggi, que são a base para que toda conquista se torne realidade, seja ela na vida pessoal ou acadêmica. que fazem dos meus sonhos, os seus sonhos.

Agradeço também meus avós, Jorge e Nenira, Alvaro e Lindaura, que fizeram e fazem o possível e o impossível para que a felicidade esteja presente comigo. Agradeço minha namorada, Daniela, que esteve presente em todos os momentos da minha graduação, sejam eles felizes e tristes, que me deu forças para continuar a caminhada, que tornou todos os dias cinzas em dias coloridos.

E como não agradecer ao Ícaro, Heithor, Leandro, Lucas, Eduardo, André ?! Amigos de Muriaé para o mundo, que sempre foram minha segunda família em Viçosa. Não tem como esquecer cada risada, cada conversa e de como a felicidade esteve sempre atrelada a vocês.

Quero agradecer os amigos que vieram da elétrica para a minha vida, que serão eternos também. Quero agradecer ao Hugo, Ana Carolina, Ícaro, João Roberto, Lucas Luna, Lucas Handerson, Diogo, Gabriel Calais, André... vocês fazem parte da minha trajetória e sempre podem contar comigo para tudo que quiserem. Na elétrica, todos formamos juntos.

Por fim, quero agradecer a confiança e a ajuda de sempre dos meus orientadores Prof. Dr. Heverton Pereira, Prof. Dr. Allan Cupertino, Mestre Fábio Pongelupe e o Prof. Dr. Tomás. Vocês foram fundamentais para a construção dessa monografia e da minha construção profissional.

*“Sonhar grande ou sonhar pequeno dá o mesmo trabalho.”
(Paulo Lemann, Jorge)*

Resumo

Atualmente muitos inversores são fabricados com dispositivos de IGBT de silício, como por exemplos inversores de série fotovoltaica e acionamentos elétricos, os que o levam a uma frequência de comutação e densidade de potência limitadas. Dentro deste cenário, o MOSFET de carbeto de silício (SiC) pode ser uma solução interessante para essas aplicações. No entanto, o SiC-MOSFET ainda possui um alto custo para certas aplicações que envolvem correntes elevadas. Neste contexto, essa monografia investiga o potencial de redução de perdas de energia em interruptores de potência híbridos aplicados em inversores. O interruptor semiconductor híbrido de potência engloba dois dispositivos semicondutores de potência, e o interruptor híbrido utilizado nesse trabalho consiste na conexão paralela de um Si-IGBT e um SiC-MOSFET. Esta abordagem reduz as perdas de comutação dos sistemas Si-IGBT, uma vez que o IGBT opera em comutação suave. Além disso, essa abordagem emprega uma área de SiC menor do que o dispositivo composto puramente de Carbeto de Silício (SiC), o que o torna mais barato. As perdas para o Si-IGBT e para o interruptor híbrido são obtidas através de simulações LTSPICE de teste de pulso duplo, permitindo comparações das duas abordagens por meio da energia e também da corrente de operação dos dispositivos. Os resultados apresentados nesse trabalho para a temperatura fixa de 150C exibem que a preferência por interruptores híbridos, em relação a solução de silício, pode acarretar em uma redução de até 50% nas perdas de energia para o transiente de entrada em condução e uma redução de até 70% nas perdas de desligamento. Além disso, para todas as condições de corrente simuladas, que envolvem o intervalo de 1,5 até 15 amperes, as perdas referentes a condução do interruptor em regime permanente foram reduzidas.

Palavras-chaves: Energia, Interruptor Híbrido, Perdas de Condução, Perdas de Comutação, Si-IGBT, SiC-MOSFET, Simulação SPICE.

Lista de figuras

Figura 1 - Propriedades dos materiais de banda larga e do silício.....	18
Figura 2 - Evolução temporal dos módulos semicondutores de silício.	19
Figura 3 - Evolução temporal dos módulos semicondutores de carbeto de silício.	21
Figura 4 - Composição do módulo semicondutor híbrido.	22
Figura 5 - Esquema com os dispositivos presentes em um sistema solar fotovoltaico conectado a rede.	24
Figura 6 - Módulo semicondutor híbrido investigado: (a) Esquema do par semicondutor híbrido; (b) Configuração de pulso de porta empregado neste trabalho.	28
Figura 7 - (a) Esquemático de módulo híbrido e (b) circuito equivalente durante o período de condução dos transistores.	29
Figura 8 – (a) Caminhos de corrente reversa do módulo híbrido e (b) circuito equivalente.	30
Figura 9 - Definição dos limites para o cálculo das perdas de comutação IGBT.	32
Figura 10 - Definição dos limites para o cálculo das perdas de comutação para o módulo híbrido.....	34
Figura 11 - Topologia do circuito de teste de pulso duplo utilizada nas simulações.....	37
Figura 12 – Transiente de corrente do par híbrido sem o circuito de Amortecimento.	38
Figura 13 - Transiente de corrente do par híbrido com o circuito de Amortecimento.	38
Figura 14 - Topologia do circuito de amortecimento adicionado.	39
Figura 15 - Transiente de entrada em condução do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor. Condição: Corrente de 3 amperes, 150°C e 600V de tensão do barramento.	42
Figura 16 - Transiente de desligamento do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de bloqueio. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	43
Figura 17 - Transiente de desligamento do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor Condição: Corrente de 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	45
Figura 18 - Transiente de entrada em condução do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de Bloqueio. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	46
Figura 19 - Transiente de entrada em condução do par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	47
Figura 20 - Transiente de desligamento de par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões de porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	49
Figura 21 - Transiente dos diodos do IGBT e do MOSFET de (a) desligamento. (b) entrada em condução. Condição: 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	50
Figura 22 - Transitório do circuito snubber de (a) ligar. (b) desligar. Condição: 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	51
Figura 23 - Transiente de entrada em condução do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor. Condição: Corrente de 9 amperes, 150°C e 600V de tensão do barramento.	53
Figura 24 - Transiente de desligamento do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de bloqueio. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	54
Figura 25 - Transiente de desligamento do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor Condição: Corrente de 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	56
Figura 26 - Transiente de entrada em condução do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de Bloqueio. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	57
Figura 27 - Transiente de entrada em condução do par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 9 amperes, 150 °C e	

Lista de figuras

600V de tensão de barramento.	58
Figura 28 - Transiente de desligamento de par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões de porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	60
Figura 29 - Transiente dos diodos do IGBT e do MOSFET de (a) desligamento. (b) entrada em condução. Condição: 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	61
Figura 30 - Transitório do circuito snubber de (a) ligar. (b) desligar. Condição: 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	62
Figura 31 - Transiente de entrada em condução do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor. Condição: Corrente de 15 amperes, 150°C e 600V de tensão do barramento.	64
Figura 32 - Transiente de desligamento do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de bloqueio. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	65
Figura 33 - Transiente de desligamento do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor Condição: Corrente de 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	66
Figura 34 - Transiente de entrada em condução do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de Bloqueio. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	67
Figura 35 - Transiente de entrada em condução do par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	69
Figura 36 - Transiente de desligamento de par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões de porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.	71
Figura 37 - Transiente dos diodos do IGBT e do MOSFET de (a) desligamento. (b) entrada em condução. Condição: 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	72
Figura 38 - Transitório do circuito snubber de (a) ligar. (b) desligar. Condição: 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	73
Figura 39 - Energia de entrada em condução calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.	75
Figura 40 - Energia de desligamento calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.	76
Figura 41 - Energia de recuperação reversa calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.	77
Figura 42 - Potência dissipada durante a condução (Estado Permanente) calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.	77

Lista de tabelas

Tabela 1 - Condições simuladas de corrente para 25°C.....	39
Tabela 2 - Condições simuladas de corrente para 150°C.....	40
Tabela 3 - Perdas de condução e comutação encontradas para 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	73
Tabela 4 - Perdas de condução e comutação encontradas para 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	74
Tabela 5 - Perdas de condução e comutação encontradas para 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.	74

Lista de abreviaturas e siglas

Δ	Razão da corrente do Si-IGBT pela corrente total do módulo híbrido
δ	Razão da corrente do Si-Diodo pela corrente total do módulo híbrido
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i> (transistor bipolar de porta isolada)
I_{CE}	Corrente do Si-IGBT
I_{DS}	Corrente do SiC-MOSFET
I_{TOT}	Corrente total do módulo híbrido
JFET	<i>Junction field effect transistor</i> (transistor de efeito de campo com porta em junção)
LED	<i>Light-emitting diode</i> (diodo emissor de luz)
MOSFET	<i>Metal-oxide semiconductor field-effect transistor</i> (transistor de efeito de campo com porta de metal-óxido)
PWM	<i>Pulse width modulation</i> (modulação por largura de pulso)
R_{DS}	Resistência de condução do SiC-MOSFET
R_{on}	Resistência elétrica do Si-IGBT
R_{SD}	Resistência de condução do SiC-Diodo
R_F	Resistência de condução do Si-Diodo
Si	Silício
SiC	Carbeto de silício
SiC-Diodo	Diodo de SiC
SiC-IGBT	Transistor bipolar de porta isolada de SiC
SiC-MOSFET	Transistor de efeito de campo de SiC
Si-Diodo	Diodo de Si

Lista de abreviaturas e siglas

Si-IGBT	transistor bipolar de Si
TBJ	transistor bipolar de junção
t_{del}	Atraso de tempo entre os pulsos de ligação e desligamento
T_{jFWD}	Temperatura média do diodo de roda livre
T_{jIG}	Temperatura média do Si-IGBT
T_{jMOS}	Temperatura média do SiC-MOSFET
V	Potencial Elétrico de dispositivo semiconductor
V_{CE}	Tensão direta do Si-IGBT
V_{GS}	Tensão direta do SiC-MOSFET
V_{GE}	Tensão de polarização do Si-IGBT
V_{GS}	Tensão de polarização do SiC-MOSFET
V_{on}	Tensão de polarização de modelos de interruptores
$V_{CE,sat}$	Tensão de saturação do Si-IGBT
V_F	Tensão de saturação do Si-DIODO
WBG	<i>Wide-bandgap</i> (larga banda proibida)
ZVS	<i>Zero-voltage switching</i> (comutação com tensão nu

Orientador: Heverton Augusto Pereira.....	2
Co-Orientador: Allan Fagner Cupertino	2
1 Introdução.....	16
1.1 – Contexto e Relevância	16
1.2 – Materiais e as Tecnologias de Semicondutoras de Potência	17
1.3 – Paralelismo de Módulos Semicondutores Híbridos	22
1.4 – O Inversor e os Sistemas Fotovoltaicos.....	23
1.5 – Objetivos	25
1.6 – Estrutura da Monografia	25
1.7 – Publicações.....	26
2 Metodologia	27
2.1 – Esquema de Comutação Empregado.....	27
2.2 – Modelagem de Corrente.....	28
2.3 – Simulações e o Método Aplicado para o Cálculo de Perdas	31
3 Estudo de Caso	36
4 Resultados e Discussões	41
4.1 – Condição de Corrente Baixa: 3 Amperes e 150°C	41

4.2 – Condição de Corrente Média: 9 Amperes e 150°C.....	52
4.3 – Condição de Corrente Alta: 15 Amperes e 150°C	62
4.4 – Resultados Quantitativos de Perdas	73
5 Considerações Finais	79
Bibliografia.....	81

1 Introdução

1.1 - Contexto e Relevância

A energia elétrica, atualmente, é fundamental para facilitar a realização de processos da vida humana. Com isso, fontes renováveis ganham destaque quando comparadas as não renováveis devido ao fato de não serem limitadas. Entre as diversas fontes de energia renováveis, a solar fotovoltaica vem crescendo e conquistando cada vez mais espaço na área de geração energética. Os sistemas conectados à rede são os mais empregados e utilizam um conversor de energia c.c./c.a., que é nomeado de inversor fotovoltaico (FV).

Para aumentar a eficiência energética de dispositivos eletrônicos, estudos envolvendo a tecnologia de semicondutores são fundamentais (G. Deboy, 1998). O Si-IGBT (do inglês, *Silicon Insulated-Gate Bipolar Transistor*) é a tecnologia de semicondutor mais aplicado para inversores de série fotovoltaica, pois este semicondutor apresenta pontos positivos como a alta confiabilidade adquirida durante as gerações desenvolvidas e baixas perdas de condução (Fábio de A. P, 2021). Porém, fatores negativos como a considerável perda de comutação do interruptor citado, limitam o valor máximo da frequência de comutação desse dispositivo e, por consequência, afetam também o limite da densidade de potência da tecnologia atual.

Com o intuito de aumentar os limites de densidade de potência dos conversores atuais, dispositivos unipolares compostos por materiais semicondutores de banda larga (nomeados de semicondutores WBG, do inglês, *Wide Band-Gap*) foram inventados e rapidamente atraíram o foco de pesquisadores e empresas do mercado de semicondutores. Entre os dispositivos WBG, destaca-se o SiC-MOSFET (do inglês, *Silicon Carbide Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*). Aplicações com essa tecnologia levam a resultados interessantes em termos de eficiência e frequência de comutação, mas ainda apresentam altos custos quando comparadas às soluções baseadas no Si-IGBT.

Uma das propostas para substituir o Si-IGBT, sem aumentar os custos consideravelmente, é a abordagem do semicondutor híbrido. A primeira solução introduzida no mercado foi a combinação de um Si-IGBT e um SiC-Diodo Schottky, em paralelo. Nessa configuração, as perdas de comutação no diodo de roda livre foram significativamente reduzidas (A. Q. Huang, 2015). Além do mais, isto contribui para reduzir as perdas no IGBT, que são afetadas pelo transitório de recuperação reversa do diodo. No entanto, as energias de comutação do IGBT ainda restringem a faixa de frequência de comutação, dificultando a evolução na eficiência e na densidade de potência dos inversores fotovoltaicos atuais (Usui,

2018).

Outra abordagem considera a conexão paralela de um Si-IGBT e um SiC-MOSFET. Esta solução emprega uma pequena área de carbeto de silício e permite comutação suave no Si-IGBT, reduzindo as perdas e possibilitando aumentar a frequência de comutação. O trabalho desenvolvido por (Zhao J. H., 2015) mostra que uma estratégia de comutação dos interruptores pode ser relacionada à condição de operação do conversor, visando aumentar a eficiência em baixa corrente. Os estudos realizados por (A. Q. Huang, 2015) e (M. Rahimo, 2015) apresentam dados experimentais de maior eficiência com a solução híbrida dentro de um único módulo semicondutor, enquanto no trabalho realizado por (A. Deshpande, 2015), componentes discretos foram usados e os resultados obtidos foram semelhantes. O artigo desenvolvido por (A. Deshpande, 2018) estima o valor de indutância parasita aceitável entre os dispositivos, de modo que, aconteça o compartilhamento de corrente entre os dispositivos durante o transitório de comutação.

1.2 - Materiais e as Tecnologias de Semicondutoras de Potência

Com o transcorrer do tempo e com o desenvolvimento de módulos semicondutores de potência, nota-se que interruptores formados à base de silício podem estar próximos de atingirem os limites físicos do próprio material, dado que suas características semicondutoras não resistem a necessidade de diminuição e a compactação dos transistores atuais durante a fabricação. Portanto, a busca por materiais que consigam suprir essas especificações, como o Carbeto de Silício (SiC) e o Nitreto de Gálio (GaN), foi o primeiro passo para o uso de transistores de potência compostos por materiais de banda larga.

A principal propriedade dos materiais semicondutores WBG que permite que eles se sobressaiam quando comparados com o silício, é o requisito de uma quantidade maior de energia para transferir elétrons das camadas de valência para a região da banda de condução. Essa característica proporciona uma redução na corrente de fuga do material. Outros pontos de destaque estão uma maior condutividade térmica (k) e um maior campo elétrico crítico dos materiais WBG quando comparados com o silício. Essa condutividade superior resume em um menor acúmulo de calor durante o seu período de operação e, assim, possibilita a utilização de um dissipador de menor volume conectado aos dispositivos semicondutores. Além disso, um campo elétrico crítico superior permite o dispositivo bloquear a mesma tensão com uma espessura menor de chip.

A Figura 1 apresenta dados referentes a banda proibida, campo elétrico crítico e a condutividade térmica dos materiais citados anteriormente.

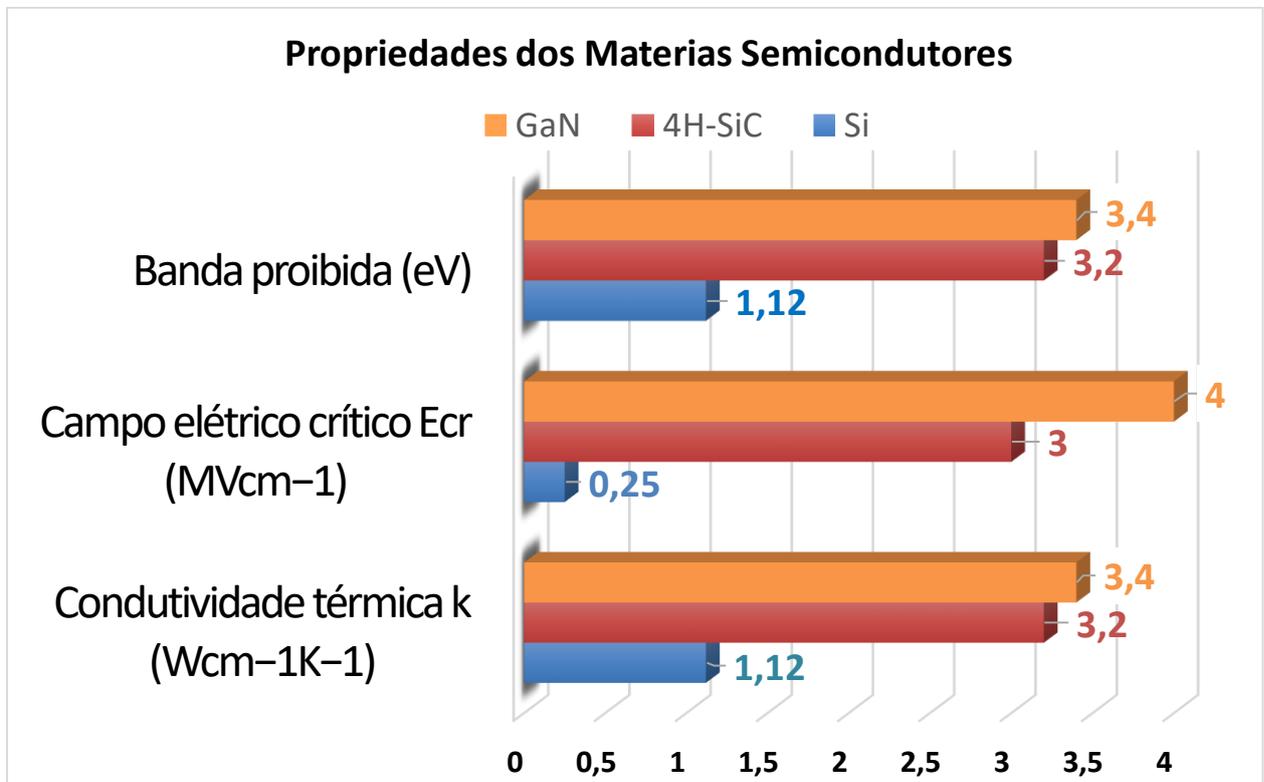


Figura 1 - Propriedades dos materiais de banda larga e do silício.

Fonte: Adaptado da referência (Roccaforte et al., 2014).

O recurso denominado de módulo semiconductor híbrido faz parte de uma longa evolução no desenvolvimento de dispositivos semicondutores de potência, área de estudo em que se almeja projetar interruptores capazes de atender às demandas tecnológicas do momento e do futuro.

O desenvolvimento dos módulos semicondutores de potência compostos de silício é exibido na Figura 2.

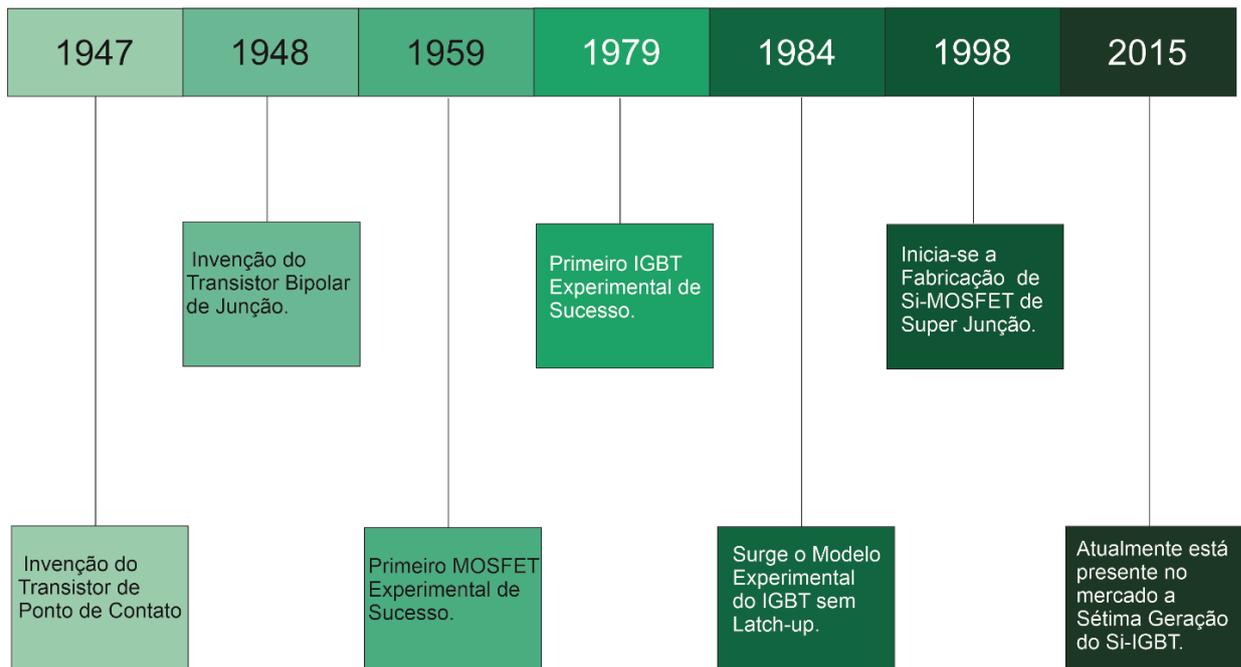


Figura 2 - Evolução temporal dos módulos semicondutores de silício.

Esta linha do tempo que mostra a evolução dos módulos semicondutores de silício foi baseada em (Iwamuro & Laska, 2017). O desenvolvimento inicial da linha do tempo considerado neste trabalho é a proposta de um transistor de efeito de campo, (do inglês, *Field Effect Transistor* (FET)), que não apresentou resultados positivos em testes realizados em laboratório. Após poucos anos, pesquisadores do Instituto Bell Labs iniciaram suas primeiras contribuições, com as criações dos transistores de ponto de contato, em 1947, e bipolar de junção, em 1948. Evidencia-se que o transistor de ponto de contato, dispositivo que possui sua estrutura composta por Germânio, é considerado o primeiro transistor experimental de sucesso.

A tecnologia de ponto de contato não permaneceu muito tempo no mercado, e com pouco tempo foi substituída pela solução nomeada de transistores bipolares de junção (TBJ). Esses dispositivos possuem uma maior simplicidade na sua fabricação além de apresentarem maior robustez na parte física. O TBJ apresenta três contatos externos (coletor, base e emissor) e duas junções P-N, as quais permitem bloquear elevadas tensões e conduzir corrente através do fenômeno de modulação de condutividade, garantido pela presença de portadores minoritários e majoritários. Entretanto, estes módulos semicondutores possuem um baixo ganho β para alta corrente, o que demanda uma elevada corrente de base para controlar a comutação do interruptor e, assim, acarreta elevadas perdas vinculadas aos circuitos de acionamento (driver). Para ampliar a fronteira referente aos valores de corrente dos dispositivos bipolares de junção, em 1953, foi proposta a conexão Darlington. Todavia, o

baixo desempenho relacionado às perdas de comutação ainda continuou presente com esta solução, o que proporcionou o desenvolvimento concomitante de outras tecnologias.

Em 1959, o primeiro protótipo de MOSFET foi criado também pelo laboratório Bell Labs, sendo construído com uma camada de óxido de silício (SiO_2) com a finalidade de isolar o terminal de porta das regiões de corpo e deriva. Assim, modificando a tensão de entrada da porta-fonte, o campo elétrico criado é capaz de organizar um canal de portadores para condução de corrente. A opção de controle do interruptor por meio de tensão diminui a corrente de porta do mesmo dispositivo, o que aumenta a transcondutância e reduz o preço, além de diminuir também as perdas dos circuitos referentes ao acionamento quando comparadas com os semicondutores bipolares de junção. Essa característica fez com que o TBJ fosse superado quando comparado à tecnologia MOSFET para aplicações que utilizam altas frequências de comutação. Esses interruptores ganharam ainda mais destaque no mercado com a invenção da topologia meia-ponte e a modulação de largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* (PWM)). Entretanto, o MOSFET não possui modulação de condutividade por ser um dispositivo unipolar, fazendo com que sua resistência de condução seja alta em dispositivos com alta tensão de bloqueio. Essa desvantagem restringe o valor de tensão de bloqueio dos dispositivos MOSFETs práticos a níveis de tensões menores do que 600V, e propiciou a evolução de novas tecnologias de MOSFET.

O interesse na criação de um dispositivo que consiga ser controlado por tensão e que possua a modulação de condutividade, incentivou o desenvolvimento do transistor bipolar de porta isolada Si-IGBT. A estrutura do semicondutor foi proposta em (Yamaguchi, 1968) e o primeiro resultado experimental de sucesso foi obtido em (Baliga, 1979), contudo, a presença de latch-ups devido ao tiristor parasita em sua estrutura, adiou a adesão comercial deste módulo semicondutor no início da década de 1980. Em razão da evolução para a estrutura sem latch-up proposta por (Nakagawa, Ohashi, Kurata, Yamaguchi, & Watanabe, 1984), este interruptor começou a ser comercializado em grande escala em 1985. Nos anos seguintes, foram propostas outras topologias de IGBT, o que permitiu a tecnologia se desenvolver bastante, resultando na criação da sétima geração de IGBT no ano de 2015.

Destaca-se também que o aumento na densidade de potência é fruto de melhorias nos métodos de fabricação, o que permite cada vez mais diminuir a distância entre os dispositivos construídos e os limites impostos pelo silício. Desta forma, principalmente para aplicações que utilizam conversores e possuem restrições de peso e volume, não existem maneiras de empregar dispositivos bipolares que apresentem a capacidade de comutar em alta frequência. Por sua vez, o histórico de desenvolvimento dos dispositivos a base de carbeto de silício é mostrado na Figura 3.

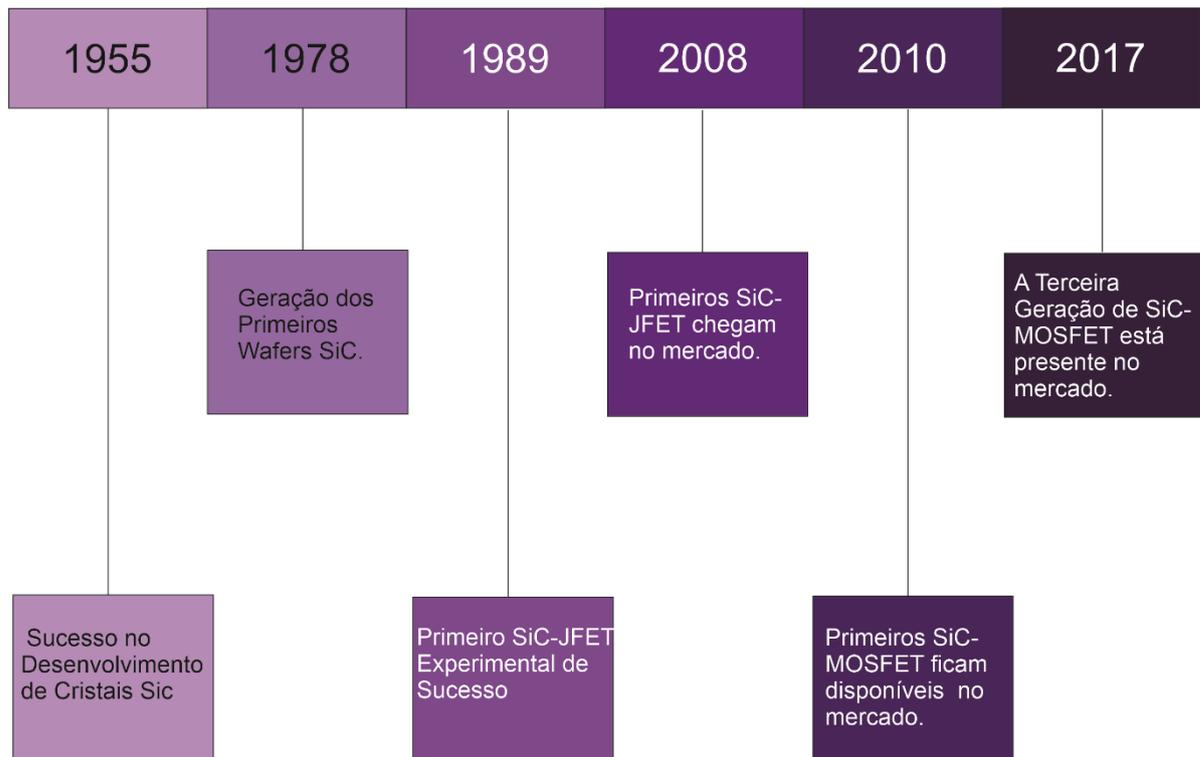


Figura 3 - Evolução temporal dos módulos semicondutores de carbeto de silício.

A cronologia de tecnologias SiC apresentada na Figura 3 baseia-se no trabalho (Brezeanu, 2005), e também foi atualizada com base em avanços conquistados posteriormente ao ano de 2005. A evolução histórica do carbeto de silício para eletrônica de potência começa quando Lely apresentou um procedimento de baixa escala para realizar o crescimento de cristais SiC de qualidade satisfatória, no ano de 1955. Porém, o interesse do mercado industrial reduziu em razão ao rápido crescimento do silício e a dificuldade em adquirir *wafers* SiC com alta pureza. Em 1978, Tairov obteve sucesso em fabricar substratos SiC com alta pureza, viabilizando a produção de wafers de carbeto de silício. Anos posteriores, os diodos emissores de luz (do inglês, *light emitting diodes* (LED)) compostos por pastilhas de SiC, chegaram no mercado por meio da empresa CREE. Posteriormente, a comercialização do primeiro SiC-MOSFET também foi realizada a partir da empresa CREE, surgindo a primeira geração dessa tecnologia, em 1991. Na atualidade, esta tecnologia está na sua terceira geração, mostrando que problemas como a baixa mobilidade de portadores e impurezas do cristal foram mitigados com o tempo. Além disso, outros pontos aprimorados foram as novas soluções de encapsulamento e aprimoramento dos diodos de corpo, a fim de obter maior capacidade de corrente de recuperação reversa.

1.3 - Paralelismo de Módulos Semicondutores Híbridos

O progresso de dispositivos WBG deve ser seguido de soluções que evidenciem os pontos positivos dessa tecnologia. Todavia, o elevado custo para a utilização de interruptores SiC-MOSFET, principalmente para alta potência, pode inviabilizar que essa solução seja escolhida para algumas aplicações como por exemplo para inversores FV e acionamentos elétricos, as quais frequentemente optam pela opção do interruptor Si-IGBT.

Com o objetivo de explorar as vantagens dos dispositivos apresentados, a literatura tem investigado uma topologia de módulo semicondutor híbrido formado pelas tecnologias distintas como o Si-IGBT e o SiC-MOSFET em paralelo. Desse modo, é possível conduzir corrente pelo par híbrido de maneiras distintas a depender dos pulsos elétricos de controle aplicados nas portas dos transistores. Esse módulo é apresentado na Figura 4.

Módulo Semicondutor Híbrido

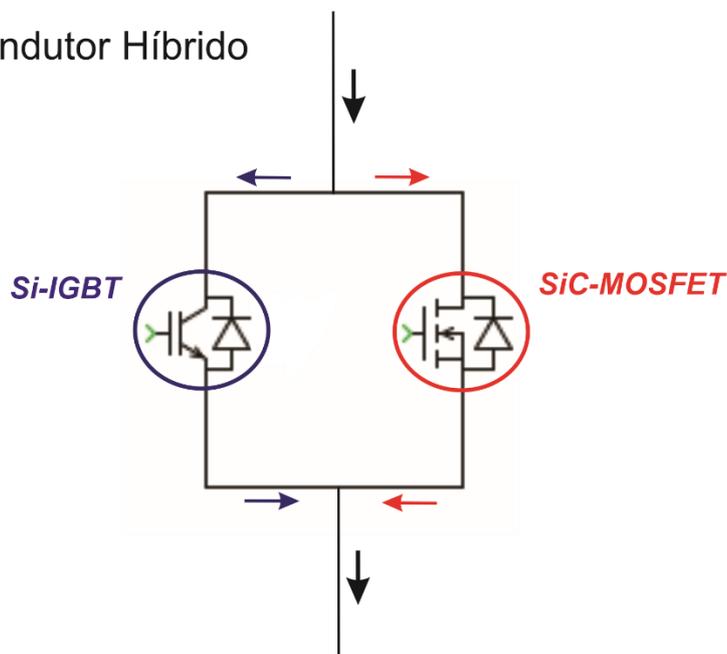


Figura 4 - Composição do módulo semicondutor híbrido.

A criação de um par de semicondutores que propiciam um alto rendimento exige um método de seleção de dispositivos com ênfase em divisão de corrente. Assim, no decorrer do tempo de condução desse par híbrido, é de interesse que o Si-IGBT conduza a maior parte da corrente total que percorre o módulo. Dessa forma, com o intuito de entender melhor esse compartilhamento de corrente e, devido a carência de modelos físicos para transistores bipolares, a estratégia de modelagem comportamental é um mecanismo de incluir e analisar dados reais dos transistores e diodos empregados.

O aspecto do controle de cada semicondutor que integra o par híbrido é um dos fatores que influenciam diretamente nas suas perdas de comutação. Evidencia-se a pesquisa realizada por (Zhao & He, 2015), que propôs diferentes arranjos de pulsos, combinações essas que variam de acordo com o valor da corrente de operação.

Na literatura introduzida por (A. Deshpande, 2018) um estudo explora vários pontos relacionados ao projeto de uma placa de circuito impresso (PCI) para módulos semicondutores híbridos com componentes discretos. Assim, ele destaca que trabalhar com pares híbridos em paralelo demanda transferências dinâmicas de corrente entre os interruptores. Portanto, em situações em que ocorrem descontrole entre as indutâncias parasitas dos terminais do módulo para cada semicondutor, a troca de corrente do MOSFET para o IGBT será lenta, gerando perdas de condução do semicondutor de carbeto de silício além de estresse térmico.

1.4 - O Inversor e os Sistemas Fotovoltaicos

A energia solar fotovoltaica é a energia obtida através da conversão direta da luz em eletricidade por meio do efeito fotovoltaico. Um dispositivo fabricado com material semicondutor denominado célula fotovoltaica, é a unidade fundamental desse processo de conversão. Podemos dividir os sistemas fotovoltaicos a partir do seu modo de operação, já que o sistema *on-grid* atua com a injeção de energia diretamente na rede elétrica, enquanto o sistema *off-grid* utiliza de um banco de baterias para armazenar e controlar a energia antes de ser aplicada em cargas, atuando isoladamente da rede elétrica. Já o sistema híbrido tem sua operação de modo simultâneo, entre *on-grid* e *off-grid*, fazendo com que seu trabalho ocorra conectado à rede, enquanto o banco de baterias está carregando, e vice-versa.

Devido ao crescente desenvolvimento na tecnologia de semicondutores, o custo da produção da energia solar fotovoltaica está diminuindo. Além disso, o expressivo avanço do campo da eletrônica de potência impulsiona diretamente a geração de eletricidade com alta eficiência e, assim, permite o fornecimento de energia diretamente à rede. O sistema

conectado à rede (*on-grid*) destaca-se também em relação ao *off-grid* pois ele não faz o uso de baterias, que impactam drasticamente o custo do sistema. A eliminação do uso de baterias, como por exemplo em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, tornou-se um custo-benefício, visto que assim gastos com manutenções e trocas de componentes são menos frequentes e necessários (Soham Deshpande, 2017).

A Figura 5 exibe a ilustração de um sistema solar fotovoltaico *on-grid*. Este sistema é composto por painéis fotovoltaicos a partir dos quais a energia é gerada com componentes contínuas, e em seguida, é convertida ou reforçada para um barramento com nível de tensão superior, também com componentes contínuas, através de um conversor cc/cc. Esta componente de tensão contínua é convertida para alternada, por meio de um inversor, que é posteriormente conectado a uma rede monofásica ou trifásica. Um circuito de controle é aplicado para produzir a saída desejada do conversor e inversor de acordo com os requisitos da demanda. O Rastreador de ponto de potência máxima, dispositivo conhecido como MPPT, também está incluso no inversor e o mesmo é fundamental para o aproveitamento máximo de energia utilizando várias técnicas de controle. Geralmente o conversor cc/cc também está acoplado ao inversor FV, como mostrado no sistema da Figura 5.

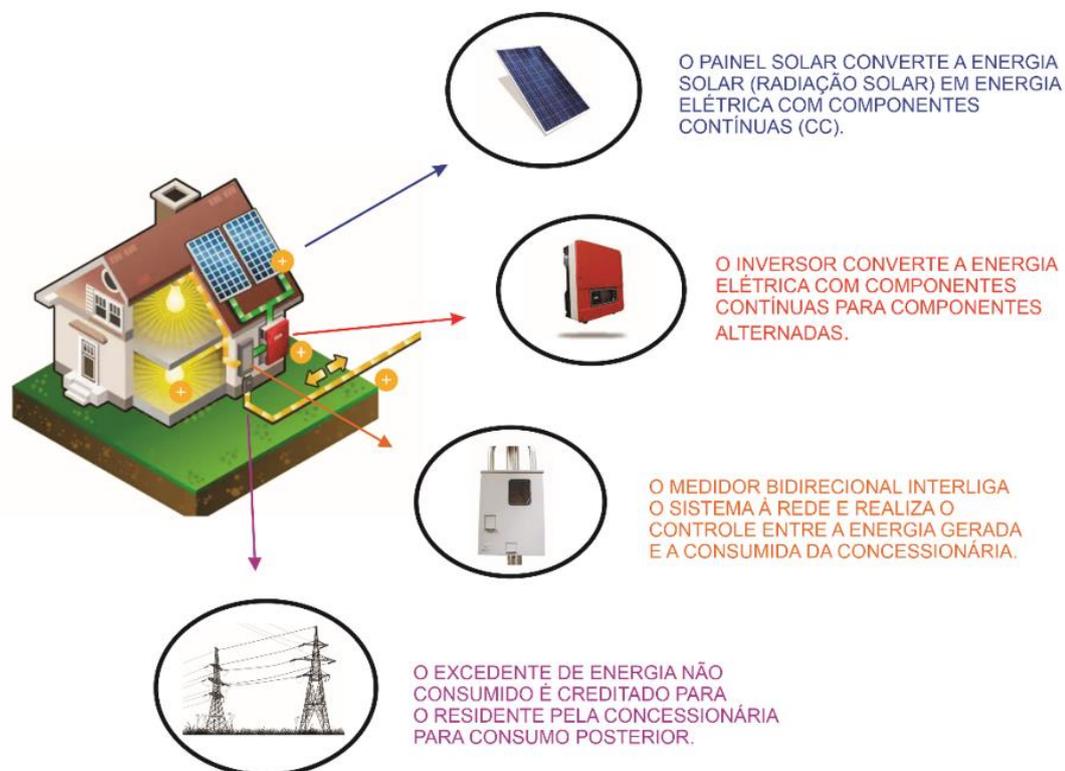


Figura 5 - Esquema com os dispositivos presentes em um sistema solar fotovoltaico conectado a rede.

1.5 - Objetivos

Os principais objetivos desse trabalho englobam avaliar e comparar um módulo semicondutor híbrido composto por um Si-IGBT em paralelo com um SiC-MOSFET, com o próprio semicondutor Si-IGBT, em relação a parâmetros como a eficiência e também perdas referentes a comutação e condução. Essas comparações foram realizadas através de simulações SPICE e envolveram distintas condições de temperatura e corrente para ambos os dispositivos. Desta maneira, esse trabalho de conclusão de curso visa atingir os seguintes objetivos listados:

- Realizar simulações para o par híbrido (Si-IGBT // SiC-MOSFET) e para a solução do Si-IGBT atuando individualmente, em software SPICE.
- Analisar a performance dos interruptores citados para diferentes condições de corrente e temperatura.
- Calcular e avaliar os valores referentes as perdas de condução e comutação dos semicondutores.
- Comparar o comportamento e a eficiência da solução híbrida com o módulo puramente Si afim de melhorar o desempenho de interruptores atuando em inversores.

1.6 - Estrutura da Monografia

Essa monografia foi dividida em cinco capítulos e os mesmos são resumidos nessa seção:

- O Capítulo 2 engloba a metodologia do trabalho, primeiramente dissertando sobre as modelagens analíticas e numéricas utilizadas como base para simular as divisões de corrente e operação dos pares híbridos. E, posteriormente, detalhando as etapas de simulação de cada interruptor assim como a descrição do modo em que foi definido os limites para o cálculo de perdas dos dispositivos analisados.

- O Capítulo 3 apresenta o estudo de caso da monografia. Nessa seção são descritas as etapas de seleção dos componentes utilizados nas simulações, a parte que envolve a configuração do circuito usado e os parâmetros aplicados.
- No Capítulo 4, os resultados para cada condição definida de corrente e temperatura são investigados para o par híbrido e para o interruptor de silício. Comparações de custo e benefício são efetuadas para os diferentes níveis de corrente. Isto é realizado a partir dos resultados referentes as perdas de comutação e de condução dos dispositivos.
- E por fim, as conclusões deste estudo integram o capítulo 5.

1.7 - Publicações

Destaque para a publicação alcançada com o artigo base desse trabalho no COBEP 2021.

- L. M. C. Brasil, H. A. Pereira, A. F. Cupertino, F. A. Pongelupe, T. P. Corrêa. "Power Losses Evaluation of Hybrid Semiconductor Modules for Photovoltaic Inverters." COBEP, 2021.

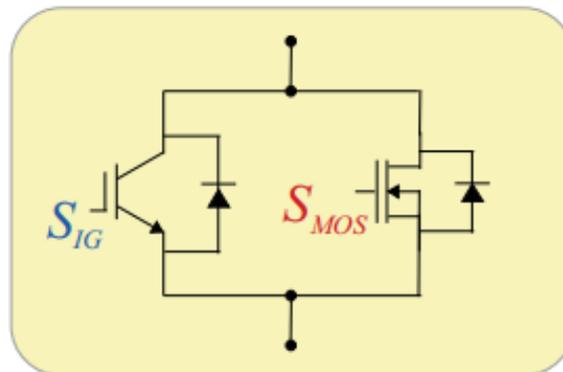
2 Metodologia

A metodologia deste trabalho será dividida em 3 etapas. A primeira etapa consiste em uma análise teórica que visa modelar o par semiconductor híbrido. Essa modelagem foi realizada para a configuração de um Si-IGBT em paralelo com um SiC-MOSFET, ambos com seus referentes diodos dispostos em antiparalelo. O método apresentado pode ser aplicado para dispositivos distintos. Neste capítulo, disserta-se em relação a modelagens analíticas e numéricas para descrever o comportamento de um módulo híbrido e sobre as adaptações que devem ser adotadas para obter maior precisão em estimativas.

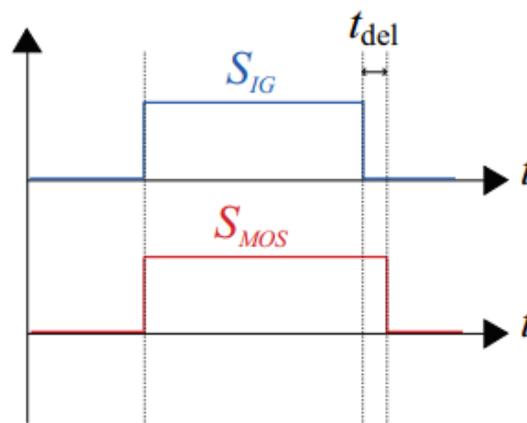
Nesse primeiro passo da metodologia, destacam-se dois pontos. O ponto inicial consiste no impacto positivo em que a escolha correta da configuração de pulso de porta pode ocasionar no nível das perdas de um semiconductor híbrido. E o outro ponto abrange a modelagem de divisão de corrente do dispositivo, que está diretamente relacionada com as perdas de comutação e de condução desse módulo.

2.1 - Esquema de Comutação Empregado

Uma boa escolha no esquema de comutação que é empregado a fim de realizar o controle do par híbrido exibido em Figura 6 (a), pode levar a comutação de tensão zero (ZVS) no Si-IGBT, fator esse que torna possível reduzir as perdas de comutação deste dispositivo híbrido quando comparado com outros módulos semicondutores disponíveis no mercado. Além disso, o Si-IGBT conduz a maior parte da corrente em estado estacionário. Portanto, o módulo híbrido pode ter uma pequena área de chip para o SiC-MOSFET, o que contribui para reduzir o custo do módulo. Diferentes sequências de pulso foram investigadas na literatura ([A. Deshpande, 2015](#)). Uma desvantagem importante de alguns padrões de pulso é a exigência de duas unidades de circuitos de acionamento de porta independentes, que eleva o custo do sistema de controle. Neste trabalho, a sequência de pulsos de porta segue a estratégia recentemente introduzido em ([X. Song, 2020](#)). Este esquema é mostrado na Figura 6 (b). Note que essa abordagem apresenta vantagens, pois a mesma pode ser implementada com uma única unidade de circuito de acionamento para realizar o controle de porta, além de alguns componentes passivos adicionais.



(a)



(b)

Figura 6 - Módulo semicondutor híbrido investigado: (a) Esquema do par semicondutor híbrido; (b) Configuração de pulso de porta empregado neste trabalho.

Fonte: Adaptado da referência (Fábio de A. P, 2021).

Usando o padrão de pulso mencionado acima, espera-se que o SiC-MOSFET assumirá primeiramente toda a corrente durante o transiente de entrada em condução, devido ao fato deste dispositivo ser mais rápido que o Si-IGBT. Durante o transiente de desligamento, o SiC-MOSFET irá novamente conduzir primeiro toda a corrente enquanto o Si-IGBT desliga em ZVS. Durante a condução, ambos os dispositivos compartilham a corrente, com valores diferentes.

2.2 - Modelagem de Corrente

Essa etapa de modelagem de corrente foi baseada de (Fábio de A. P, 2021) e tem como finalidade esclarecer pontos que envolvem o comportamento desejado da corrente que transita pelo interruptor híbrido e, como parâmetros de cada dispositivo podem influenciar no valor dessa corrente. Essa modelagem descrita apresenta carácter comportamental.

Assim, a modelagem de corrente descrita em (Fábio de A. P, 2021) foi realizada considerando o regime permanente e seu circuito é mostrado na Figura 7 (b)

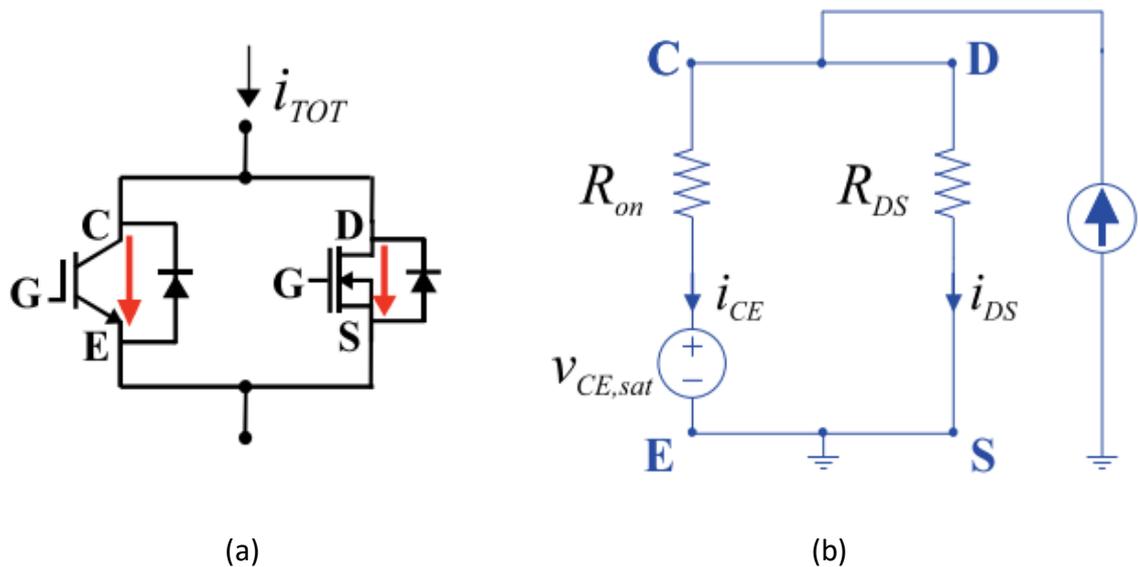


Figura 7 - (a) Esquemático de módulo híbrido e (b) circuito equivalente durante o período de condução dos transistores.

Fonte: Adaptado da referência (Fábio de A. P, 2021).

Conforme observado, para fluxo de corrente positiva, a corrente será compartilhada entre o Si-IGBT e o SiC-MOSFET. Se o módulo híbrido tiver sido projetado corretamente, a maior parte da corrente deve fluir através do Si-IGBT. No entanto, isso só é verdade para altas correntes, uma vez que para o Si-IGBT em estado ligado terá um papel importante em baixas correntes.

Depois de ter aplicado as leis de Kirchhoff, encontrou-se as seguintes relações matemáticas mostradas nas equações (1) e (2).

$$I_{DS}R_{DS} = V_{CE,sat} + I_{CE}R_{ON} \quad (1)$$

$$I_{TOT} = I_{DS} + I_{CE} \quad (2)$$

Devido a modulação de condutividade, o IGBT possui um melhor desempenho em relação a quantidade de perdas durante o estado de condução em condições nominais, quando comparado ao MOSFET. Consequentemente, garantindo que a maior parte da corrente durante a condução transite pelo dispositivo de silício, menores perdas são geradas.

Em seguida, definiu-se o parâmetro Δ , como mostrado a seguir pela equação (3).

$$\Delta(T, I) = \frac{R_{DS}(T_{jmos}, I_{DS}) - \frac{V_{CE,sat}(T_{jIG}, I_{CE})}{I_{TOT}}}{R_{DS}(T_{jmos}, I_{DS}) + R_{ON}(T_{jIG}, I_{CE})} \quad (3)$$

Essa variável Δ remete a razão da corrente que passa pelo Si-IGBT pela corrente total do módulo híbrido. Destaca-se que os parâmetros do circuito possuem uma relação de dependência com a temperatura e com a corrente que transita sobre eles, portanto o valor da variável Δ não é constante durante todo o período analisado dos conversores. Esse comportamento não uniforme já era esperado também devido ao fato dos conversores trabalharem com correntes alternadas. Em seguida, depois ter encontrado uma solução para Δ , o próximo passo foi modelar a comportamento da corrente reversa, que percorre através dos diodos Si e SiC em antiparalelo dos respectivos transistores. Assim, utilizou-se os modelos estáticos de condução dos diodos que são exibidos na Figura 8.

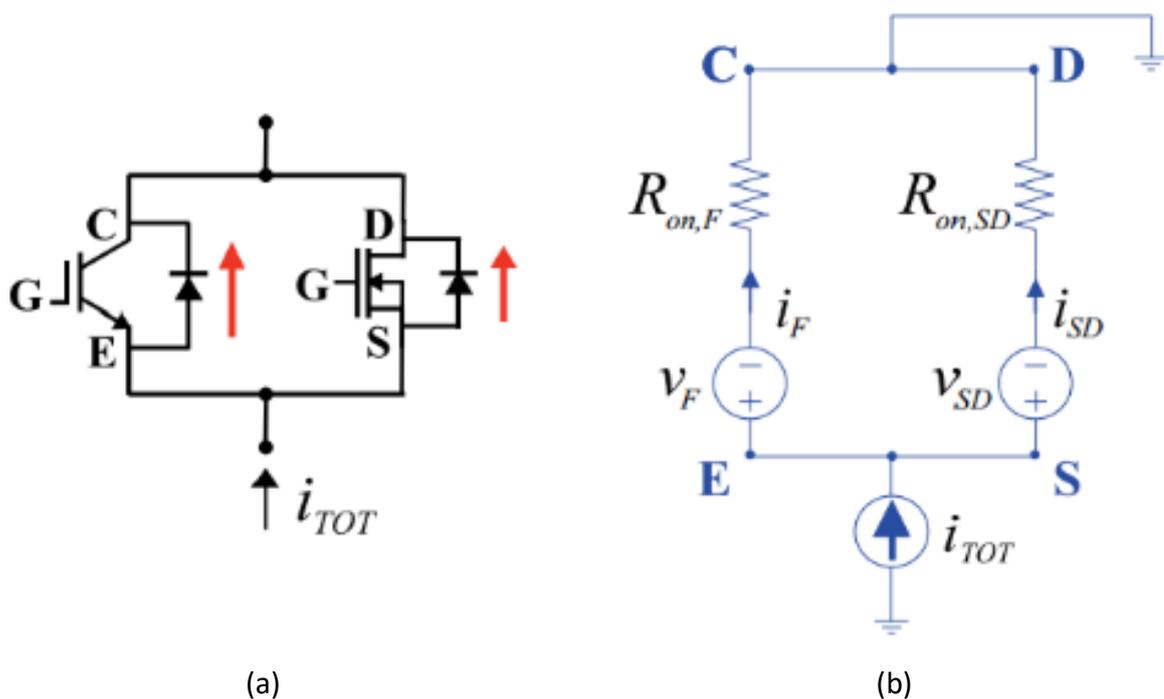


Figura 8 – (a) Caminhos de corrente reversa do módulo híbrido e (b) circuito equivalente.

Fonte: Adaptado da referência (Fábio de A. P, 2021).

Para os casos em que ocorrem o fluxo de corrente negativa, a mesma será compartilhada entre o diodo de silício e o diodo do corpo do SiC-MOSFET.

A partir dos modelos apresentados, foi possível calcular o parâmetro δ , que representa a razão entre a corrente que percorre o diodo em antiparalelo do Si-IGBT pela soma da corrente que passa tanto pelo diodo em antiparalelo do SiC-MOSFET tanto pelo diodo em antiparalelo do

Si-IGBT. A equação da variável δ é mostrada na equação (4).

$$\delta(T, I) = \frac{R_{SD}(T_{jMOS}, I_{SD}) + \frac{V_{SD}(T_{jMOS}, I_{SD}) - V_F(T_{jFWD}, I_F)}{I_{TOT}}}{R_{SD}(T_{jMOS}, I_{SD}) + R_F(T_{jFWD}, I_F)} \quad (4)$$

As equações analíticas expressas de Δ e δ são ferramentas que contribuem para possíveis comparações entre diferentes pares híbridos.

Na seção da modelagem que descreve o funcionamento de um dispositivo, evidencia-se que existe inúmeros modos para modelar a performance de um semiconductor. Duas das principais maneiras são: Os modelos comportamentais e os modelos físicos. Os modelos comportamentais, usam de tabelas com valores de medição para ponderar, através de linearização, variáveis como perdas de condução, perdas de comutação e temperatura. Já nos modelos físicos, são utilizados elementos de circuito lineares e não lineares com intuito de retratar as características de transistores.

Nesse trabalho, será aplicado o modelo físico devido ao interesse de uma maior aproximação dos resultados esperados do estudo em relação aos resultados reais práticos, que serão obtidos com testes experimentais. Com esse intuito, iremos optar pelo uso de simulações SPICE e também por simulações simplificadas. Isso permitirá a realização de um elevado número de simulações e análises devido alta velocidade das mesmas, além da redução de possíveis problemas nessas simulações que poderiam aparecer caso o circuito tivesse um nível maior de complexidade. Portanto, o foco maior estará no funcionamento dos módulos.

2.3 - Simulações e o Método Aplicado para o Cálculo de Perdas

Na segunda parte da metodologia, simulações para diferentes condições de temperatura e corrente foram realizadas aplicando tanto o módulo Si-IGBT como o módulo híbrido (Si-IGBT em paralelo com SiC-MOSFET), ambos os semicondutores atuando em simulações distintas e em um circuito com configuração de teste de pulso duplo. Diferentes valores de corrente e a temperatura foram simulados e, posteriormente, as perdas de comutação e condução foram calculadas. Os limites aplicados para realizar o cálculo referente as perdas de comutação para Si-IGBT são mostradas na Figura 9.

METODOLOGIA APLICADA PARA O CÁLCULO DE PERDAS DE COMUTAÇÃO O IGBT

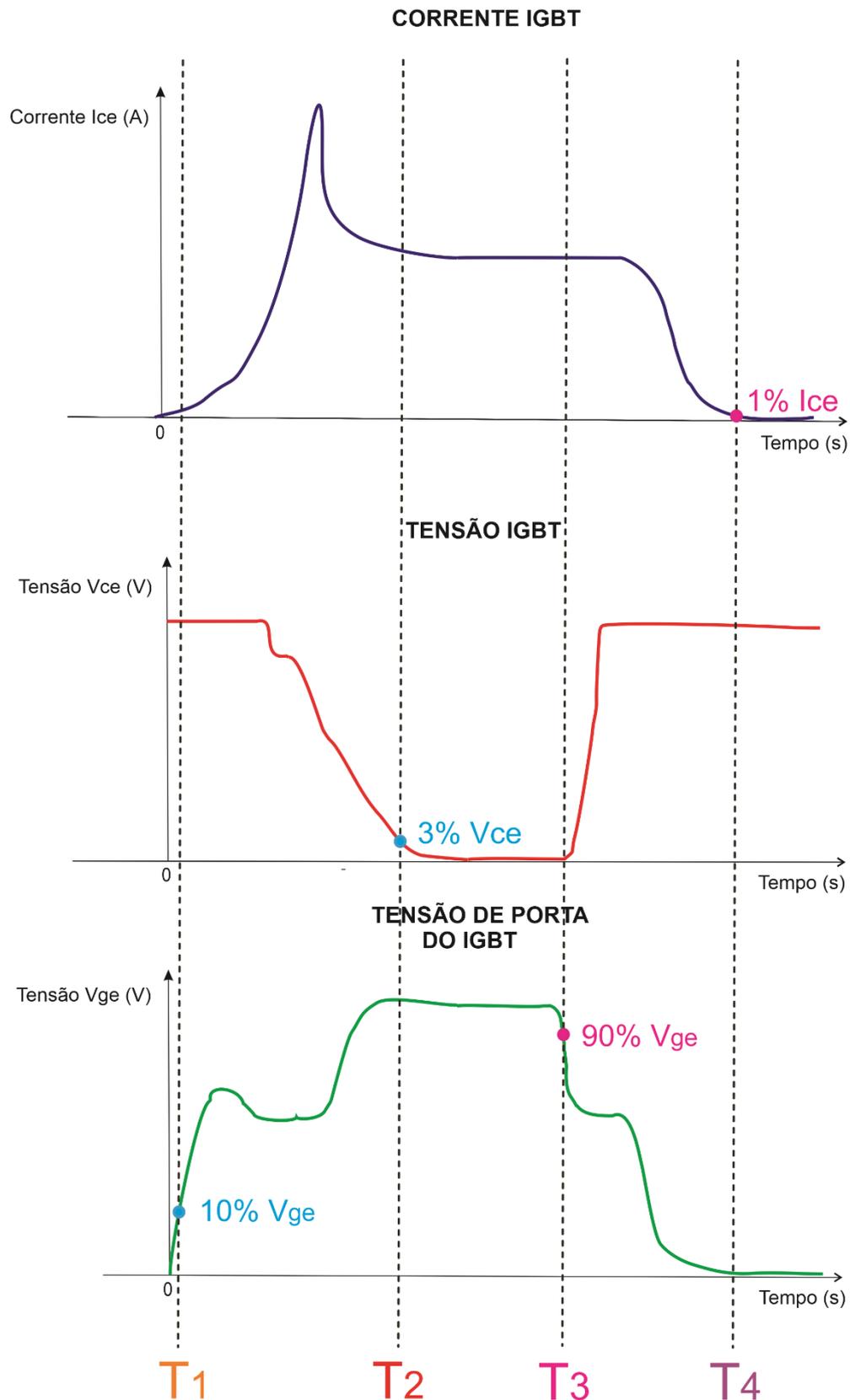


Figura 9 - Definição dos limites para o cálculo das perdas de comutação IGBT.

As perdas de comutação foram calculadas por (Infineon, 2020):

$$E_{on} = \int_{T_1}^{T_2} V_{CE} I_{CE} dt \quad (5)$$

$$E_{off} = \int_{T_3}^{T_4} V_{CE} I_{CE} dt \quad (6)$$

onde T_1 é o instante de tempo em que a tensão de porta V_{GE} do Si-IGBT atingiu 10%; T_2 é o momento em que a tensão V_{CE} do IGBT atinge 3% da tensão do barramento CC. Assim, a energia do transiente de entrada em condução do semiconductor é calculada por (5).

O cálculo da energia do transiente de desligamento, definido por (6), tem um intervalo de integração de T_3 , o tempo em que a tensão de porta atinge 90%, a T_4 , o tempo em que a corrente do dispositivo I_{CE} atinge 1% da operação atual.

Para o par híbrido, os limites de cálculo das perdas de comutação são exibidos na Figura 10.

METODOLOGIA APLICADA PARA O CÁLCULO DE PERDAS DE COMUTAÇÃO PARA O PAR HÍBRIDO

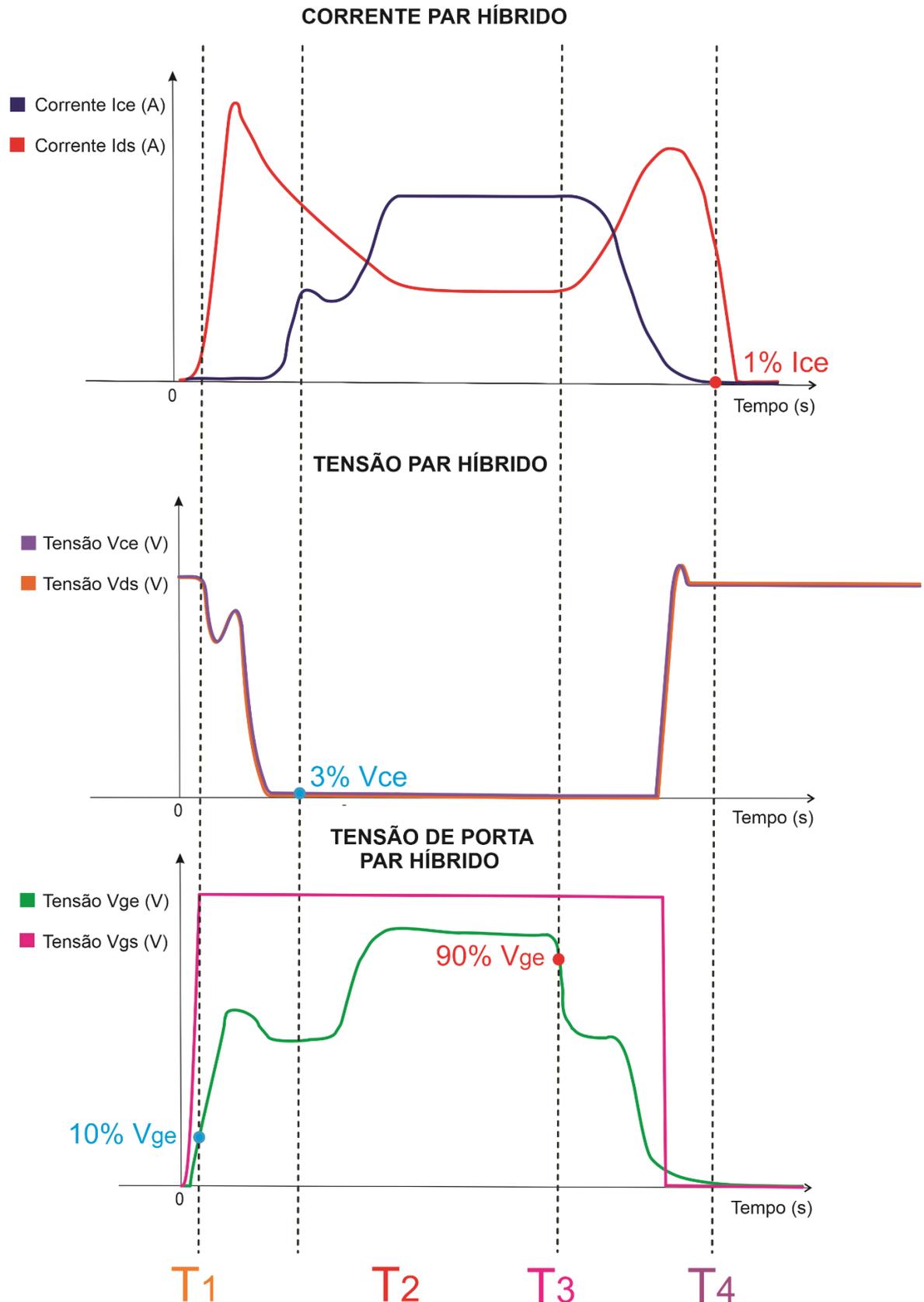


Figura 10 - Definição dos limites para o cálculo das perdas de comutação para o módulo híbrido.

As perdas de comutação para o semiconductor híbrido são calculadas por:

$$E_{on} = \int_{T_1}^{T_2} V_{CE} I_{CE} dt + \int_{T_1}^{T_2} V_{DS} I_{DS} dt \quad (7)$$

$$E_{off} = \int_{T_3}^{T_4} V_{CE} I_{CE} dt + \int_{T_3}^{T_4} V_{DS} I_{DS} dt \quad (8)$$

A definição das perdas totais do par híbrido incluiu a soma das perdas relacionadas ao módulo de carbeto de silício (MOSFET) e o semiconductor de silício (IGBT), como evidenciado pelas equações (7) e (8). As perdas referentes aos transientes de entrada em condução e desligamento do par híbrido também foram calculadas definindo os intervalos de integração a partir dos parâmetros do Si-IGBT baseado em [\(Infineon\)](#).

Sucessivamente a parte da determinação das perdas referentes a comutação, o cálculo das perdas de condução foi realizado para ambos os interruptores. Essas perdas foram obtidas em estado estacionário, multiplicando a tensão direta aplicada a cada semiconductor pela corrente que fluiu através do mesmo dispositivo.

3 Estudo de Caso

Para esta monografia, foram realizadas simulações com componentes da fabricante Infineon, cujos modelos SPICE podem ser encontrados em ([Infineon, Infineon Designer \(SPICE Simulation Tool\)](#)). Para o IGBT de silício o número de peça escolhido foi o IKW15T120, que apresenta uma corrente nominal de 15 amperes, uma tensão de bloqueio na classe de 1200 volts, e possui uma tensão de porta ideal de 15 volts. Esse interruptor também apresenta um modelo SPICE da Infineon de nível 1, na qual é definido com base nas características elétricas presentes no datasheet do mesmo semicondutor. Para o SiC-MOSFET o número de peça selecionado foi o IMW120R350M1H, que possui uma corrente nominal de 4,7 A, uma tensão de bloqueio de classe de 1200 volts e uma tensão de porta ideal de 18 volts. Além disso, também possui um modelo SPICE de nível 3 da Infineon, que é definido principalmente para a análise do transiente de dispositivos em simulações, além de apresentar um circuito térmico específico que permite análises mais detalhadas de simulações envolvendo o encapsulamento e a junção do interruptor, como também a temperatura do diodo. Mais informações sobre os modelos Infineon e seus respectivos níveis podem ser encontrados em ([Infineon, 2020](#)). As perdas de energia referente ao módulo híbrido serão comparadas com as perdas do IGBT.

As simulações foram realizadas em um circuito de teste de pulso duplo com uma tensão de barramento de 600V, conforme mostrado na Figura 11.

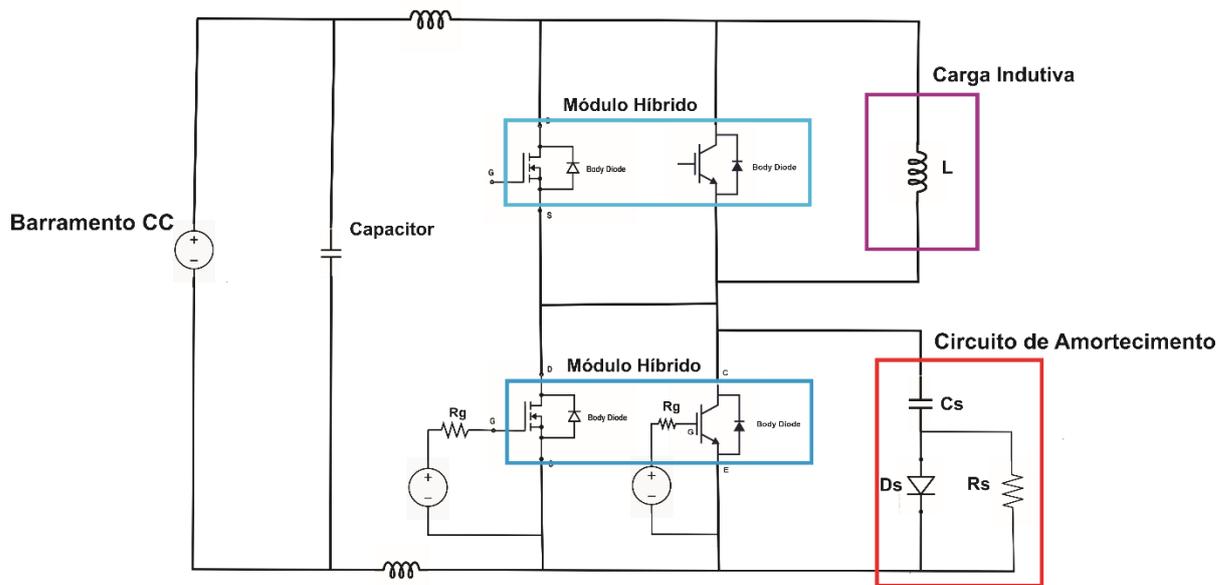


Figura 11 - Topologia do circuito de teste de pulso duplo utilizada nas simulações.

A carga (L) utilizada na simulação foi totalmente indutiva e seu valor foi obtido por (9):

$$L = i \frac{t_{simulado}}{V_{barramento}} \quad (9)$$

onde $t_{simulado}$ corresponde ao tempo de simulação desejado para a corrente do indutor atingir o valor de corrente i , que primeiro é determinado pela corrente de operação a ser utilizada. O $V_{barramento}$ refere-se à tensão de barramento aplicada ao módulo. O principal motivo da utilização dessa carga totalmente indutiva foi seguir os mesmos parâmetros de simulação aplicados e descritos no datasheet dos interruptores selecionados.

Em simulações utilizando o par híbrido no circuito de teste de pulso duplo, picos de corrente indesejados foram observados no Si-IGBT durante o transiente de desligamento, conforme mostrado na Figura 12. Esse comportamento acontece nesse transiente pois a capacitância de Miller é excitada pelo alto dV/dt causado pelo SiC-MOSFET, conforme discutido em (Puqi Ning, 2017). Portanto, um circuito snubber é utilizado para reduzir o tempo do transiente de desligamento do SiC-MOSFET. Esta configuração de circuito atenua o efeito de capacitância de Miller, como mostrado na Figura 13.

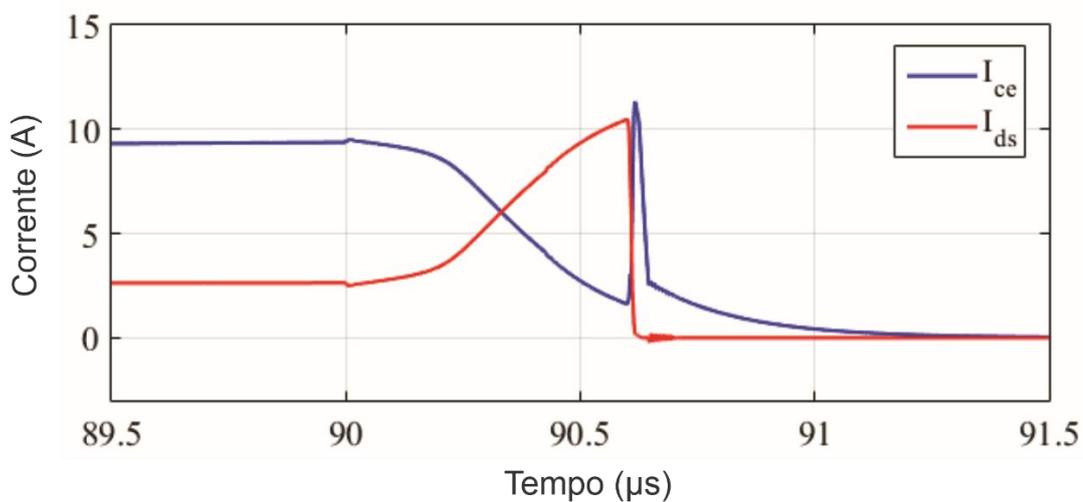


Figura 12 – Transiente de corrente do par híbrido sem o circuito de Amortecimento.

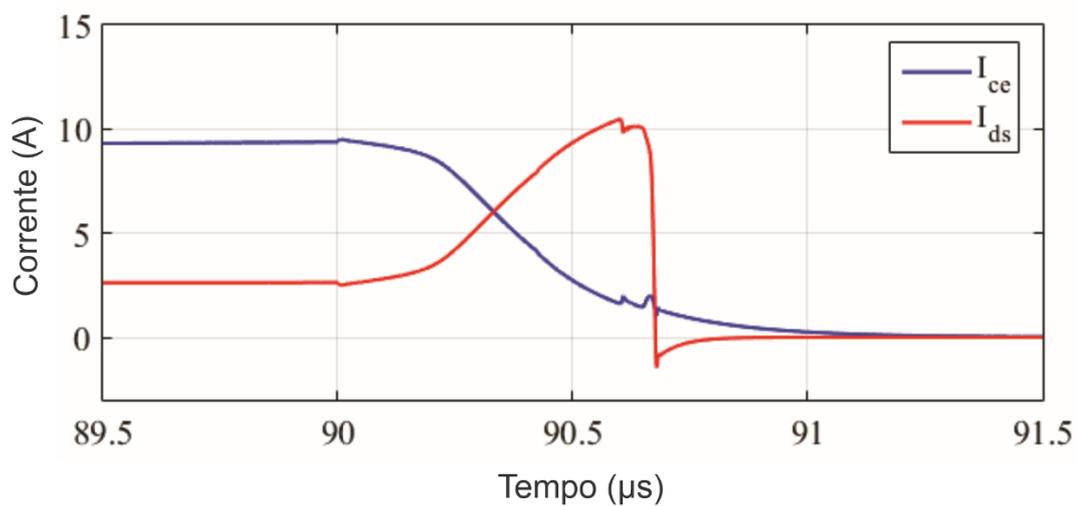


Figura 13 - Transiente de corrente do par híbrido com o circuito de Amortecimento.

O circuito de amortecimento empregado é exibido na Figura 14.

Circuito de Amortecimento

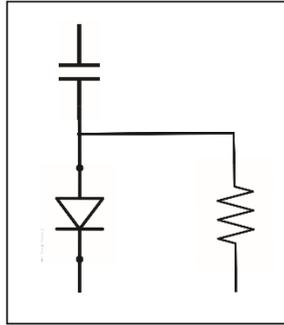


Figura 14 - Topologia do circuito de amortecimento adicionado.

Os valores empregados para cada componente do circuito de amortecimento para a realização das simulações foram $C = 0,001 \mu\text{F}$, $R = 50\Omega$. Um diodo ideal também foi usado na composição do circuito de amortecimento. Esses valores foram obtidos na simulação e não foram otimizados. A otimização desta estrutura é deixada para desenvolvimentos futuros deste trabalho.

Em seguida, as perdas de energia foram calculadas para os valores de corrente entre 1,5 amperes e 15 amperes, e os valores de temperaturas de 25 e 150°C. A tensão do barramento CC fixada foi de 600 V. Um valor de resistência de porta de 56 ohms foi adotado para a porta do Si-IGBT e o valor de 2 ohms para a porta do SiC-MOSFET. Esses valores foram definidos de acordo com as recomendações dos datasheets dos dispositivos.

As condições para as simulações de 25°C foram determinadas a seguir na Tabela 1 enquanto as condições para as simulações de 150°C foram definidas a seguir na Tabela 2.

Tabela 1 - Condições simuladas de corrente para 25°C.

Condições Simuladas	Corrente de Operação (A)	Temperatura (°C)
Condição 1	1,5	25
Condição 2	3	25
Condição 3	4,5	25
Condição 4	6	25
Condição 5	7,5	25
Condição 6	9	25
Condição 7	10,5	25
Condição 8	12	25

Condição 9	13,5	25
Condição 10	15	25

Tabela 2 - Condições simuladas de corrente para 150°C.

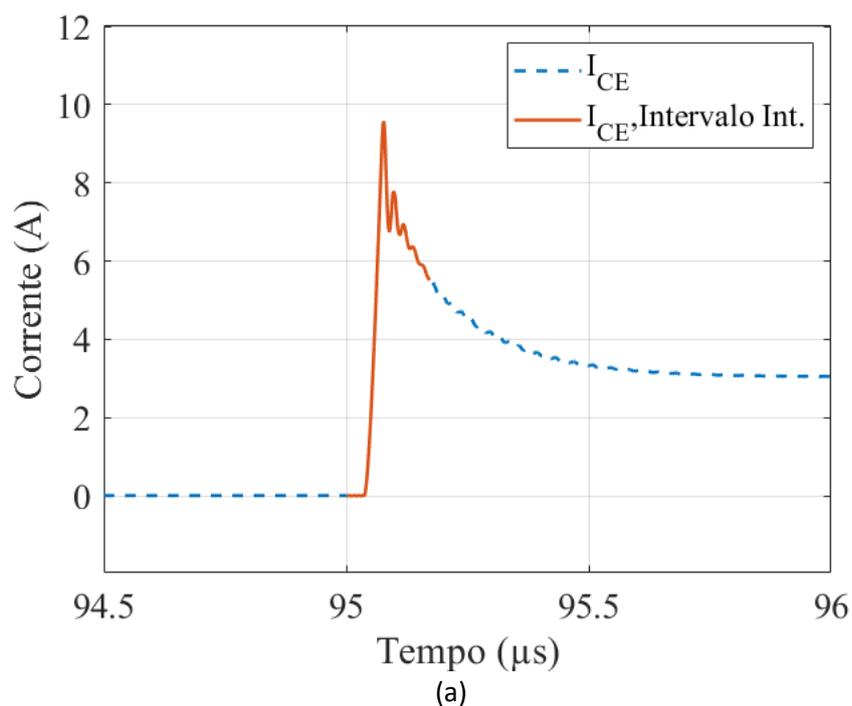
Condições Simuladas	Corrente de Operação (A)	Temperatura (°C)
Condição 11	1,5	150
Condição 12	3	150
Condição 13	4,5	150
Condição 14	6	150
Condição 15	7,5	150
Condição 16	9	150
Condição 17	10,5	150
Condição 18	12	150
Condição 19	13,5	150
Condição 20	15	150

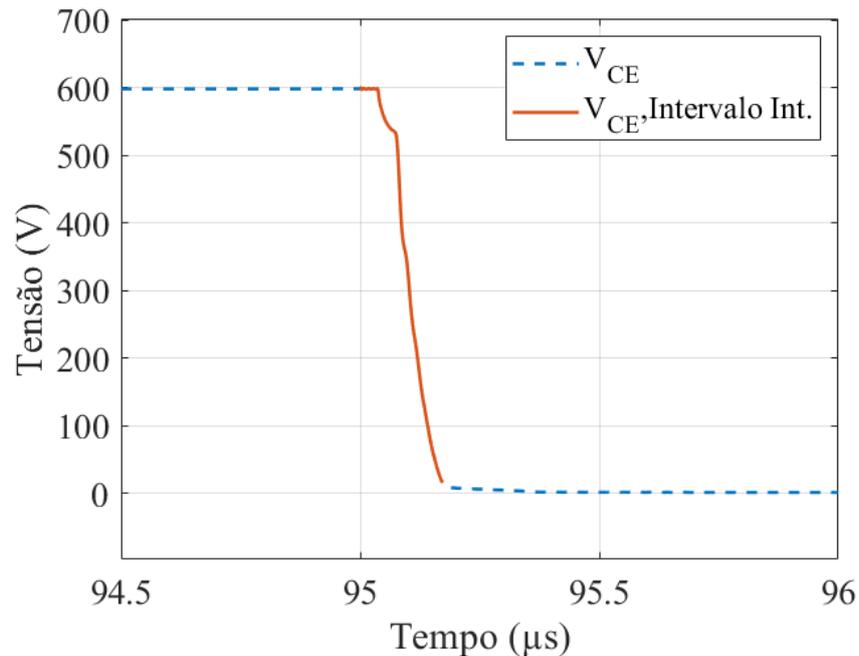
4 Resultados e Discussões

Entre as condições simuladas, foram escolhidos três valores de corrente atuando sobre a temperatura fixa de 150 °C para a exibição dos resultados no domínio do tempo. Assim, o capítulo dos resultados foi dividido em três seções, sendo a primeira referente a resultados de baixa corrente de operação (3 Amperes ou 20% da corrente nominal do Si-IGBT escolhido). Além da segunda e a terceira seções, que englobam os resultados para corrente média do IGBT (9 Amperes ou 60% da corrente nominal do Si-IGBT) e para corrente alta (15 Amperes ou a nominal do Si-IGBT), respectivamente. Resultados foram obtidos para o Si-IGBT e para o interruptor híbrido.

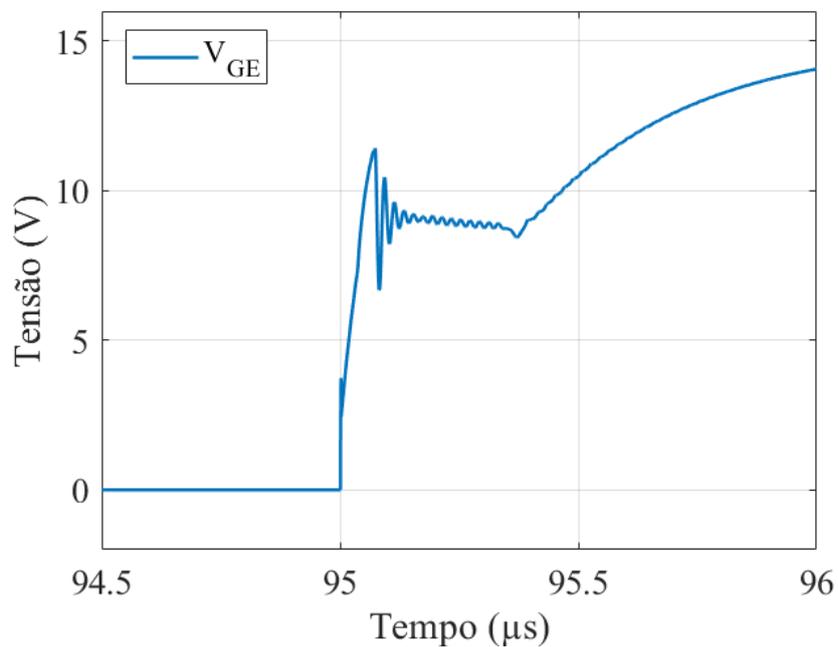
4.1 - Condição de Corrente Baixa: 3 Amperes e 150°C

Os resultados alcançados referentes as simulações com o Si-IGBT para essa primeira condição são mostrados na Figura 15. A curva contínua representa pontos na simulação que foram incluídos no cálculo das perdas de comutação. Conforme observado na Figura 15 (a), devido à recuperação reversa do diodo, a corrente de coletor atinge um valor de pico em torno de 9,5 amperes. A Figura 15 (b) mostra a tensão coletor-emissor e destaca o intervalo usado para cálculo das perdas de comutação. A Figura 15 (c) exhibe a dinâmica da tensão porta-emissor, onde o platô de Miller é observado.





(b)



(c)

Figura 15 - Transiente de entrada em condução do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor. Condição: Corrente de 3 amperes, 150°C e 600V de tensão do barramento.

*Obs: O termo "Intervalo Int." definido nas legendas e representado pela curva vermelha nas figuras corresponde ao intervalo utilizado nas integrações para o cálculo das perdas de comutação para cada condição.

A resposta do diodo é apresentada na Figura 16 (a) e (b). Observa-se que o diodo apresenta um pico de corrente de recuperação reversa em torno de 6 A e que dura aproximadamente 0,5 μs . Além disso, o dispositivo só passa a bloquear tensão depois que o pico

de recuperação reversa é alcançado.

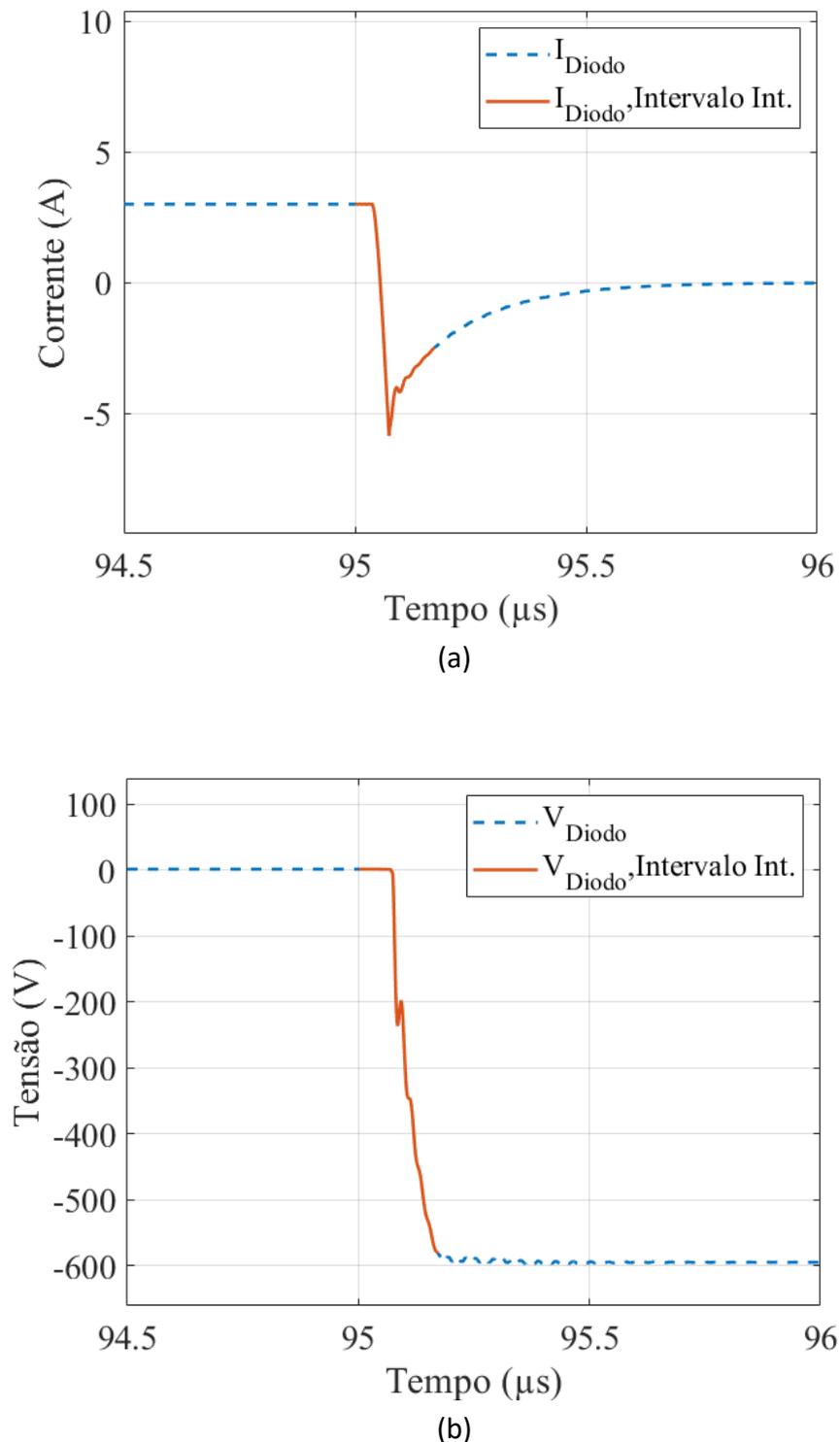
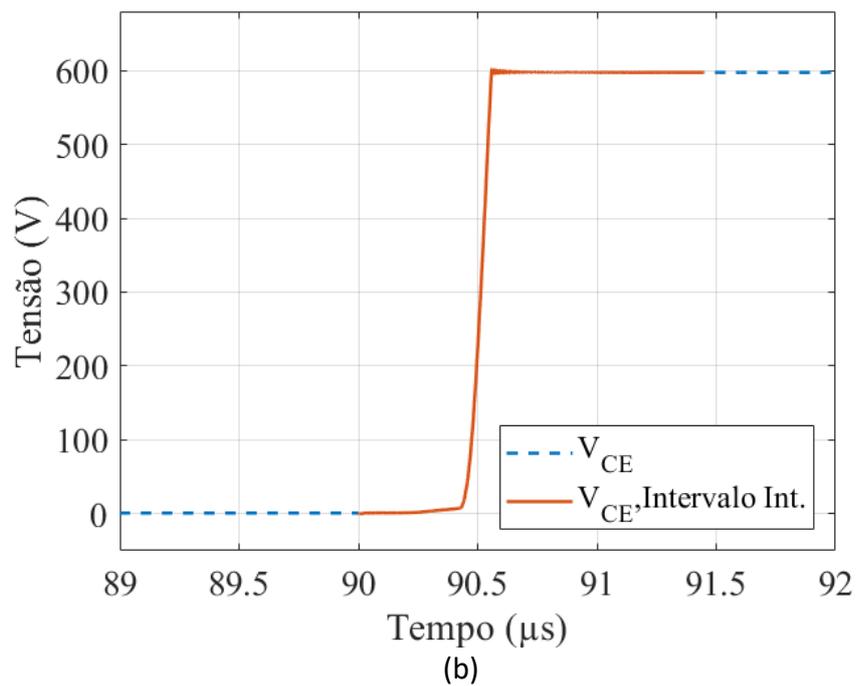
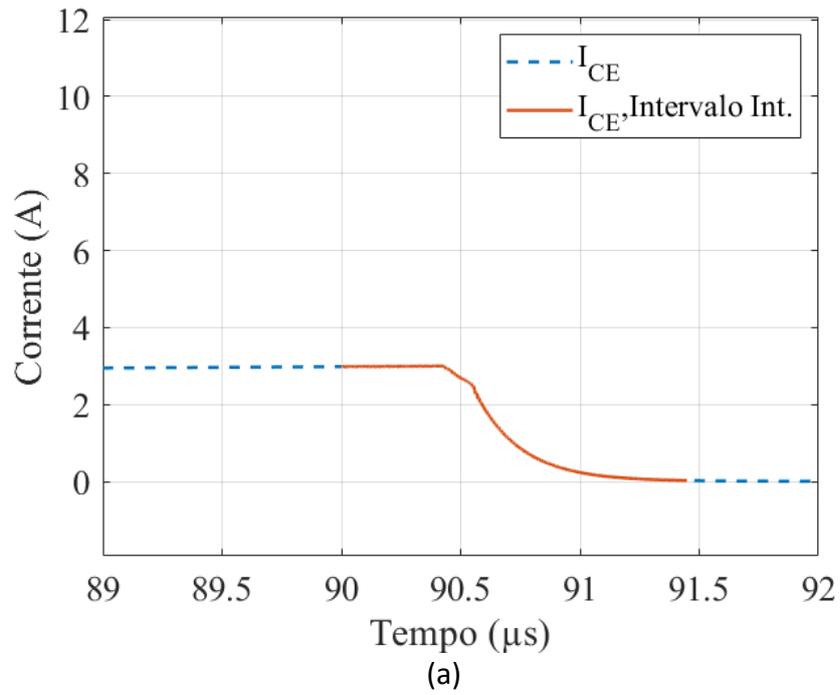


Figura 16 - Transiente de desligamento do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de bloqueio. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Os resultados de desligamento para o Si-IGBT são mostrados na Figura 17 e na Figura 18. Na Figura 17 (a) é possível notar que o transiente de desligamento do Si-IGBT apresentou um tempo de duração de 1,5 μ s. Na Figura 17 (b), destaca-se que nenhum overshoot no valor da

tensão foi observado, sendo um transitório suave. É válido acrescentar também que as indutâncias parasitas adotadas foram relativamente pequenas. O comportamento da tensão de porta do interruptor é exibido em Figura 17 (c).



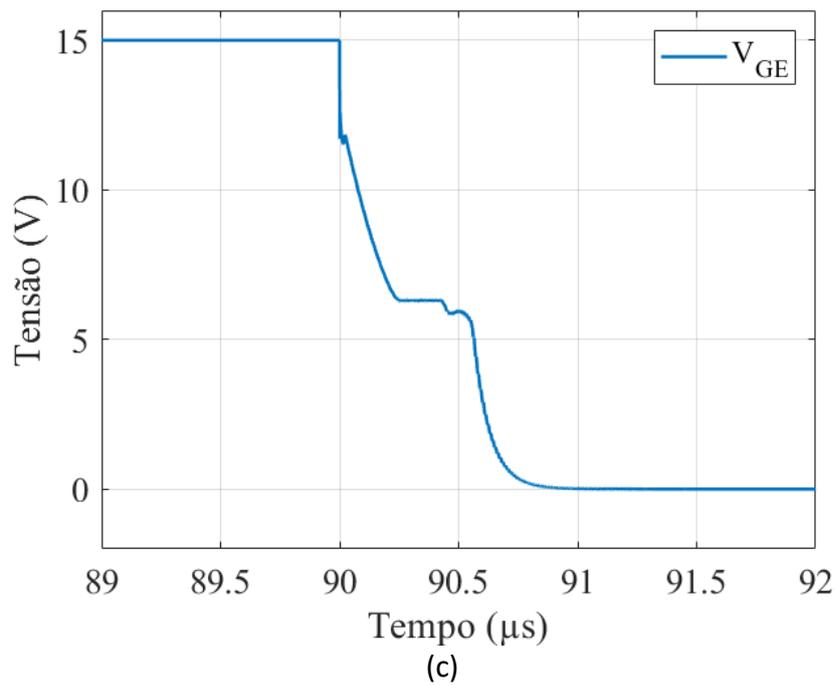
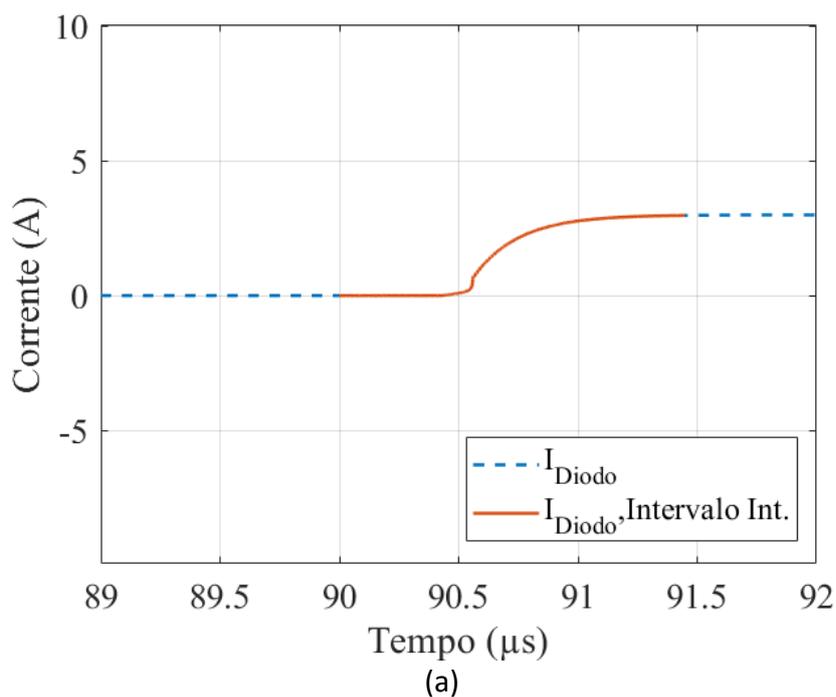


Figura 17 - Transiente de desligamento do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor Condição: Corrente de 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Na Figura 18 (a) evidência a entrada do diodo em condução atingindo 3 A. E na Figura 18 (b), um transitório suave é observado.



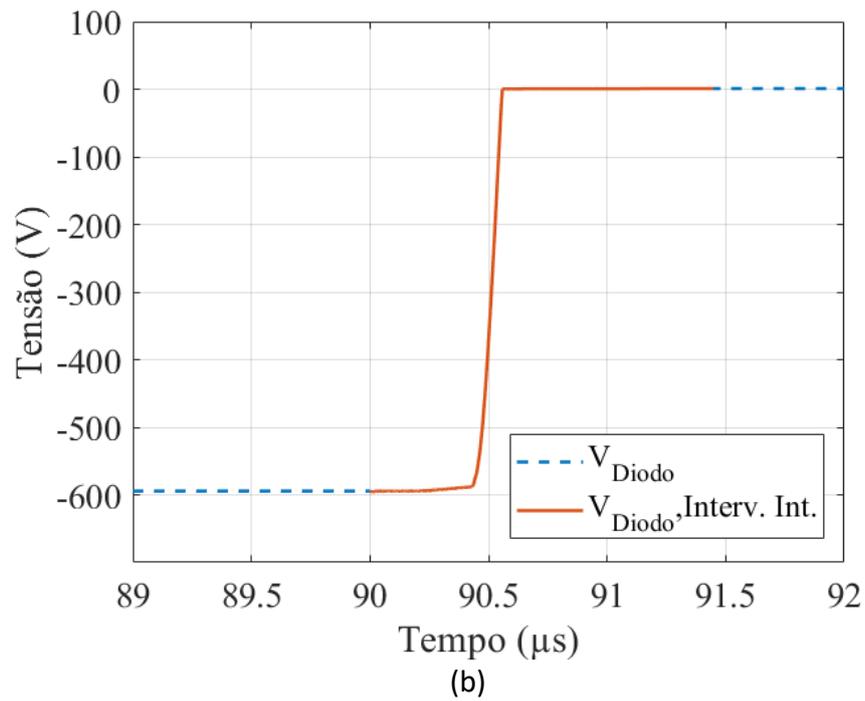
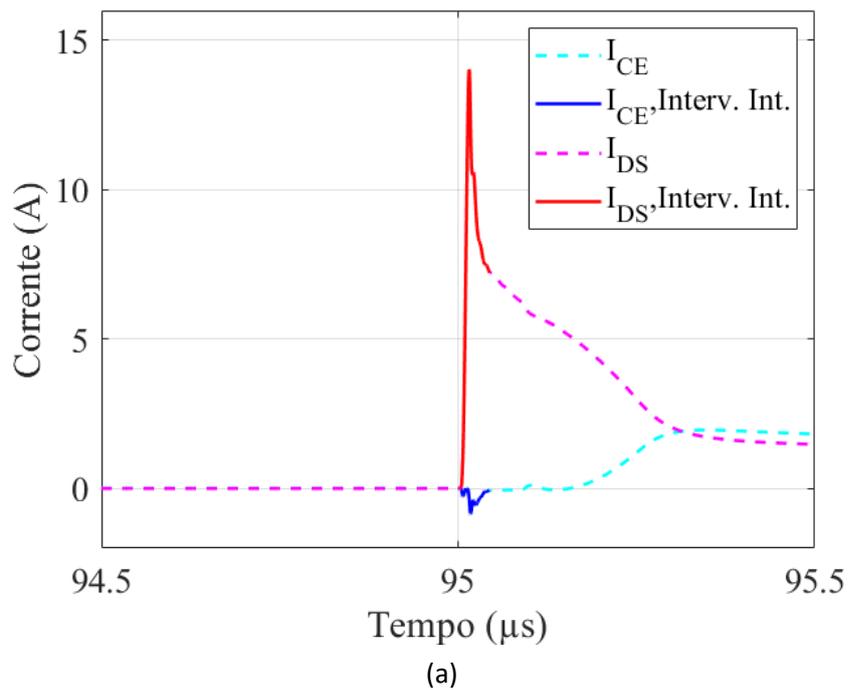


Figura 18 - Transiente de entrada em condução do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de Bloqueio. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Os resultados obtidos com as simulações do par híbrido são mostrados na Figura 19. As linhas contínuas representam pontos utilizados para o cálculo das perdas de comutação.



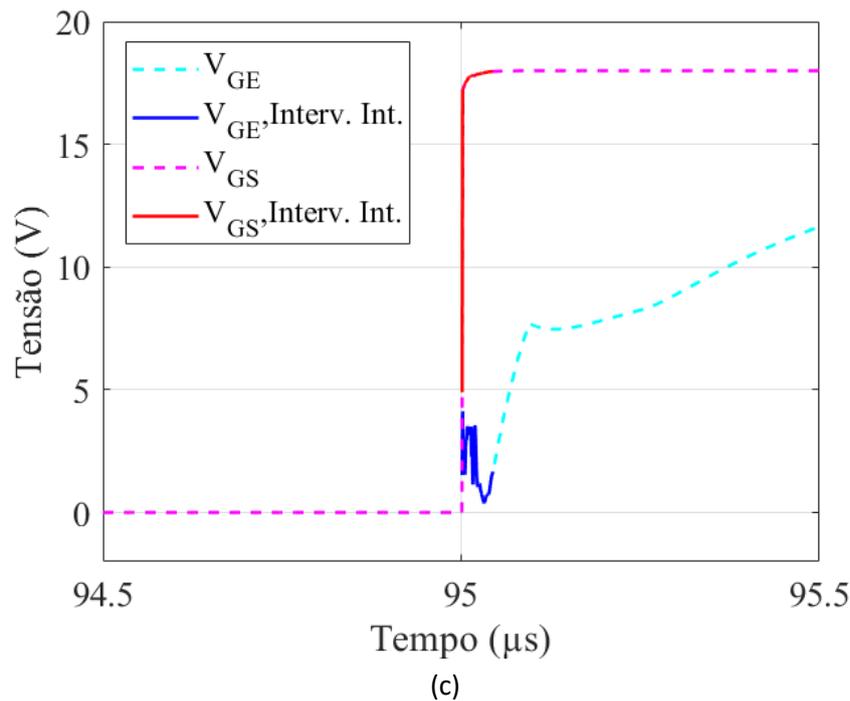
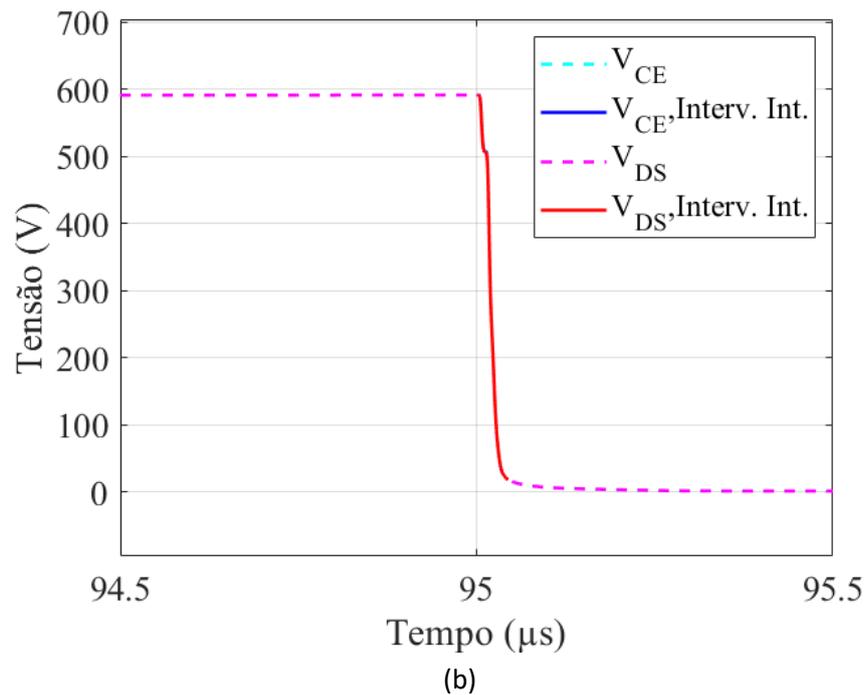


Figura 19 - Transiente de entrada em condução do par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

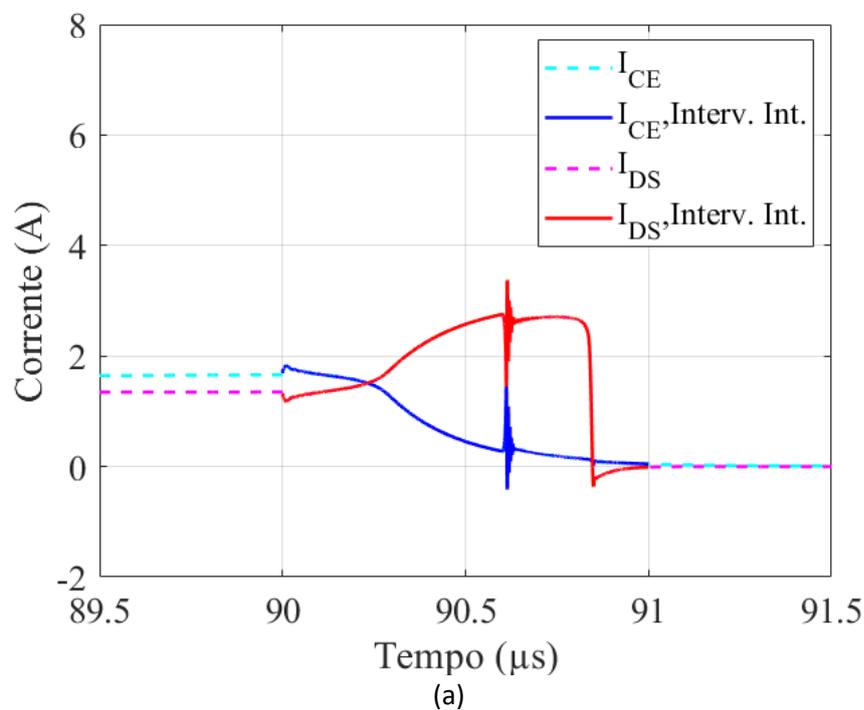
Conforme observado na Figura 19 (a), o MOSFET de carbeto de silício assume toda a corrente inicial, mesmo que tenha sido ligado ao mesmo tempo que o Si-IGBT, atingindo um pico em torno de 14 amperes devido à recuperação reversa do diodo.

Como ambos os dispositivos estão em paralelo, a tensão aplicada sobre eles é a mesma, conforme mostrado na Figura 19 (b). As tensões de porta são mostradas na Figura 19 (c). Destaca-se que MOSFET é muito mais rápido e o Plateau de Miller não é observado nesta figura. Isso

contribui para reduzir as perdas de entrada em condução do IGBT além de evidenciar alguns dos potenciais ao adotar tecnologias híbridas.

Os resultados obtidos com as simulações do par híbrido para o desligamento são mostrados abaixo na Figura 20. Um tempo de atraso de 0,6 microssegundos foi utilizado para o desligamento do SiC-MOSFET quando comparado ao Si-IGBT. Esse atraso foi aplicado ao semiconductor de carbeto de silício a fim do mesmo assumir toda a corrente do IGBT, permitindo que o IGBT desligue com tensão próxima a zero, como mostrado nas Figura 20 (a) e Figura 20 (b). A Figura 20 (c) mostra que a tensão de porta do IGBT ainda apresenta um pico durante o desligamento do MOSFET mesmo quando o snubber é empregado. No entanto, este pico não é significativamente alto para aumentar a corrente do dispositivo, como visto na Figura 20 (a).

Durante a entrada em condução, o MOSFET entra em condução antes do IGBT, e conduz toda a corrente de carga. Pouco tempo depois, o IGBT começa a conduzir até atingir cerca de 75% da corrente de carga. Durante o transiente de desligamento, o IGBT desliga primeiro, transferindo a maior parte de sua corrente para o MOSFET, que pouco tempo depois segue o IGBT e entra no estado de bloqueio, então sua tensão de porta é comutada para zero.



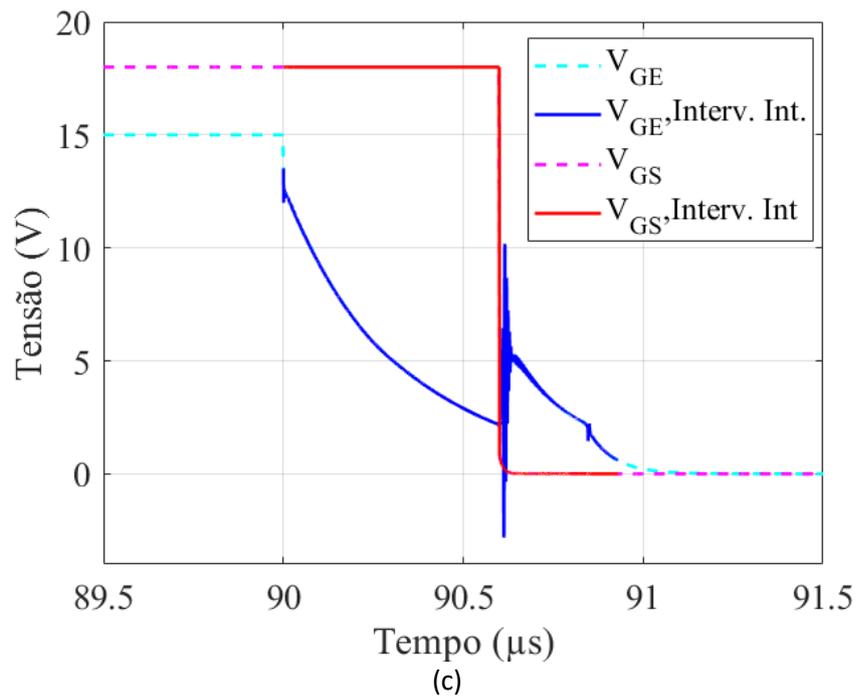
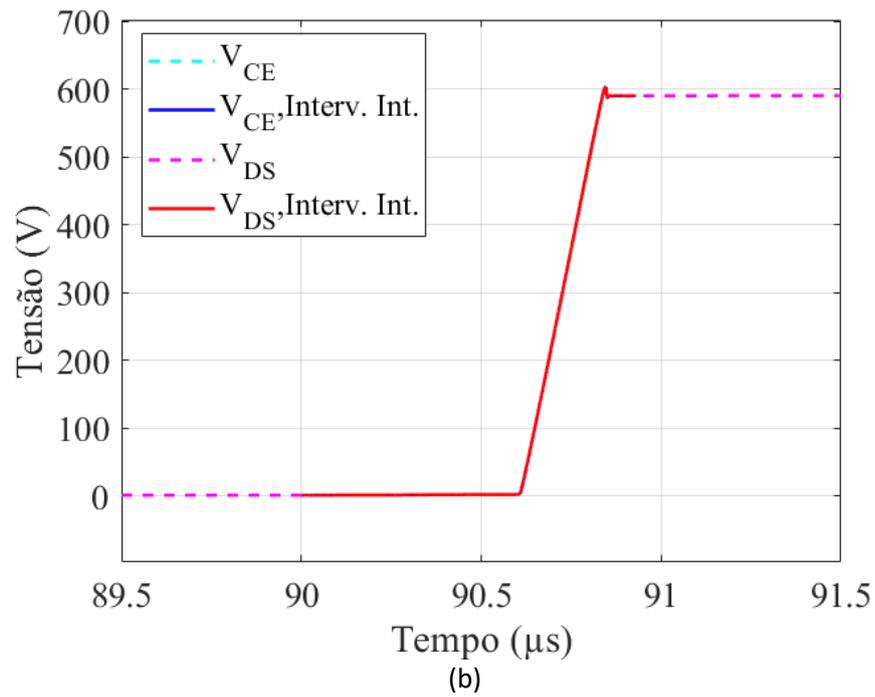


Figura 20 - Transiente de desligamento de par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões de porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 3 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

O transiente dos diodos do MOSFET e do IGBT referente ao par híbrido, são mostrados na Figura 21.

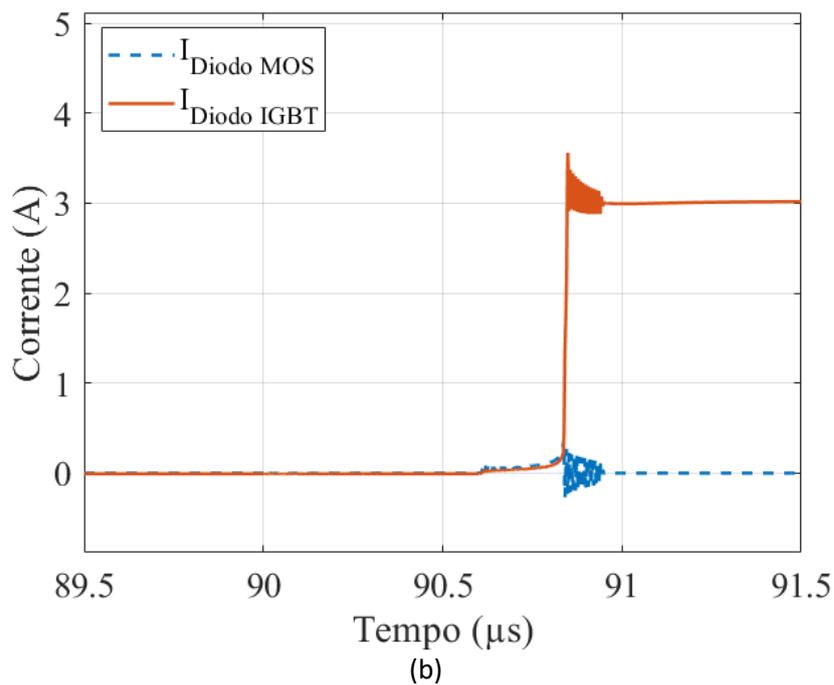
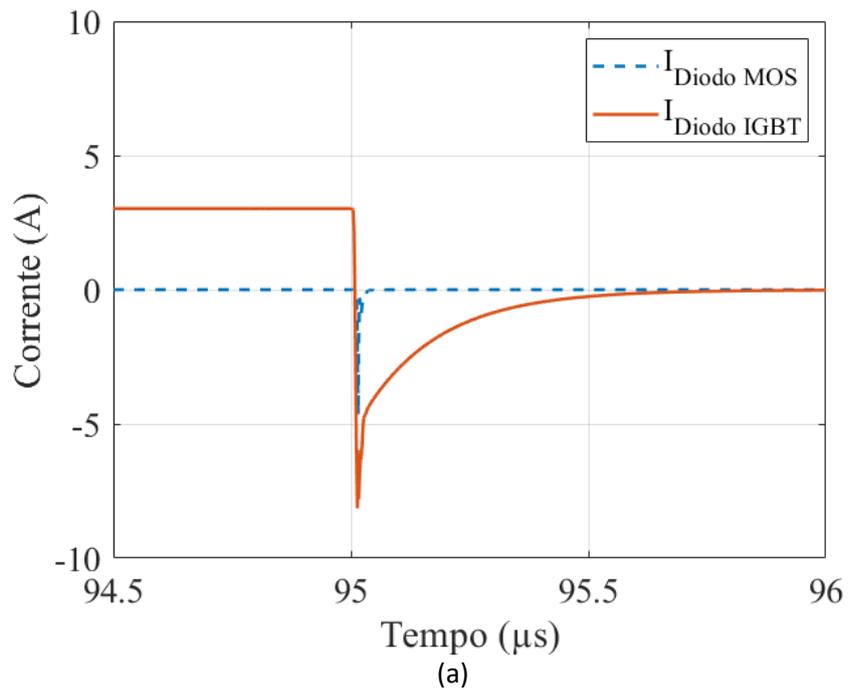


Figura 21 - Transiente dos diodos do IGBT e do MOSFET de (a) desligamento. (b) entrada em condução. Condição: 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Ao analisar a Figura 21, pode-se observar que o diodo do IGBT assume a maior parte da corrente, atingindo assim valores próximos a -8 amperes ao desligar e 3,5 amperes ao ligar.

O transiente que ocorre no circuito snubber durante o ligar e desligar do par híbrido para a corrente de 3 amperes, é mostrado na Figura 22.

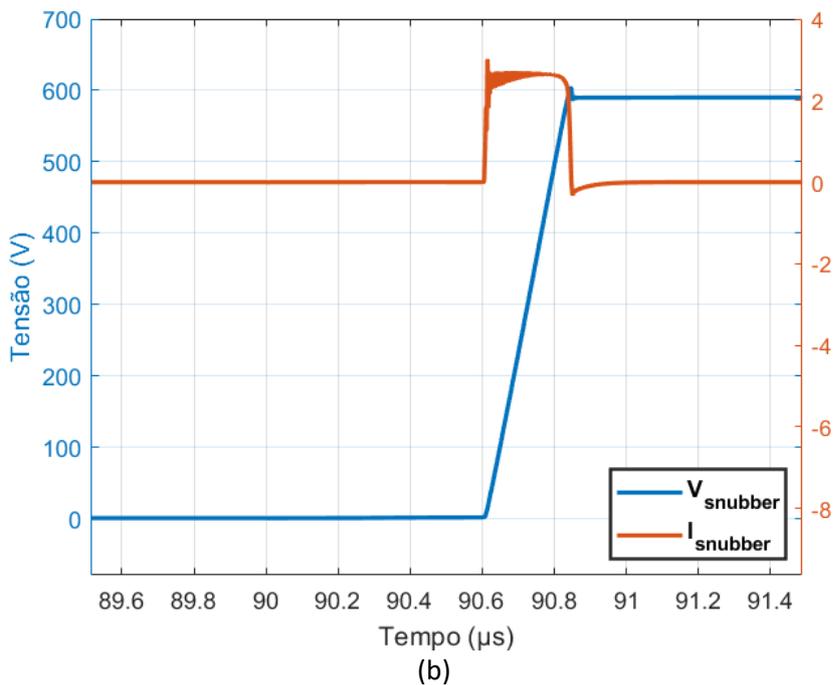
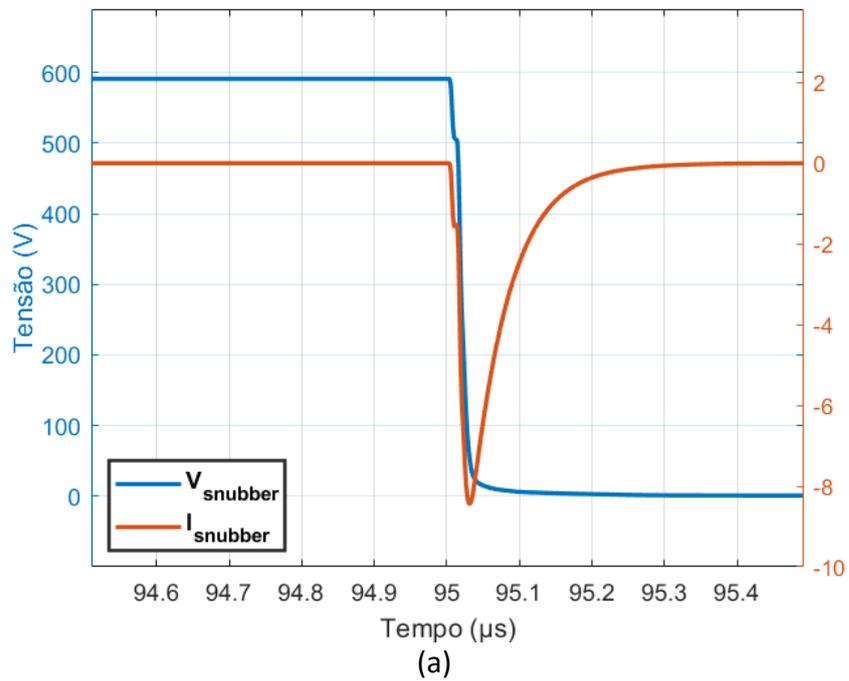
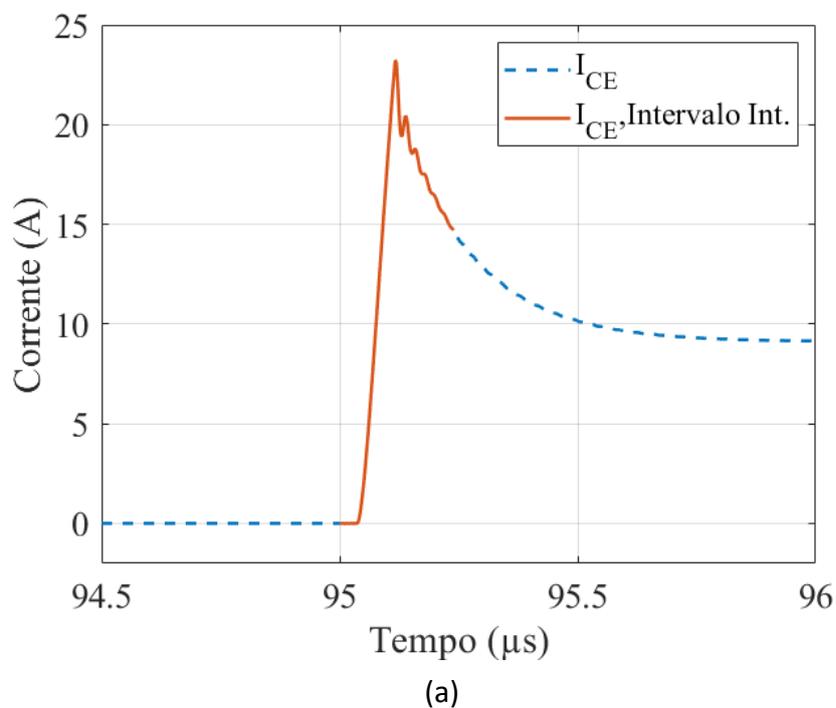


Figura 22 - Transitório do circuito snubber de (a) ligar. (b) desligar. Condição: 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Em relação ao circuito snubber, o transiente de entrada em condução, mostrado em Figura 22 (a), apresenta um pico de corrente que atingiu -8,3 amperes de pico. O transiente de desligamento, exibido em Figura 22 (b), atingiu o pico de corrente de 3,5 amperes.

4.2 - Condição de Corrente Média: 9 Amperes e 150°C

Os resultados obtidos através das simulações com o Si-IGBT para a segunda condição são mostrados abaixo na Figura 23. A curva contínua representa pontos na simulação que foram incluídos no cálculo das perdas de comutação. Observa-se na Figura 23 (a), devido à recuperação reversa do diodo, que a corrente de coletor atinge um valor de pico em torno de 24 amperes. A Figura 23 (b) exibe a tensão de coletor-emissor e destaca o intervalo usado para cálculo das perdas de comutação. A Figura 23 (c) mostra a dinâmica da tensão de porta-emissor, onde o platô de Miller é evidenciado.



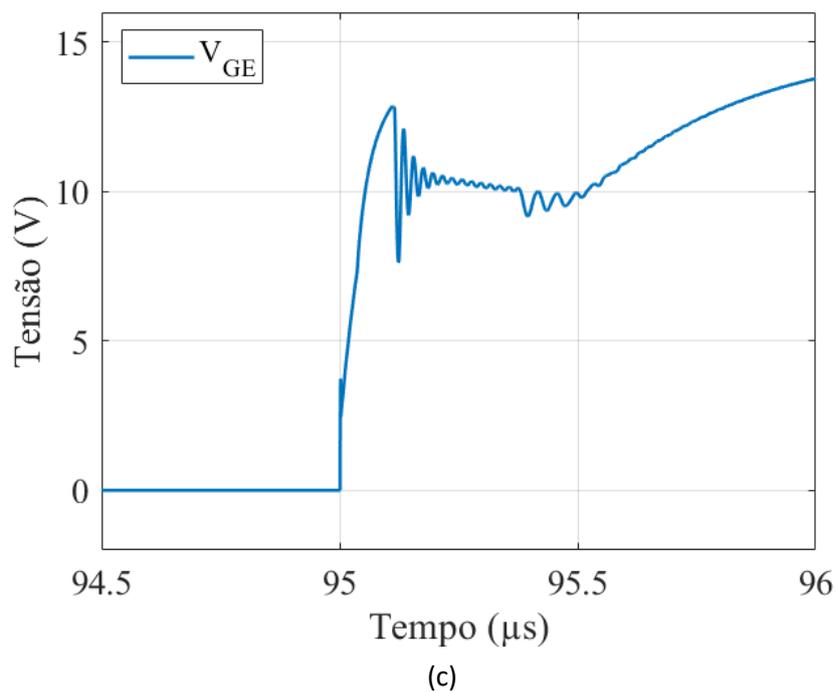
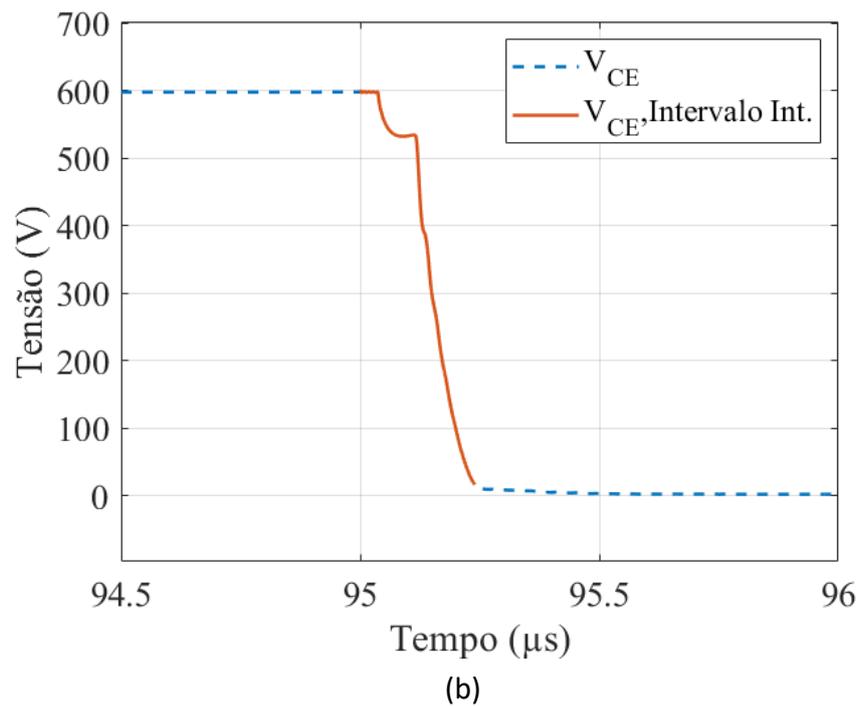
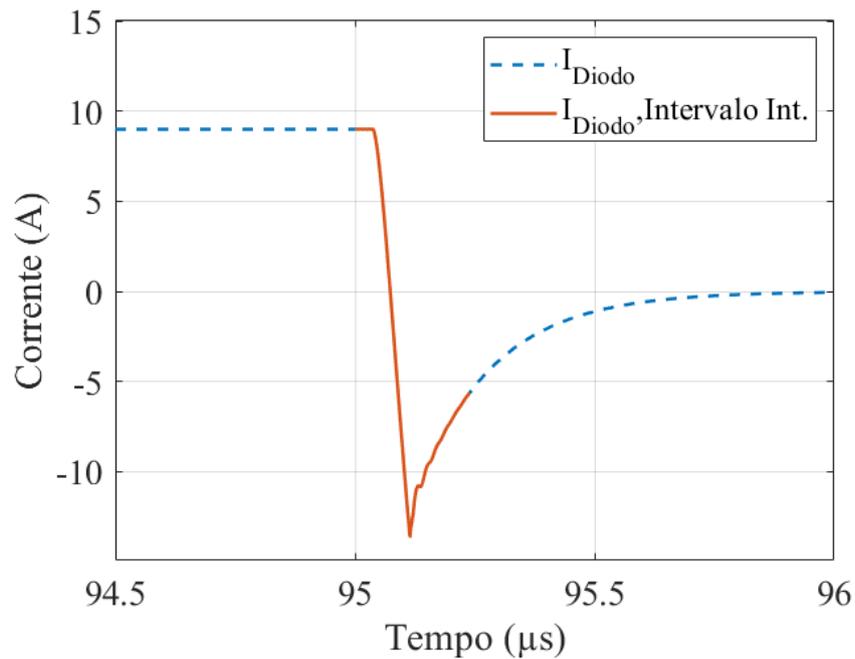
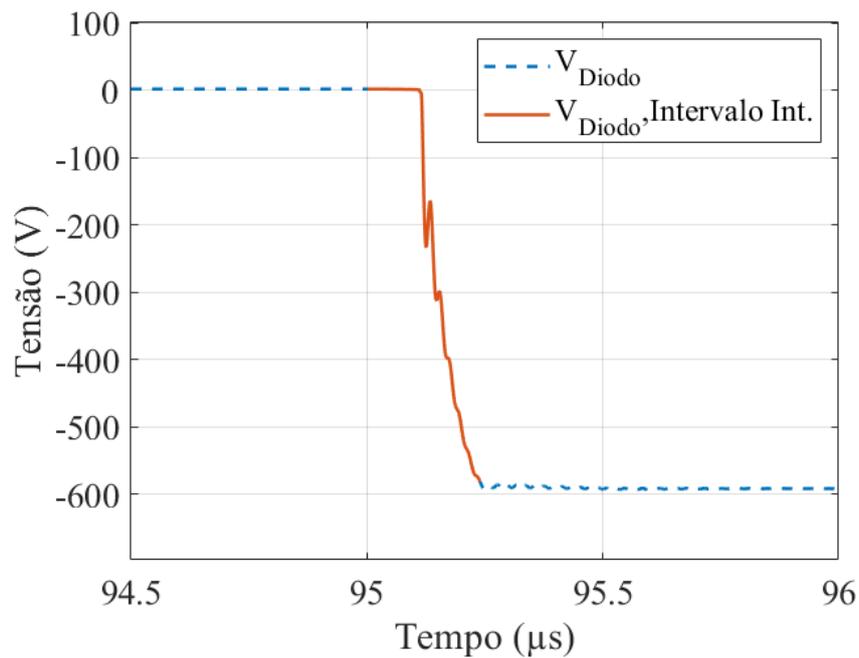


Figura 23 - Transiente de entrada em condução do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor. Condição: Corrente de 9 amperes, 150°C e 600V de tensão do barramento.

A resposta do diodo é apresentada na Figura 24 (a) e (b). Observa-se que o diodo possui um pico de corrente de recuperação reversa em torno de 14 A e uma tensão com curva suave apesar de apresentar dois picos pequenos.



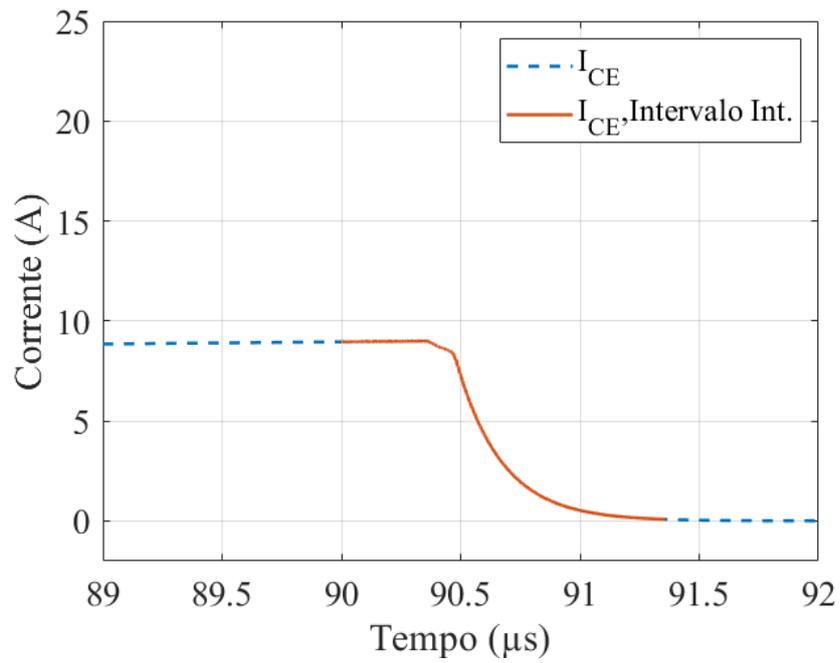
(a)



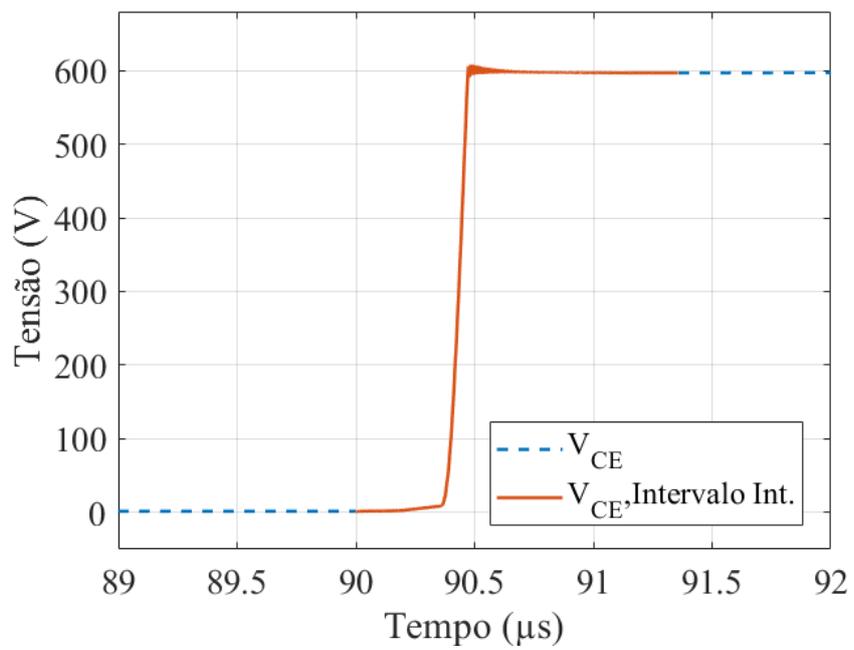
(b)

Figura 24 - Transiente de desligamento do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de bloqueio. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Os resultados de desligamento para o Si-IGBT são mostrados na Figura 25 e Figura 26. Salienta-se que o transitório de desligamento dura aproximadamente 1,4 μs , como se pode notar na Figura 25. Além disso, nenhum excesso considerável no valor de tensão é apontado na Figura 25 (b), uma vez que as indutâncias parasitas adotadas são relativamente pequenas. O comportamento da tensão de porta do interruptor é exibido em Figura 25 (c).



(a)



(b)

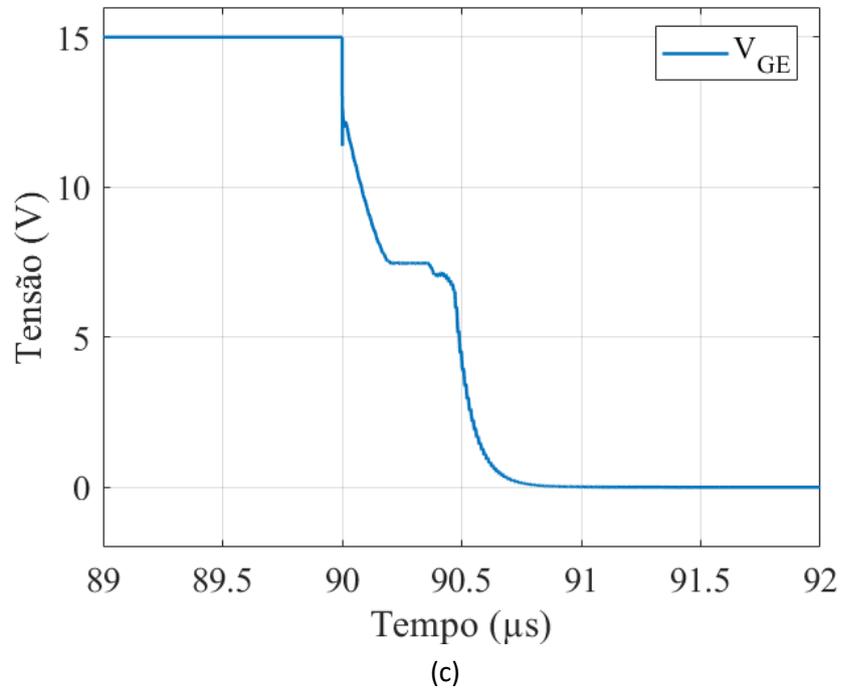
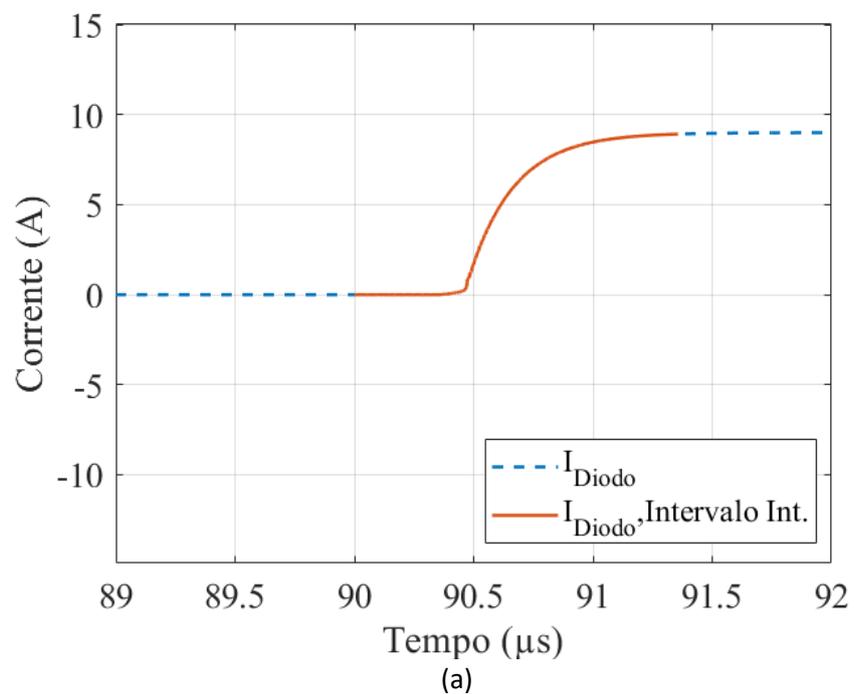


Figura 25 - Transiente de desligamento do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor Condição: Corrente de 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

A Figura 26 (a) mostra o diodo começando a conduzir corrente até atingir o pico de 9 A. A Figura 26 (b) exibe o diodo saindo da condição de bloqueio de tensão e também mostra que essa curva de tensão possui um comportamento suave.



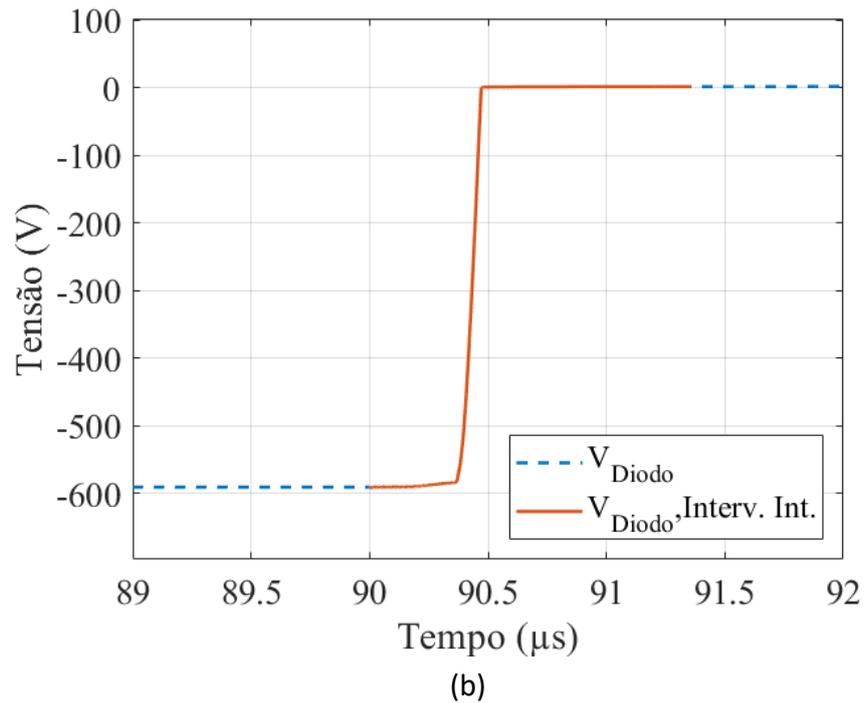
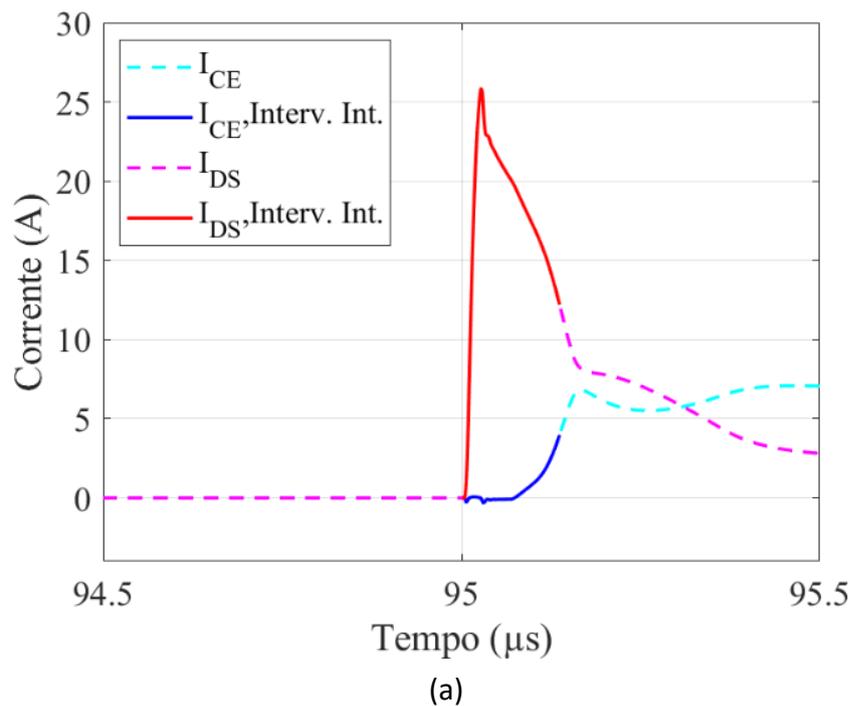


Figura 26 - Transiente de entrada em condução do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de Bloqueio. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Os resultados obtidos com as simulações do par híbrido são mostrados na Figura 27. As linhas contínuas representam pontos utilizados para o cálculo das perdas de comutação.



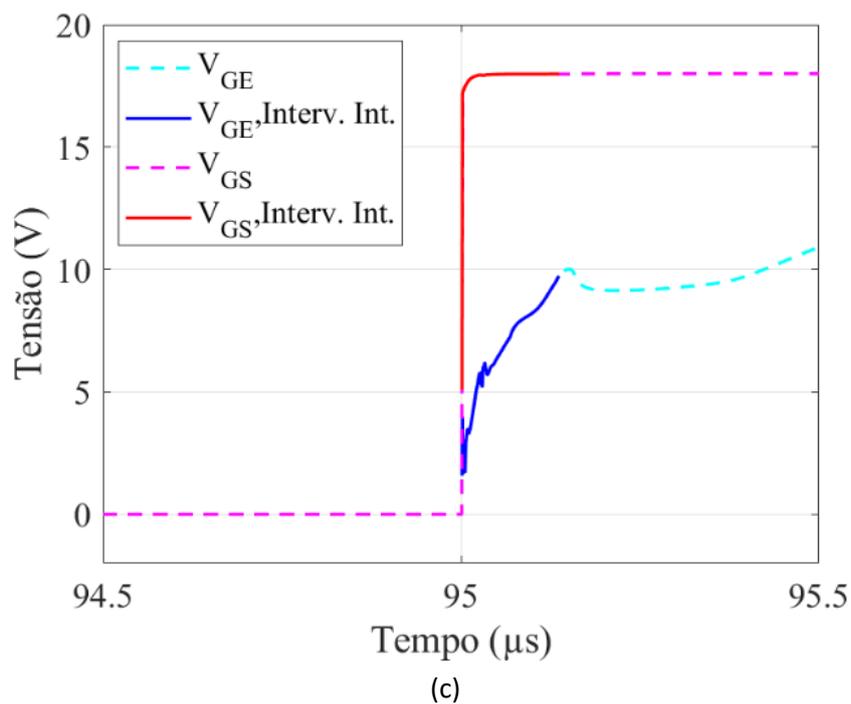
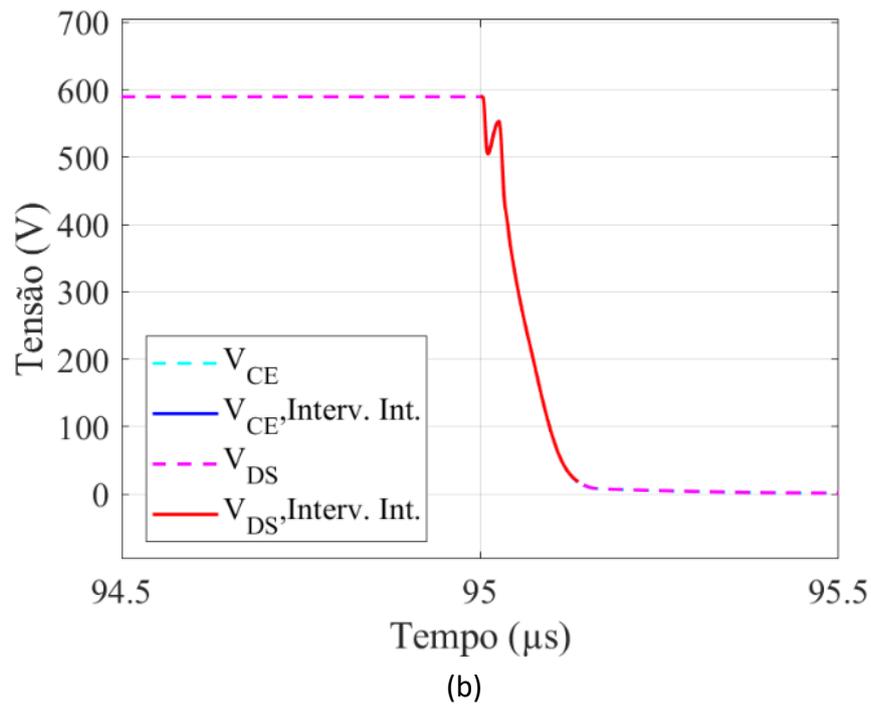
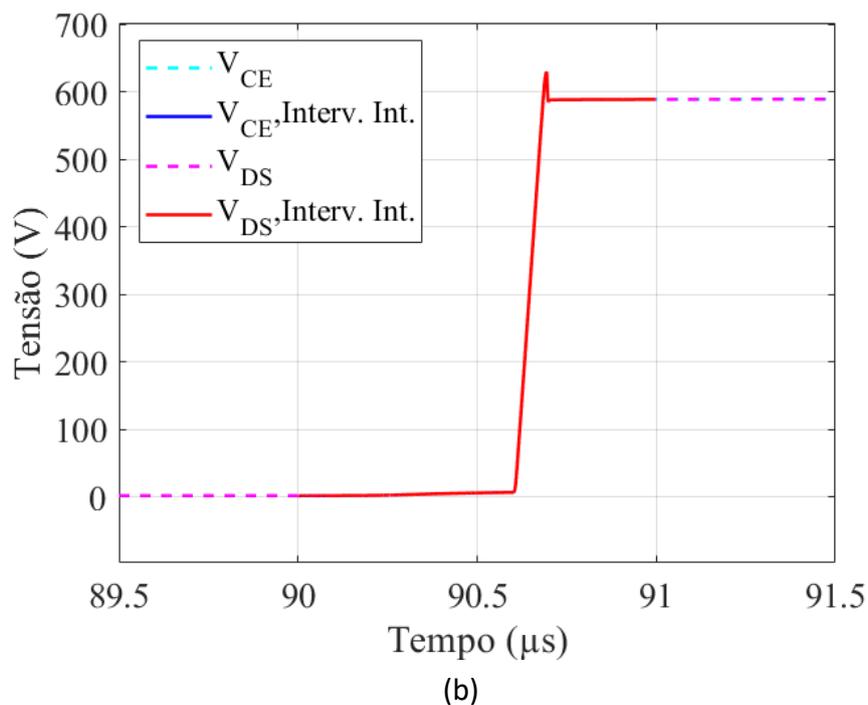
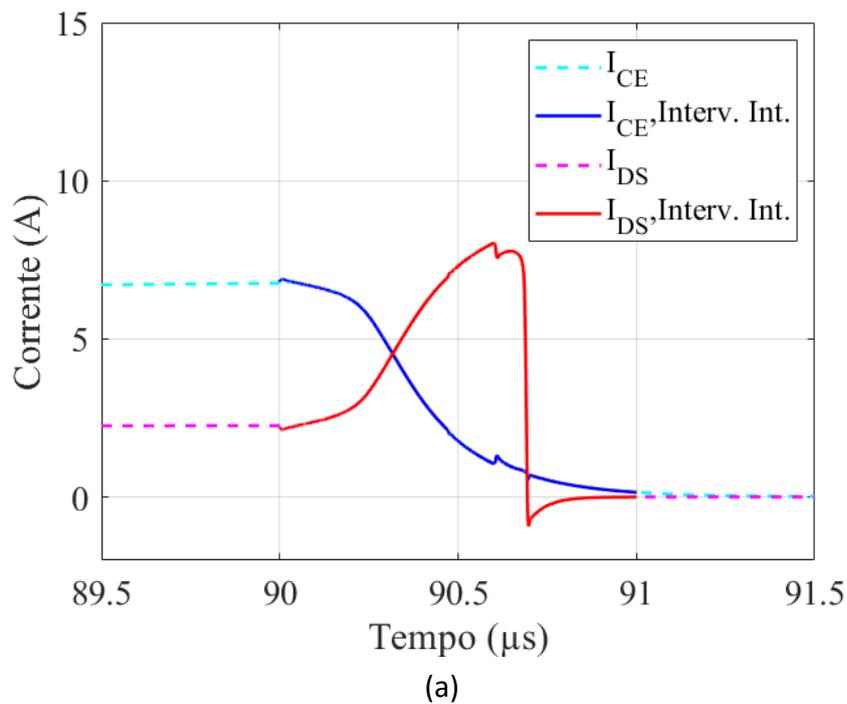


Figura 27 - Transiente de entrada em condução do par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Conforme observado na Figura 27 (a), o MOSFET de carbeto de silício assume toda a corrente inicial, mesmo que tenha sido ligado ao mesmo tempo que o Si-IGBT, atingindo um pico em torno de 27 amperes devido à recuperação reversa do diodo.

Os resultados obtidos com as simulações do par híbrido para o desligamento são mostrados abaixo na Figura 28. Um tempo de atraso de 0,6 microssegundos foi usado para o desligamento do SiC-MOSFET quando comparado ao Si-IGBT. Esse atraso foi aplicado ao

semicondutor de carbeto de silício a fim do mesmo assumir toda a corrente do IGBT, permitindo que o IGBT desligue com tensão próxima de zero, como mostrado na Figura 28 (a) e Figura 28 (b). A Figura 28 (c) mostra que a tensão de porta do IGBT ainda apresenta um pico durante o desligamento do MOSFET mesmo quando o snubber é empregado. No entanto, este pico não é expressivamente alto para aumentar a corrente do dispositivo, como visto na Figura 28 (a).



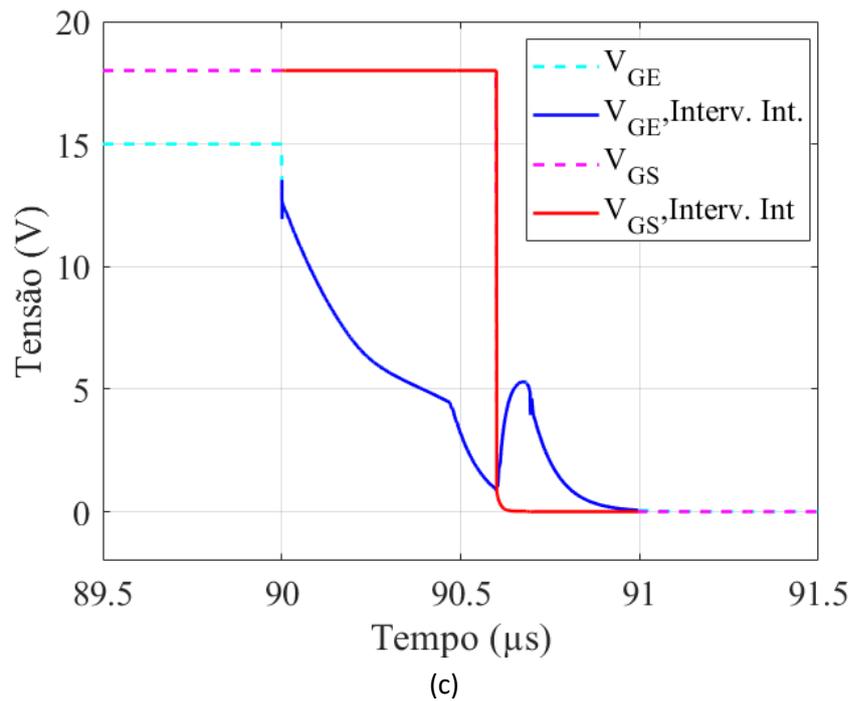
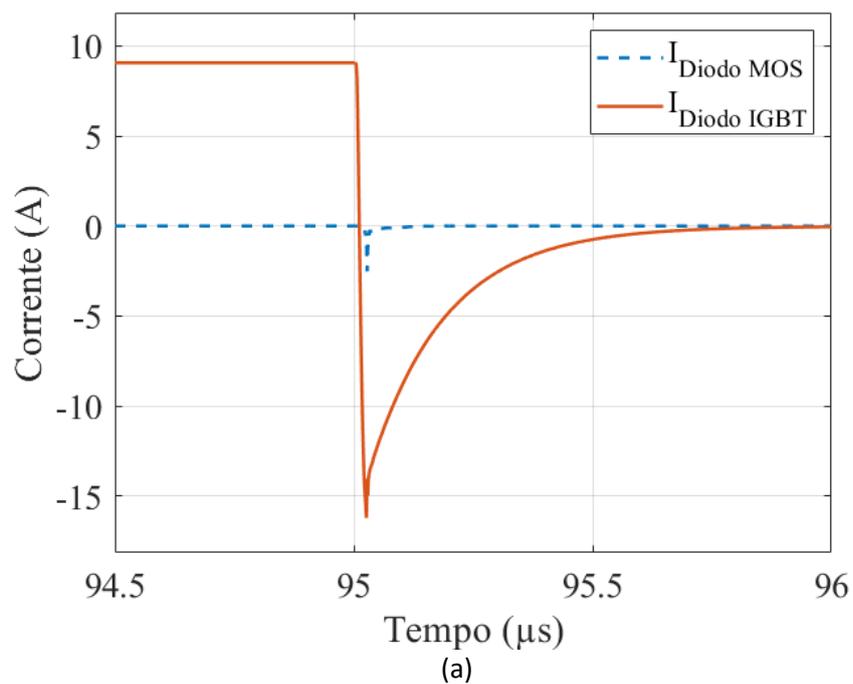


Figura 28 - Transiente de desligamento de par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões de porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 9 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

O transiente dos diodos do MOSFET e do IGBT referente ao par híbrido, são mostrados na Figura 29.



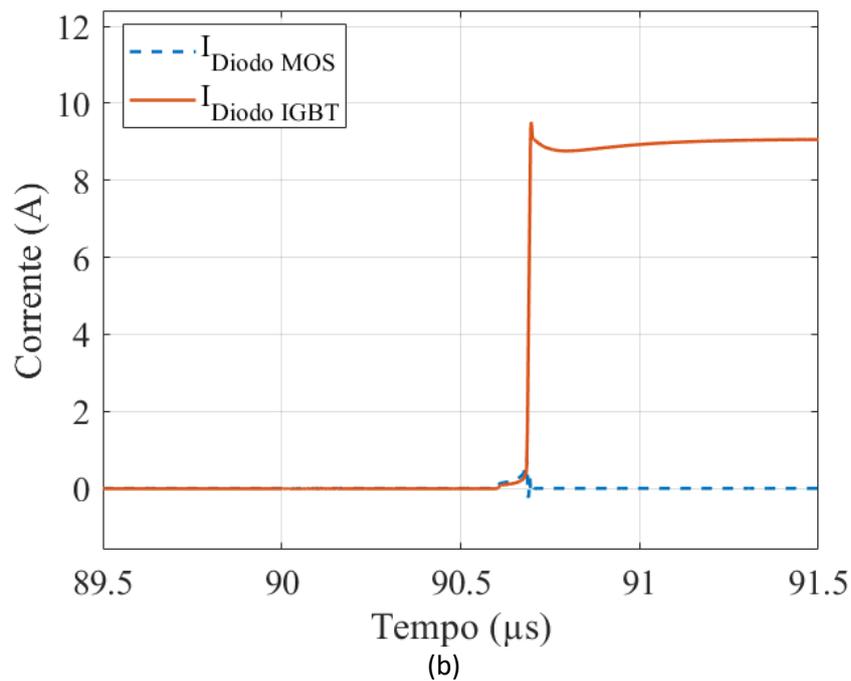
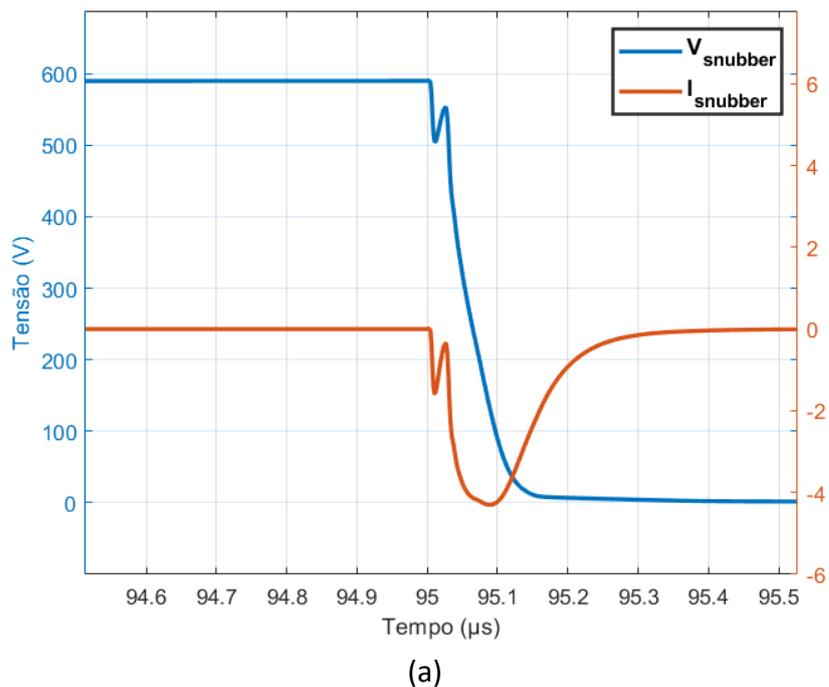


Figura 29 - Transiente dos diodos do IGBT e do MOSFET de (a) desligamento. (b) entrada em condução. Condição: 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Ao analisar a Figura 29, pode-se observar que o diodo do IGBT assume a maior parte da corrente, atingindo assim valores próximos -17 amperes ao desligar e a 9,5 amperes ao ligar.

O transiente que ocorre no circuito snubber durante o ligar e desligar do par híbrido para a corrente de 9 amperes, é mostrado na Figura 30.



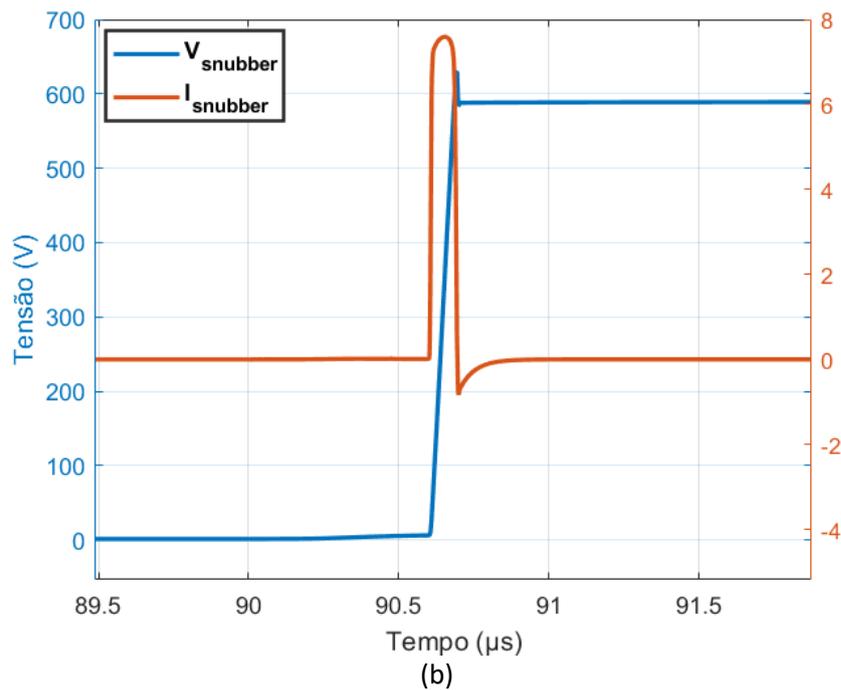
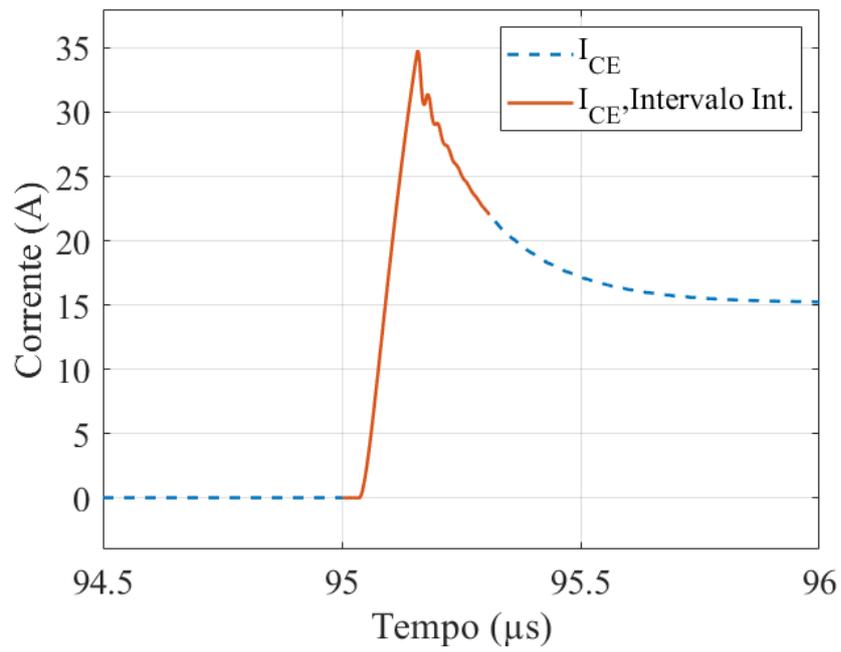


Figura 30 - Transiente do circuito snubber de (a) ligar. (b) desligar. Condição: 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

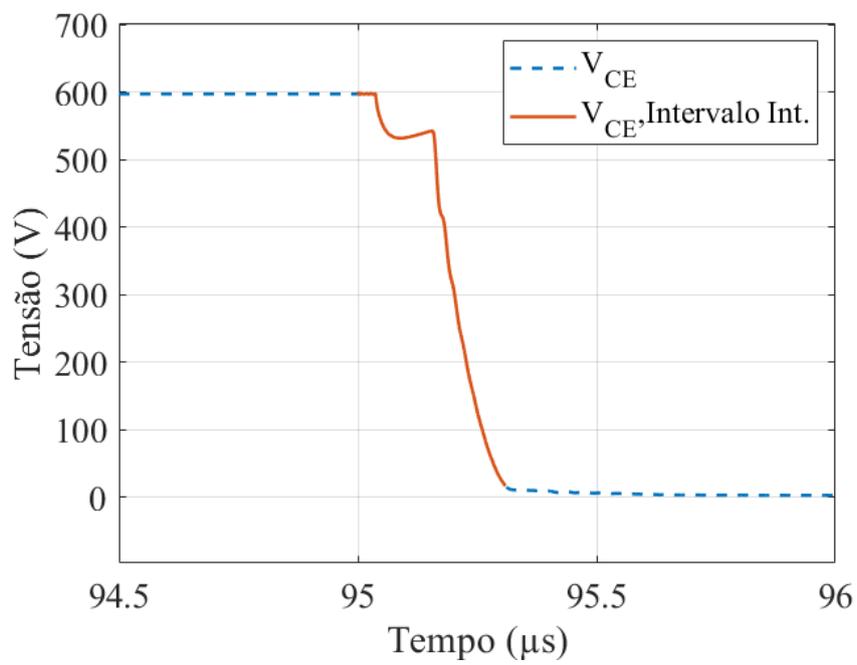
Em relação ao circuito snubber, o transiente de entrada em condução, mostrado em Figura 30 (a), apresenta um pico de corrente que atingiu -4,2 amperes e perdas menores quando comparado as perdas do transiente de desligamento, Figura 30 (b), que atingiu o pico de corrente de 7,5 amperes.

4.3 - Condição de Corrente Alta: 15 Amperes e 150°C

Os resultados atingidos com as simulações utilizando o Si-IGBT para a terceira condição são mostrados abaixo na Figura 31. A curva contínua representa pontos na simulação que foram incluídos no cálculo das perdas de comutação. Conforme mostrado na Figura 31 (a), devido à recuperação reversa do diodo, a corrente de coletor atinge um valor de pico em torno de 35 amperes. A Figura 31 (b) apresenta a tensão de coletor-emissor e salienta o intervalo usado para cálculo das perdas de comutação. A Figura 31 (c) mostra a dinâmica da tensão de porta-emissor, em que se pode notar o platô de Miller.



(a)



(b)

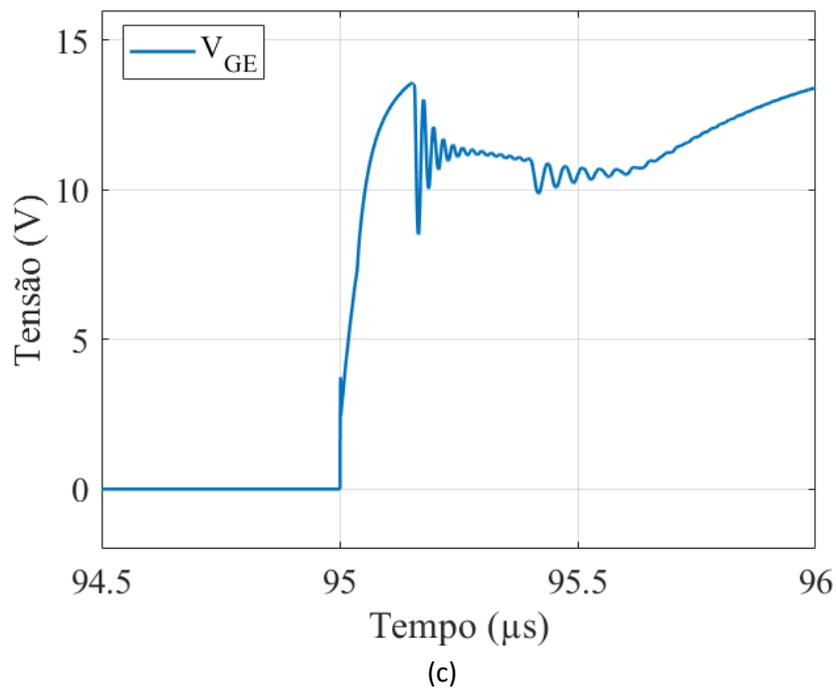
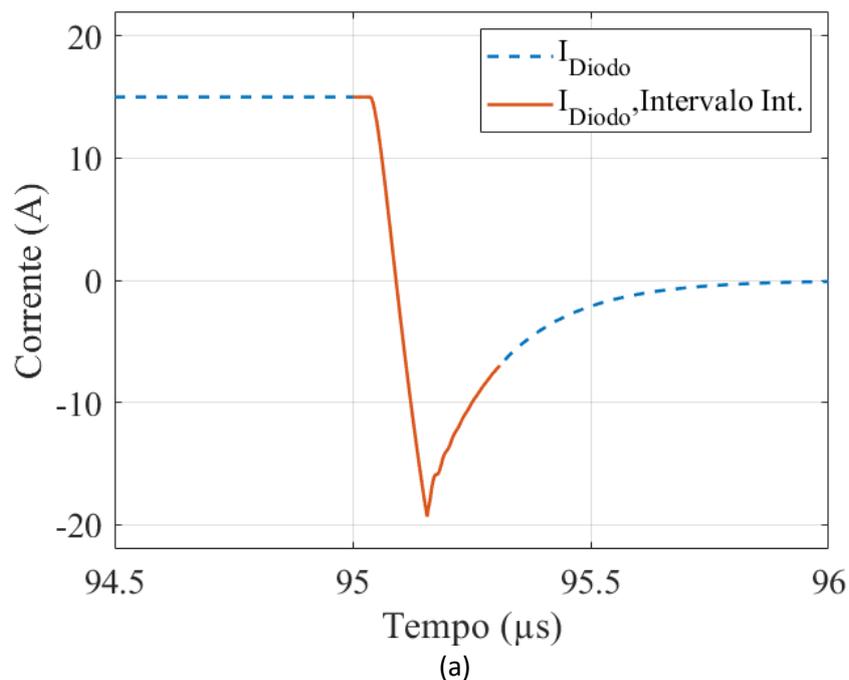


Figura 31 - Transiente de entrada em condução do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor. Condição: Corrente de 15 amperes, 150°C e 600V de tensão do barramento.

A resposta do diodo é apresentada na Figura 32 (a) e (b). Observa-se que o diodo possui um pico de recuperação reversa em torno de 20 A além de uma tensão suave.



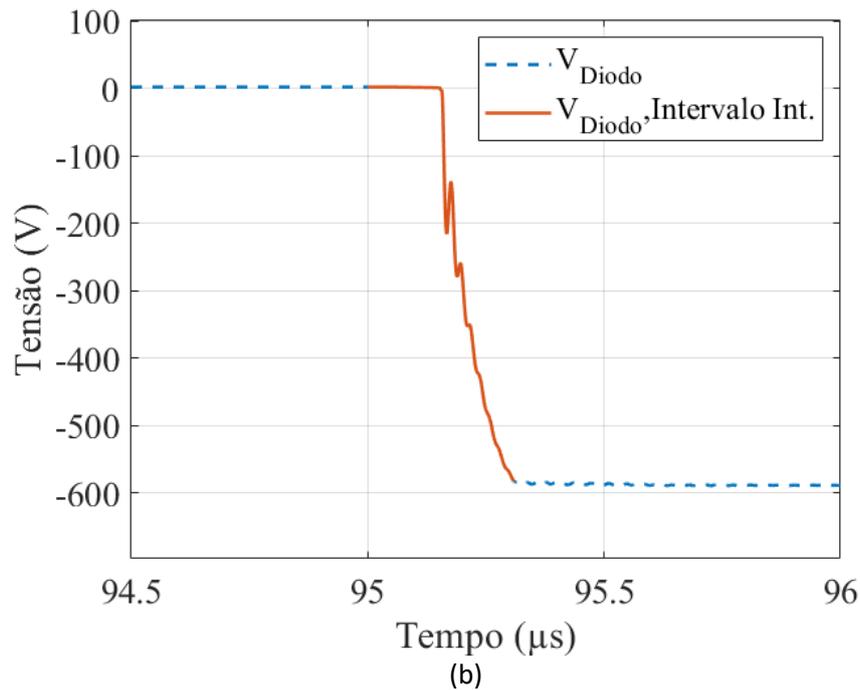
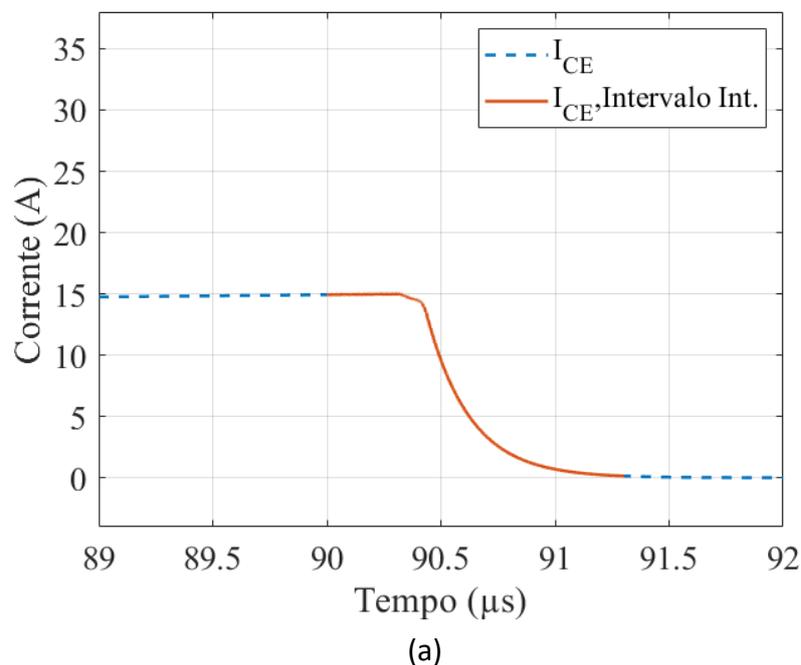


Figura 32 - Transiente de desligamento do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de bloqueio. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Os resultados de desligamento para o Si-IGBT são mostrados na Figura 33 e Figura 34. Nota-se que o transiente de desligamento do IGBT de silício apresentou um tempo de duração de 1,3 μ s. Além do mais, nenhum overshoot no valor de tensão é apresentado na Figura 33 (b), mostrando uma curva de característica suave. As indutâncias parasitas utilizadas são relativamente pequenas. O comportamento da tensão de porta do interruptor é exibido em Figura 33 (c).



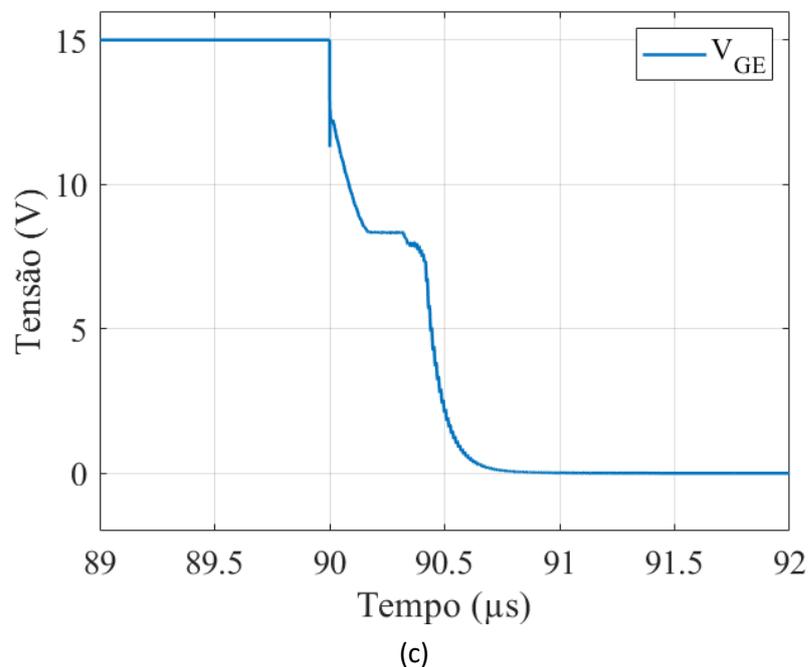
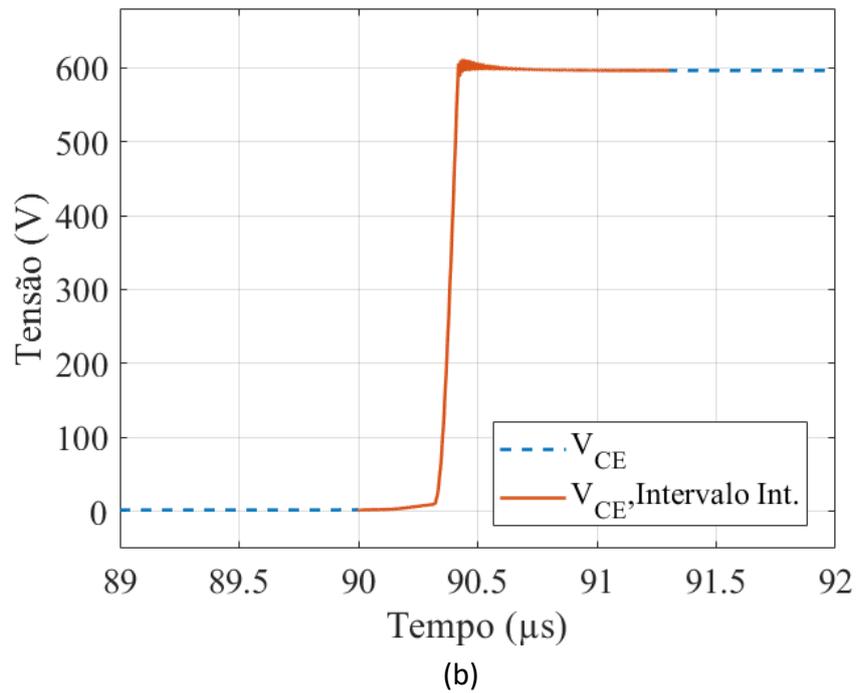
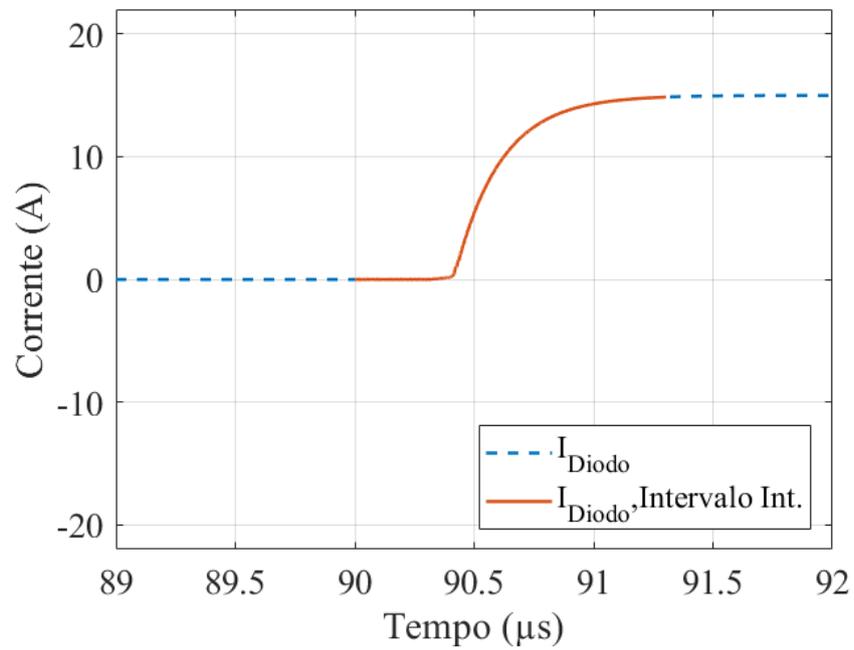
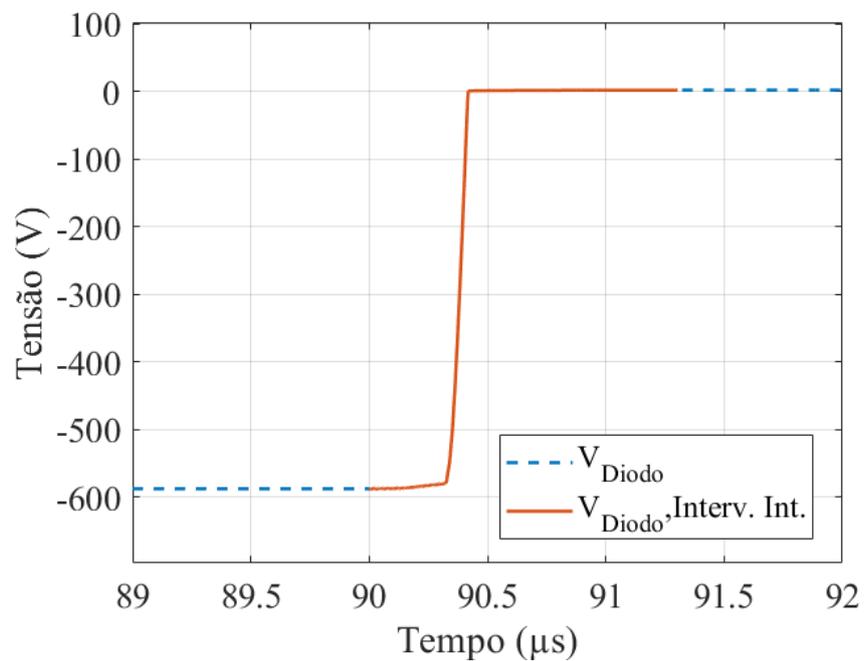


Figura 33 - Transiente de desligamento do Si-IGBT de (a) Corrente do coletor. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensão porta-emissor Condição: Corrente de 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

A Figura 34 salienta o comportamento da corrente do diodo, que começa em 0 A e atinge o valor de 15 A. E como evidenciada na Figura 34, a tensão de bloqueio não possui picos durante esse transitório.



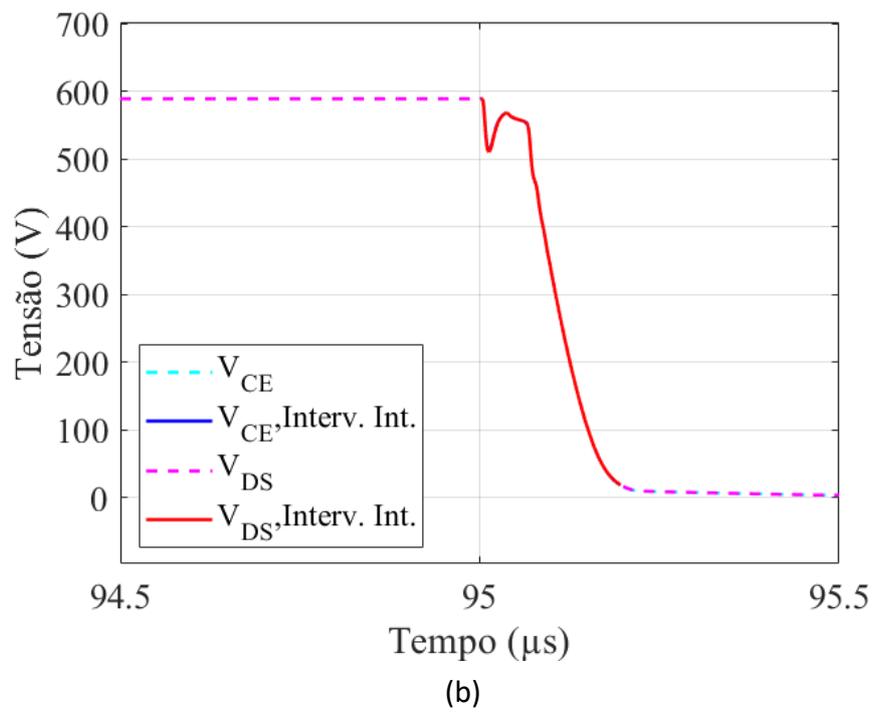
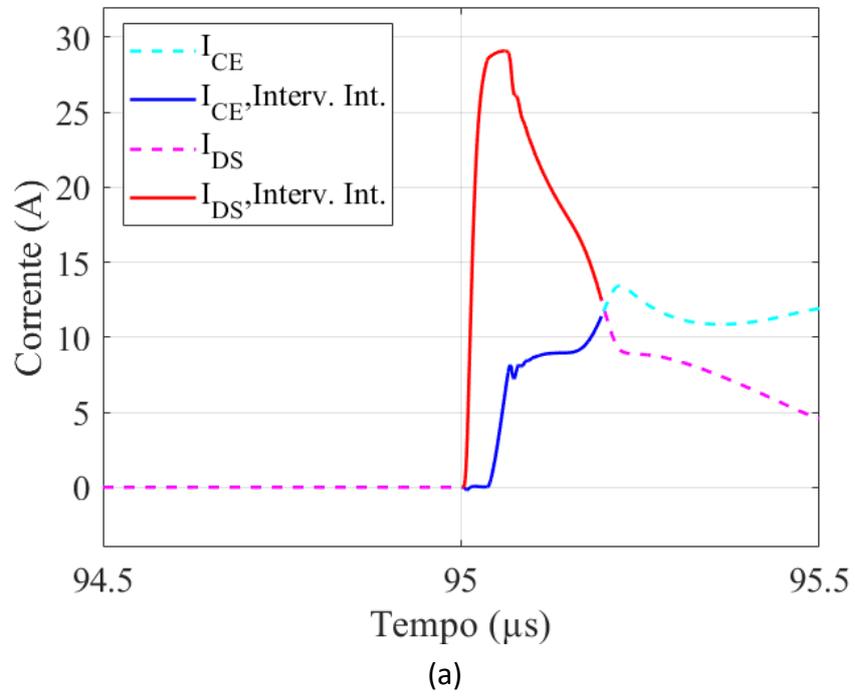
(a)



(b)

Figura 34 - Transiente de entrada em condução do diodo em antiparalelo do Si-IGBT de (a) Corrente. (b) Tensão de Bloqueio. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Os resultados obtidos com as simulações do par híbrido são mostrados na Figura 35. As linhas contínuas representam pontos utilizados para o cálculo das perdas de comutação.



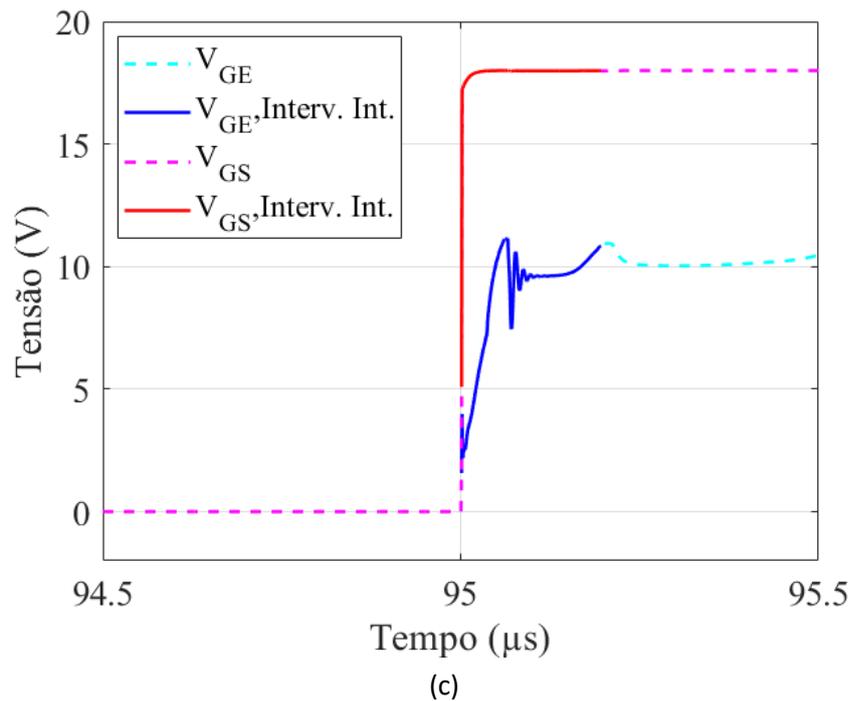
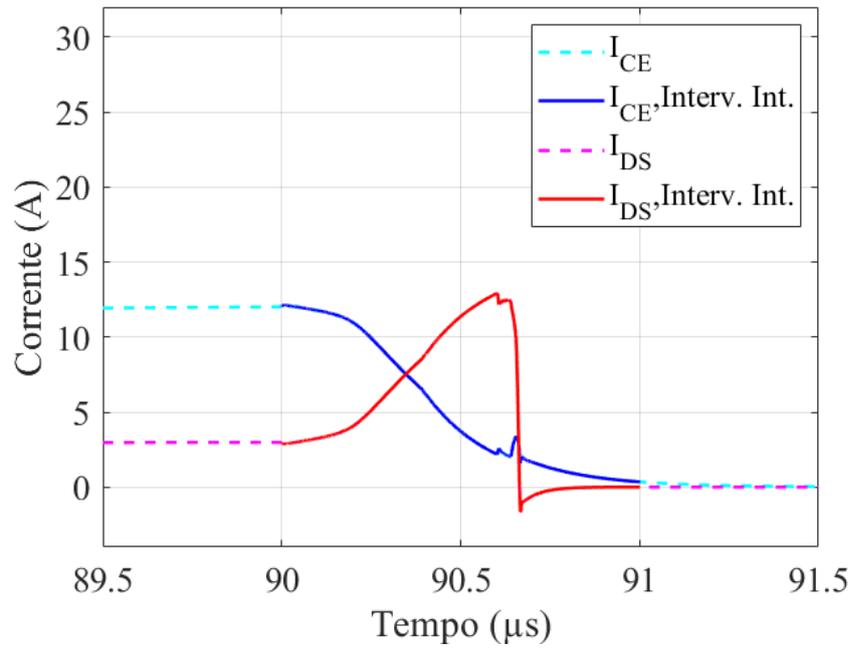


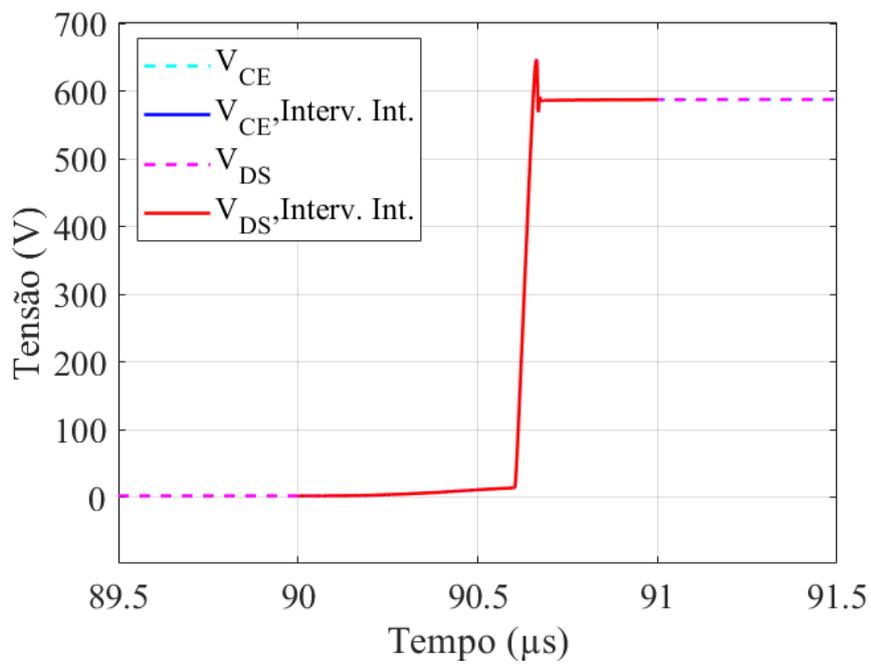
Figura 35 - Transiente de entrada em condução do par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Conforme observado na Figura 35 (a), o MOSFET de carbeto de silício assume toda a corrente inicial, mesmo que tenha sido ligado ao mesmo tempo que o Si-IGBT, atingindo um pico em torno de 29 amperes devido à recuperação reversa do diodo.

Os resultados obtidos com as simulações do par híbrido para o desligamento são mostrados abaixo na Figura 36. Um tempo de atraso de 0,6 microssegundos foi usado para o desligamento do SIC-MOSFET quando comparado ao Si-IGBT. Esse atraso foi aplicado ao semiconductor de carbeto de silício a fim do mesmo assumir toda a corrente do IGBT, permitindo que o IGBT desligue com tensão próxima de zero, como mostrado nas Figura 36 (a) e Figura 36 (b). A Figura 36 (c) mostra que a tensão de porta do IGBT ainda apresenta um pico durante o desligamento do MOSFET mesmo quando o snubber é utilizado. No entanto, este pico não é significativamente alto para aumentar a corrente do dispositivo, como visto na Figura 36 (a).



(a)



(b)

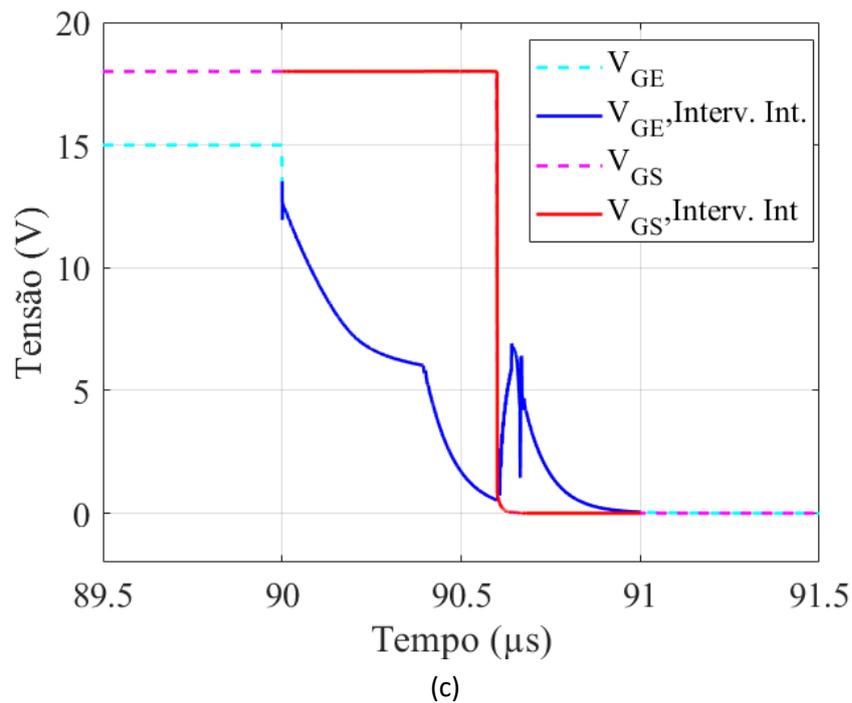
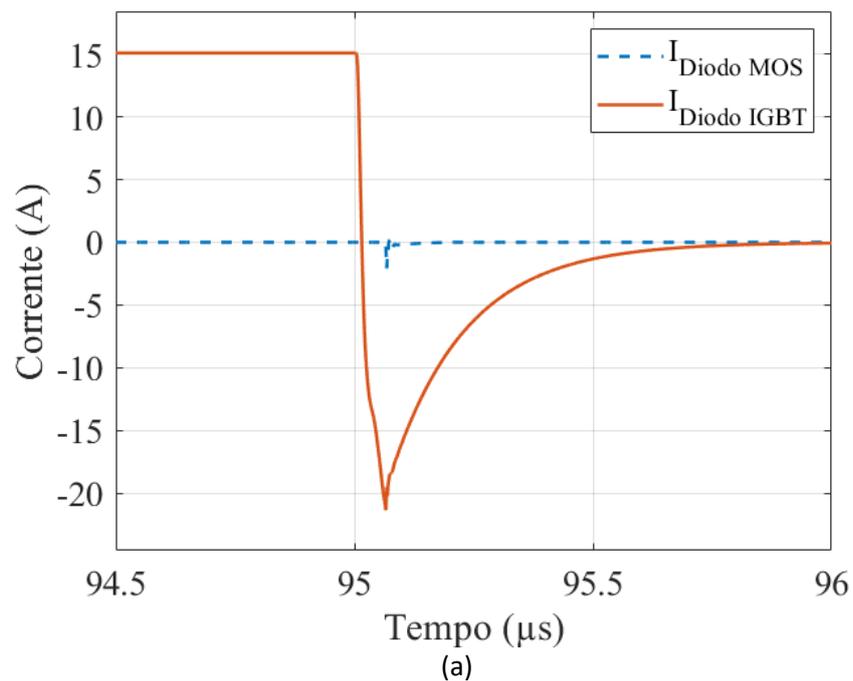


Figura 36 - Transiente de desligamento de par híbrido. (a) Correntes de coletor e de dreno. (b) Tensão coletor-emissor. (c) Tensões de porta-emissor e de porta-fonte. Condição: 15 amperes, 150 °C e 600V de tensão de barramento.

O transiente dos diodos do MOSFET e do IGBT referente ao par híbrido, são mostrados na Figura 37.



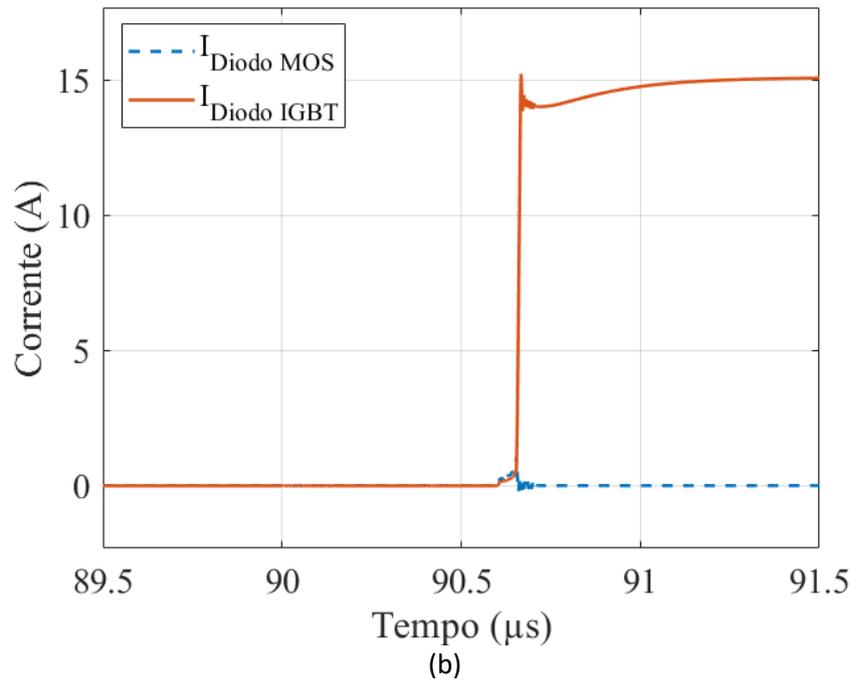
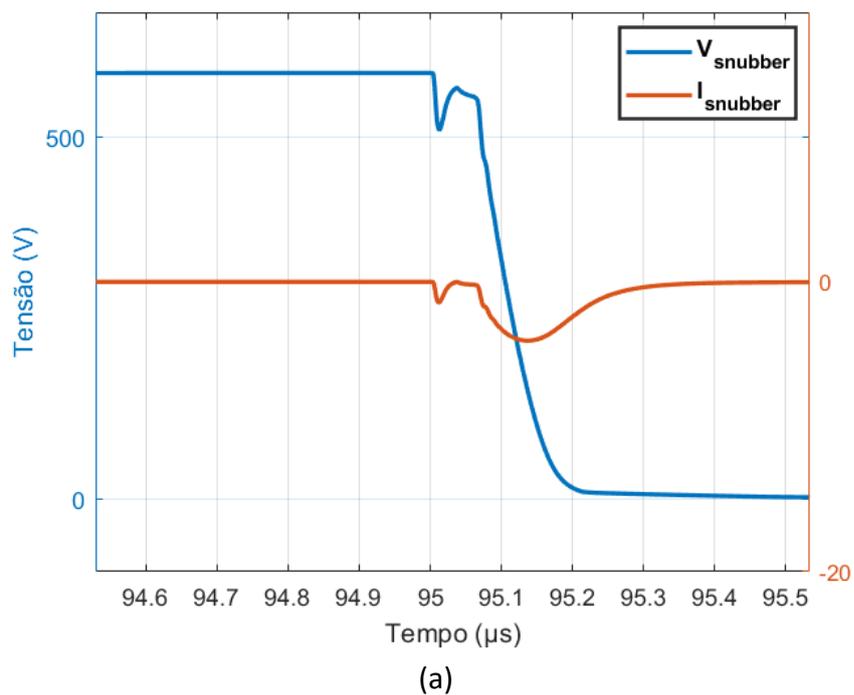


Figura 37 - Transiente dos diodos do IGBT e do MOSFET de (a) desligamento. (b) entrada em condução. Condição: 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Ao analisar a Figura 37, pode-se observar que o diodo do IGBT assume a maior parte da corrente, atingindo assim valores próximos a -22 amperes ao desligar e 16 amperes ao ligar.

O transiente que ocorre no circuito snubber durante o ligar e desligar do par híbrido para a corrente de 15 amperes, é mostrado na Figura 38.



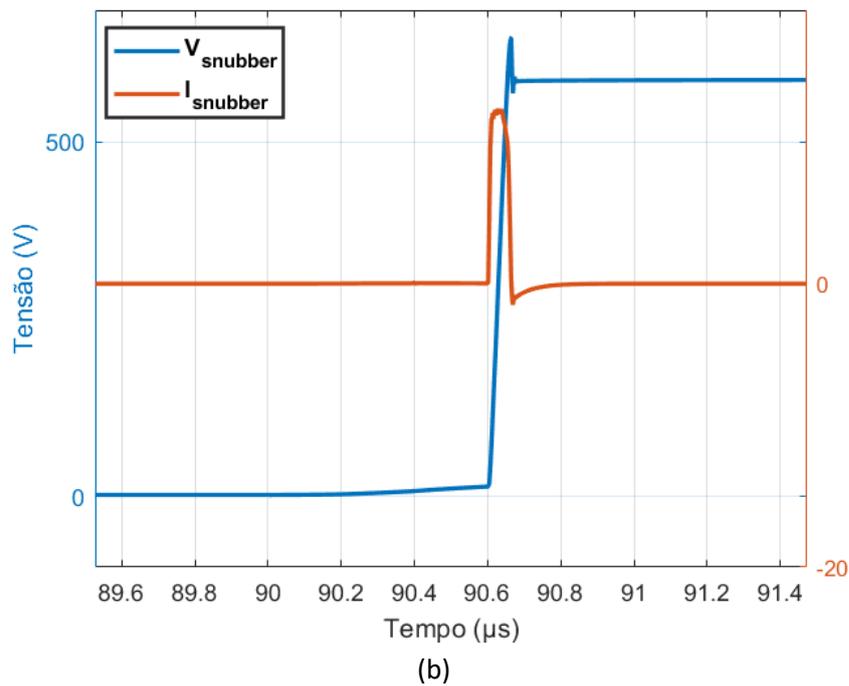


Figura 38 - Transiente do circuito snubber de (a) ligar. (b) desligar. Condição: 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Em relação ao circuito snubber, o transiente de entrada em condução, mostrados em Figura 38 (a), apresenta um pico de corrente que atingiu -4 amperes e perdas muito menores quando comparado as perdas do transiente de desligamento, Figura 38 (b), que atingiu o pico de corrente de 13 amperes.

4.4 - Resultados Quantitativos de Perdas

As Tabelas 3, 4 e 5 mostram os valores calculados das perdas de comutação e condução de ambos os módulos e seus respectivos diodos para as correntes de coletor de 3 A, 9 A e 15 A, todos operando com uma temperatura de junção 150 °C e 600V de tensão de barramento.

Tabela 3 - Perdas de condução e comutação encontradas para 3 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Module		E_{on} (mJ)	E_{off} (mJ)	P_{on} (W)
Si-IGBT	IGBT	0,227	0,349	4,08
	Diodo	-	0,127	2,94
Par Híbrido	IGBT	-	0,016	1,45
	MOSFET	0,075	0,188	1,11
	Snubber	-	0,181	-

	(IGBT+MOSFET+Snubber)	0,075	0,385	2,56
	Diodo IGBT	-	0,067	3,02
	Diodo MOSFET	-	0,004	-
	Diodo IGBT + Diodo MOSFET	-	0,071	3,02

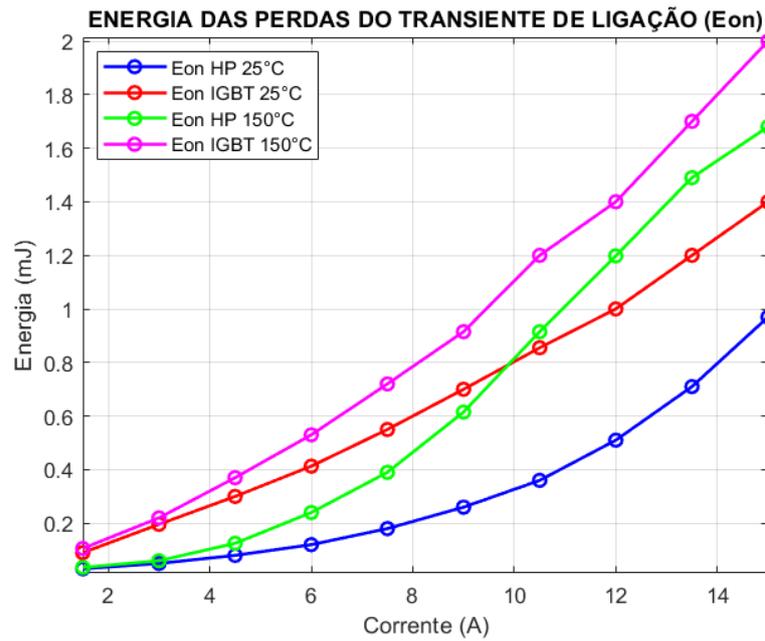
Tabela 4 - Perdas de condução e comutação encontradas para 9 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Module		E_{on} (mJ)	E_{off} (mJ)	P_{on} (W)
Si-IGBT	IGBT	0,932	1,2	14,92
	Diodo	-	0,388	12,47
Par Híbrido	IGBT	0,005	0,097	9,61
	MOSFET	0,615	0,216	3,21
	Snubber	-	0,199	-
	(IGBT+MOSFET+Snubber)	0,620	0,512	12,82
	Diodo IGBT	-	0,408	13,88
	Diodo MOSFET	-	0,004	0,002
	Diodo IGBT + Diodo MOSFET	-	0,412	13,882

Tabela 5 - Perdas de condução e comutação encontradas para 15 amperes, 150°C e 600V de tensão de barramento.

Module		E_{on} (mJ)	E_{off} (mJ)	P_{on} (W)
Si-IGBT	IGBT	2	2	32,8
	Diodo	-	0,630	26,16
Par Híbrido	IGBT	0,286	0,22	22,92
	MOSFET	1,4	0,248	5,73
	Snubber	-	0,209	-
	(IGBT+MOSFET+Snubber)	1,686	0,677	28,65
	Diodo IGBT	-	0,584	27,37
	Diodo MOSFET	-	0,004	0,012
	Diodo IGBT + Diodo MOSFET	-	0,588	27,382

A dependência da corrente e da temperatura em relação as perdas de comutação e condução para o Si-IGBT e o par híbrido são mostrados nas Figuras 39-42.



(a)

Figura 39 - Energia de entrada em condução calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.

A Figura 39 comprova que existe a redução das perdas de entrada em condução para certas faixas de operação de corrente analisadas. Para a temperatura fixa de 25 °C, temos para baixas correntes uma redução de 50% nas perdas durante a entrada em condução do módulo híbrido quando comparado ao interruptor puramente de silício. À medida que a corrente vai aumentando, o nível dessa redução continua próximo ao valor de 50% de redução. Já para a temperatura de 150 °C, a redução correspondente a baixa corrente ao utilizar o módulo híbrido permanente também próximo a 50%, porém a porcentagem dessa redução vai diminuindo a medida que a corrente que transita pelo dispositivo aumenta.

Por outro lado, a conclusão para o desligamento e as perdas de recuperação reversa não são simples.

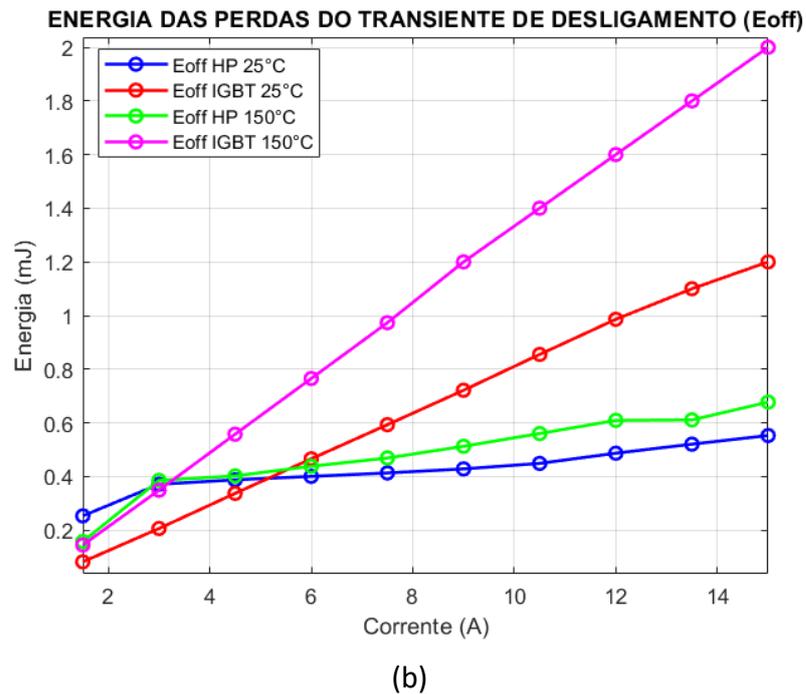
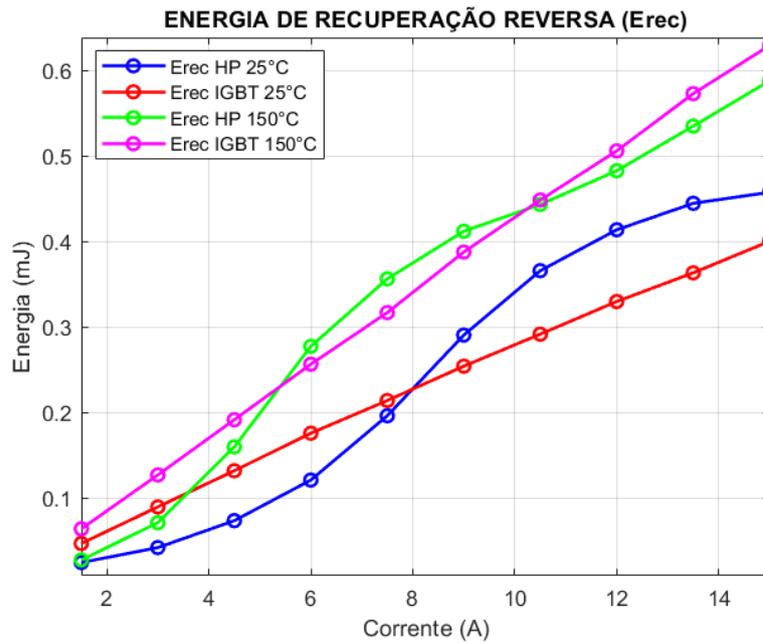


Figura 40 - Energia de desligamento calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.

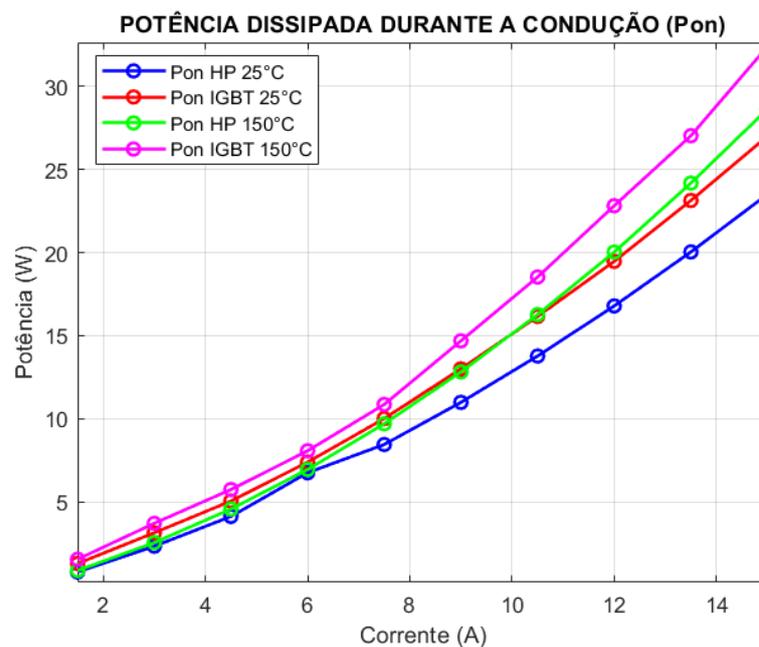
A Figura 40 mostra que, mantendo a temperatura fixa de 25 °C ou de 150 °C, existe uma redução expressiva nas perdas de desligamento para correntes média e alta considerando os parâmetros desse trabalho. Porém, para correntes com amplitudes baixas, como por exemplo os valores de 1,5 e 3 amperes, o interruptor de silício ainda é uma opção que apresenta baixas perdas durante o transiente de desligamento. Essa redução atingiu valores de até 50% nas perdas de desligamento ao aplicar o par híbrido na temperatura de 25 °C e, de até 60%, ao simular com o interruptor híbrido sobre a temperatura de 150 °C.



(c)

Figura 41 - Energia de recuperação reversa calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.

A Figura 41 mostra que, para a temperatura de 25 °C, as perdas de recuperação reversa para o módulo híbrido são menores para os valores de corrente entre 1,5 amperes e 7,5 amperes. Entretanto, para a temperatura fixa de 150 °C, a utilização do par híbrido só é vantajosa para baixas amplitudes de corrente (valores menores de 6 amperes) e para altas amplitudes de corrente (valores maiores que 10,5 amperes).



(d)

Figura 42 - Potência dissipada durante a condução (Estado Permanente) calculada a partir de todos os valores de corrente simulados. Condição: 600 V de tensão do barramento.

Em relação às perdas de condução, a Figura 42 mostra que o par híbrido apresenta perdas menores que o Si-IGBT para todos os valores de correntes e temperatura simulados, que englobam as condições de 1,5 A até 15 A e as temperaturas fixas de 25 °C e 150°C, respectivamente. Esses valores de perdas de condução foram calculados utilizando a multiplicação da corrente direta pela tensão direta do interruptor atuando em regime permanente.

5 Considerações Finais

Este trabalho apresentou um estudo comparativo de um semicondutor Si-IGBT e um módulo semicondutor híbrido baseado na conexão paralela de um Si-IGBT e um SiC-MOSFET de potência. As abordagens foram comparadas em termos das perdas de condução e comutação obtidas a partir de simulações de teste de pulso duplo no software LTSPICE.

O interruptor híbrido apresentou menores perdas de condução durante o transiente de entrada em condução para os valores de corrente entre 1,5 e 15 amperes nas duas condições de temperaturas fixas (25 °C e 150 °C), atingindo reduções de até 50% das perdas. Para o transiente de desligamento, o destaque referente à redução de perdas engloba os valores de média e alta corrente, diminuindo as perdas de desligamento em até 60 %, quando comparado ao Si-IGBT. Para a recuperação reversa, os resultados não seguiram um certo padrão, e assim suas perdas são menores utilizando o par híbrido para baixas correntes, operando em 25 °C, e para baixas e altas correntes, operando em 150 °C. Para a potência dissipada de condução, é vantajoso a aplicação do par híbrido para todas as condições simuladas, independente da temperatura escolhida.

Futuros desenvolvimentos nesse trabalho podem ser realizados com a finalidade de otimizar a recuperação reversa do diodo, substituindo o mesmo por uma tecnologia SiC-Schottky.

Portanto, conclui-se que essa tecnologia pode contribuir para melhorar a eficiência e a densidade de potência das tecnologias atuais dos inversores. Este potencial será avaliado em avanços futuros do mesmo trabalho.

Acrescenta-se também que a escolha por pares semicondutores híbridos para inversores fotovoltaicos atribui muitas vantagens, como potenciais reduções de perdas, volume de dissipadores e de elementos passivos que integram filtros. Todavia, existem também pontos negativos atrelados a essa tecnologia, como por exemplo o aumento de custo em relação aos módulos puros de silício e a necessidade de um roteamento mais criterioso de módulos e placas de circuito impresso.

Entre as próximas etapas dessa monografia, evidencia-se a ideia de construir pequenos protótipos com componentes discretos para investigar as formas de onda do coletor, porta e dreno. Sucessivamente a construção de um protótipo de teste, novos experimentos poderão ser realizados com intuito de otimizar a tecnologia híbrida. Os próximos passos para tal esforço são listados a seguir:

- Construir um protótipo de teste de pulso duplo em uma placa de circuito impresso;
- Medir as formas de onda de corrente dos interruptores;
- Otimizar o circuito Snubber empregado nas simulações;
- Explorar limites de frequência de comutação de pares híbridos em aplicações que

visam redução de volume de conversores e elementos passivos;

- Construir uma metodologia de comutação dos transistores com base em corrente da carga.

Bibliografia

- A. Deshpande, F. L. (2015). Design of a silicon-WBG hybrid switch. WiPDA 2015 - 3rd IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications, 296–299.
- A. Deshpande, F. L. (2018). Practical Design Considerations for a Si IGBT + SiC-MOSFET Hybrid Switch: Parasitic Interconnect Influences, Cost, and Current Ratio Optimization. IEEE Transactions on Power Electronics, 724-737.
- A. Q. Huang, X. S. (2015). 6.5 kV Si/SiC hybrid power module: An ideal next step ? IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging, 64-67.
- Baliga, B. (1979). Enhancement- and depletion-mode vertical-channel m.o.s. gated thyristors. Electronics Letters, 645-647.
- Brezeanu, G. (2005). Silicon carbide (sic): a short history. an analytical approach for sic power device design. . AS 2005 Proceedings. 2005 International Semiconductor Conference, 2005., v. 2, p. 345.
- Fábio de A. P. Aplicação de Módulos Semicondutores Híbridos em Acionamentos Elétricos. 2021.
- G. Deboy, N. M. (1998). A new generation of high voltage mosfets breaks the limit line of silicon. International Electron Devices, 683-685.
- Infineon. (s.d.). Introduction to Infineon’s simulation models for IGBTs and silicon diodes in discrete packages, 4-20.
- Infineon. (s.d.). Infineon Designer (SPICE) Simulation Tool. www.infineon.com/cms/en/design-support/tools/simulation-modeling/infineon-designer-spice-simulation-tool/.
- Infineon. (s.d.). www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW15T120>DataSheet.
- Iwamuro, N., & Laska, T. (2017). Igbt history, state-of-the-art, and future prospects. Transactions on Electron Devices, v 64, v. 64, n. 3, p. 741.

- J.M.S. Callegari, M. S. (,2019). Lifetime evaluation of three-phase multifunctional PV inverters with reactive power compensation. ScienceDirect, 100 101.
- M. Rahimo, F. C. (2015). Characterization of a Silicon IGBT and Silicon Carbide MOSFET Cross switch hybrid. IEEE.Transactions on Power Electronics, 30, 4638–4642.
- Nakagawa, A., Ohashi, H., Kurata, M., Yamaguchi, H., & Watanabe, K. (1984). Non-latch-up 1200v 75a bipolar-mode mosfet with large aso. International Electron Devices Meeting.
- Puqi Ning, M. I. (2017). A Hybrid Si IGBT and SiC-MOSFET Module Development. 1-7.
- Soham Deshpande, D. N. (2017). A Review of Topologies of Inverter for Grid Connected PV Systems. International Conference on Innovations in Power and Advanced Computing Technologies [i-PACT2017].
- Song, X., Zhang, L., & Huang, A. Q. (2020). Three-Terminal Si/SiC Hybrid Switch. . IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE, v. 35, n. 9, p. 8867{8871, 35,46,47.
- Usui, R. e. (2018). High Speed Hybrid Modules Combining High Speed IGBTs with SiC-SBDs. FUJI ELECTRIC REVIEW, 176-180.
- X. Song, L. Z. (2020). Three-Terminal Si/SiC Hybrid. IEEE Transactions on Power Electronics, 8867-8871.
- Yamaguchi, M. (1968). Patente Japonesa S47-21739. 30.
- Zhao, J. H. (2015). An optimal switching pattern for 'SiC+Si' hybrid device based Voltage Source Converters. Conference Proceedings - IEEE AppliedPower Electronics Conference and Exposition - APEC, 1276–1281.
- Zhao, T., & He, J. (2015). An optimal switching pattern for 'SiC+Si' hybrid device based Voltage Source Converters. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, IEEE, , p. 1276-1281.