

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
ENGENHARIA ELÉTRICA**

ALISSON MENGATTO

**ANÁLISE DE PERDAS EM DIFERENTES TIPOS DE
DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E
APLICAÇÃO EM CONVERSOR ESTÁTICO**

**JOINVILLE – SC
2015**

ALISSON MENGATTO

**ANÁLISE DE PERDAS EM DIFERENTES TIPOS DE
DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E
APLICAÇÃO EM CONVERSOR ESTÁTICO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd

**JOINVILLE – SC
2015**

ALISSON MENGATTO

**ANÁLISE DE PERDAS EM DIFERENTES TIPOS DE
DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E
APLICAÇÃO EM CONVERSOR ESTÁTICO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Orientador: _____
Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

Membro: _____
Prof. Dr. Hugo Rolando Estofanero Larico
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Membro: _____
Prof. Dr. Yales Rômulo De Novaes
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Joinville, SC, 09/12/2015

AGRADECIMENTOS

À Deus, por iluminar os caminhos que foram percorridos para, e durante, a realização deste trabalho.

À minha amada companheira, Ana Carolina Dams, que deu todo o suporte pessoal, conviveu na maioria dos momentos de dificuldades, e soube compreender os momentos de ausência.

Aos meus pais e familiares, pelos conselhos e amor dados durante todo o período da graduação, e que contribuíram muito para o meu desenvolvimento pessoal.

Um agradecimento especial ao meu orientador Prof. Dr. Joselito A. Heerdts que deu a oportunidade de realizar o trabalho, o suporte para o desenvolvimento do trabalho, e soube orientar muito bem compartilhando seu conhecimento adquirido ao longo dos anos, e contribuindo para o meu desenvolvimento profissional.

Aos membros e professores do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica por todo o conhecimento compartilhado, e também, pelo companheirismo. Em especial aos mestrandos Felipe Zimann e Felipe Stein, aos doutorandos Gustavo Lambert, Rubens Hock Jr. e Marcos Bressan, e aos colegas de graduação Guilherme Paul, Murilo Rosa, Sergio Nava Jr. e Wendel Rossi.

Aos fabricantes de dispositivos semicondutores pelas amostras fornecidas pelas empresas Rohm, Fuji e Transphorm.

E à FITEJ, FAPESC e principalmente à UDESC por toda a infraestrutura concedida no laboratório

RESUMO

O estudo de perdas pelo método analítico em dispositivos semicondutores aplicados à um conversor estático pode apresentar erros, e consequentemente, subdimensionamento ou sobredimensionamento dos componentes se os dados fornecidos pelo fabricante forem em pontos de operação muito diferentes dos utilizados. Uma plataforma para ensaios de perdas em dispositivos semicondutores com encapsulamento TO-247 é implementada possuindo controle de temperatura em malha fechada na cápsula do dispositivo. A mesma é capaz de fornecer liberdade ao usuário para escolher o ponto de operação de interesse com relação à temperatura, tensão de bloqueio e corrente. Além disso análises comparativas são efetuadas em relação ao catálogo do fabricante de vários dispositivos semicondutores, inclusive os fabricados a partir de materiais emergentes como o nitreto de gálio e carboneto de silício, comparando com os resultados obtidos experimentalmente e aplicando a um conversor de topologia NPC Tipo-T.

Palavras Chave: Análise de Perdas, Carboneto de Silício, Dispositivos Semicondutores de Potência, Nitreto de Gálio, NPC Tipo-T, Teste de Duplo Pulso.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Movimento de lacunas e elétrons em um semicondutor puro: (a) ionização térmica, (b) movimento relativo da lacuna após nova ionização.	9
Figura 2 - Semicondutores dopados: (a) tipo- <i>p</i> , (b) tipo- <i>n</i>	10
Figura 3 - GaN HEMT na configuração <i>cascode</i> normalmente desligado.	16
Figura 4 - Estrutura básica e modelo equivalente do diodo P-i-N.	18
Figura 5 - Estrutura de um MOSFET.	20
Figura 6 – Modelo equivalente de um MOSFET.	21
Figura 7 - Estrutura de um IGBT.	23
Figura 8 – Modelo equivalente de um RB-IGBT.	23
Figura 9 – Classificação dos Dispositivos Semicondutores de Potência	25
Figura 10 – Formas de onda de tensão e corrente durante o período de condução e bloqueio em um dispositivo semicondutor.	28
Figura 11 – Comutação entre interruptor controlado e diodo de roda livre aplicados à um circuito: a) Configuração; b) Etapa durante a entrada em condução do interruptor controlado e; c) Etapa de operação durante o bloqueio do interruptor controlado.	29
Figura 12 – Formas de onda e regiões de perdas no transistor referentes à: (a) bloqueio e; (b) entrada em condução.	30
Figura 13 - Comportamento da corrente e tensão sobre o diodo no instante de comutação.	31
Figura 14 – Variação do valor das capacitâncias de um MOSFET sob diferentes valores de tensão V_{DS} : a) para V_{DS} de 0 a 200V e; b) Para V_{DS} de 0 a 800V.	33
Figura 15 – Aproximação dos pontos obtidos por polinômio de segundo grau através da folha de dados do fabricante para tensão de condução de dispositivo semicondutor de potência, e pontos extraídos da curva fornecida.	38
Figura 16 – Topologia NPC Tipo-T.	40
Figura 17 - Corrente e tensão do conversor no lado CA defasadas para carga indutiva e quadrantes de operação.	41
Figura 18 - Quadrante de operação 1.	42
Figura 19 - Quadrante de operação 2.	42
Figura 20 - Quadrante de Operação 3.	43
Figura 21 - Quadrante de Operação 4.	44
Figura 22 – Modulação POD em um sinal senoidal.	45
Figura 23 – Curva de Energia Infineon IGW40N120H3.	52

Figura 24 – Parametrizações para: a) resistor de <i>gate</i> ; b) temperatura de junção; e c) tensão V_{CE} .	53
Figura 25 – Curva de energia por corrente SiC SCH2080KE.....	55
Figura 26 – Parametrizações fornecidas pelo fabricante do MOSFET 1.	55
Figura 27 – Curva de energia de comutação: (a) em função da corrente (esquerda) e; (b) em função da temperatura de junção.	56
Figura 28 – Resultados analíticos das perdas em interruptores no MathCad.....	59
Figura 29 – Perdas teóricas totais em função da frequência para dispositivos 1200V.....	60
Figura 30 – Perdas teóricas totais em função da frequência para dispositivos 600V.....	60
Figura 31 – Entrada de dados para perdas de condução no software PSIM.	62
Figura 32 – Entrada de dados para perdas de comutação em dispositivos do tipo MOSFET.....	63
Figura 33 – Esquemático da simulação do conversor incluindo a parte de potência, perdas e temperatura, e modulação.....	64
Figura 34 – Circuito de topologia Chopper utilizado para a extração de parâmetros do dispositivo sob teste em diferentes regiões de operação	66
Figura 35 – Operação do conversor proposto	66
Figura 36 – Curva de temperatura x resistência do NTC utilizado	68
Figura 37 – Temperatura de resposta ao degrau de tensão de 10V aplicado aos resistores.....	68
Figura 38 – Diagrama de Blocos do sistema de controle de temperatura.	69
Figura 39 – Validação da medição de temperatura no dissipador.....	69
Figura 40 – Esquemático do driver de acionamento	70
Figura 41 – Circuito de comando dos pulsos de ensaio.	71
Figura 42 – Modelo característico do resistor shunt empregado.....	72
Figura 43 – Esquemático do circuito de potência	72
Figura 44 – Protótipo desenvolvido. Da esquerda para a direita: plataforma de controle de temperatura, placa de acionamento dos resistores de aquecimento do dissipador, e placa de comando e potência do circuito de pulsos.	73
Figura 45 – Esquemático do circuito de pulsos considerando as não-idealidades.....	74
Figura 46 – Módulo e fase da impedância do indutor em função da frequência.....	75
Figura 47 – Indutância do indutor utilizado em relação à frequência. ...	75

Figura 48 – Capacitância parasita do indutor utilizado em relação à frequência.....	76
Figura 49 – Resistência do indutor utilizado em relação à frequência. ..	76
Figura 50 – Modelo aproximado de segunda ordem do indutor a partir dos resultados experimentais obtidos no analisador de espectro.....	77
Figura 51 – Comparativo entre a impedância do indutor obtida experimentalmente e a modelada.	77
Figura 52 – Setup de operação do circuito de pulsos	78
Figura 53 – Formas de onda para obtenção da curva de perdas nos dispositivos semicondutores. Acima é o trem-de-pulsos, e abaixo a energia em cada um deles.....	79
Figura 54 – Formas de onda de tensão e corrente para a medição das perdas comutação do interruptor, sob diferentes níveis de corrente e tensão de bloqueio de 800V. Tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 500mV/div) e tensão sobre o interruptor (canal 1, azul escuro, 250V/div). Escala de tempo de 10 μ s/div.....	81
Figura 55 – Formas de onda de comutação do transistor IGW40N120H3: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 500mV/div). Escala de tempo de 400ns/div.....	82
Figura 56 – Formas de onda de comutação transistor IRG7PH42UD e tensão sobre o diodo C4D20120D: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250V/div), tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 500mV/div) e tensão no diodo (canal 3, roxo, 250V/div). Escala de tempo de 400ns/div.	82
Figura 57 – Formas de onda de comutação transistor SCH2080KE: Tensão V_{DS} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 1V/div). Escala de tempo de 400ns/div.....	83
Figura 58 – Formas de onda de comutação transistor CMF20120D: Tensão V_{DS} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 1V/div). Escala de tempo de 400ns/div.....	83
Figura 59 – Formas de onda de comutação transistor IRG4PC50W: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 1V/div). Escala de tempo de 400ns/div.....	84
Figura 60 – Formas de onda de comutação transistor IRG4P50B60PD1: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 1V/div). Escala de tempo de 400ns/div.....	84
Figura 61 – Formas de onda de comutação no transistor FGW85N60RB: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor <i>shunt</i> (canal 2, azul claro, 500mV/div). Escala de tempo de 400ns/div.....	85
Figura 62 – Resultado comparativo entre ensaio (preto), energia com compensação (azul) e sem compensação (vermelho).....	88

Figura 63 – Resultado comparativo entre ensaio (Energia total, entrada em condução e bloqueio, respectivamente, verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul).....	88
Figura 64 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para IGBT 2	89
Figura 65 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para MOSFET1.....	90
Figura 66 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para MOSFET2.....	90
Figura 67 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para IGBT 3	91
Figura 68 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para IGBT 4	91
Figura 69 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para o RB-IGBT	92
Figura 70 – Comutação do dispositivo de nitreto de gálio. Em roxo tensão de <i>gate</i> (5V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (100V/div). Escala de tempo de 400ns/div.	93
Figura 71 – Comutação do dispositivo de nitreto de gálio. Em roxo tensão de <i>gate</i> (5V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (50V/div). Escala de tempo de 40us/div.	94
Figura 72 – Pulsos no componente de nitreto de gálio pós-inserção do capacitor no terminal de <i>gate</i> . Em roxo tensão de <i>gate</i> (5V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (50V/div). Escala de tempo de 20us/div.....	95
Figura 73 – Comutação do dispositivo de nitreto de gálio após o uso do capacitor. Em roxo a tensão de <i>gate</i> (5V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (50V/div). Escala de tempo de 400ns/div.	95
Figura 74 – Variação da Temperatura para o dispositivo SCH2080KE com tensão de 800V.....	96
Figura 75 – Variação da Temperatura para o dispositivo SCH2080KE com tensão de 400V.....	97
Figura 76 – Variação da Temperatura para o dispositivo CMF20120 com tensão de 800V.....	97
Figura 77 – Variação da Temperatura para o dispositivo CMF20120 com tensão de 400V.....	98

Figura 78 – Variação da Temperatura para o dispositivo IGW40N120H3 com tensão de 800V.	98
Figura 79 – Variação da Temperatura para o dispositivo IGW40N120H3 com tensão de 400V.	99
Figura 80 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRG7PH42UD com tensão de 800V.	99
Figura 81 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRG7PH42UD com tensão de 400V.	100
Figura 82 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRG4PC50W com tensão de 400V.	101
Figura 83 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRGP50B60PD1 com tensão de 400V.	101
Figura 84 – Variação da Temperatura para o dispositivo FGW85N60 com tensão de 400V.	102
Figura 85 – Energia de comutação total em função da tensão de barramento para temperatura de 100°C e 17,5A	103
Figura 86 – Diferença entre os diferentes métodos de parametrização	103
Figura 87 – Energia de comutação total em função da tensão de barramento para temperatura de 100°C.....	104
Figura 88 – Queda de tensão no diodo de SiC IDW30G65C5 (Diodo 7)	105
Figura 89 –Característica de bloqueio dos diodos de 600V sob diferentes temperaturas	106
Figura 90 – Características de entrada em condução e bloqueio do diodo interno do transistor SCH2080KE sob diferentes temperaturas.	106
Figura 91 – Curva de energia para recuperação reversa fornecido pela Fuji para o RB-IGBT.....	107
Figura 92 – Resultados da energia de recuperação reversa para dispositivos 600V em 100°C.....	107
Figura 93 – Resultados da energia de recuperação reversa para dispositivos 1200V em 100°C.....	108
Figura 94 – Dissipador utilizado modelo LAM 4 – 100mm, e cooler de 5V. Da esquerda para direita: vista em perspectiva, frontal, lateral, e curva de resistência térmica de acordo com o ventilador empregado com relação ao comprimento.	109
Figura 95 – Corrente de saída (azul claro), tensão em S_2 (rosa) e tensão em S_p (verde), na condição de medição de rendimento para a combinação 2.	115
Figura 96 – Tensão sobre o interruptor S_1 (rosa) e S_p (verde).	116
Figura 97 – Tensão e corrente defasadas em 17°.	116

Figura 98 – Temperatura próximo às cápsulas dos dispositivos S_p/D_p e S_1/D_1 na combinação 1	117
Figura 99 – Temperatura dissipador próximo ao interruptor S_2/D_2 na combinação 1	117
Figura 100 – Temperatura próximo à capsula para a combinação 2....	118
Figura 101 – Temperatura no dissipador para a combinação 2.....	118
Figura 102 – Modelo de resistência térmica utilizado para cálculo da temperatura do dissipador. No círculo em vermelho está o ponto em que os dispositivos estão juntos no dissipador, pelo modelo.....	120
Figura 102 – Simulação através do software PSIM em condições próximas às de ensaio do conversor.....	120

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	6
1.1	OBJETIVOS.....	7
2	FÍSICA DE SEMICONDUTORES.....	8
2.1	FENÔMENOS FÍSICOS DE SEMICONDUTORES	8
2.1.1	Recombinação.....	9
2.1.2	Dopagem.....	9
2.2	DIODOS DE POTÊNCIA DE SILÍCIO	11
2.2.1	Aspectos Físicos da Junção P-N	12
2.2.2	Requisitos e Desafios em Dispositivos Semicondutores.....	13
2.3	MATERIAIS DE GAP DE ENERGIA LARGA (WBG).....	14
2.3.1	Carboneto de Silício	15
2.3.2	Nitreto de gálio.....	16
2.3.3	Comparação entre os materiais Estado-da-Arte	16
3	DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA	18
3.1	Diodos de Potência.....	18
3.1.1	Diodos P-i-N	18
3.1.2	Schottky de Barreira Fabricados com Silício.....	19
3.2	TRANSISTORES DE TECNOLOGIA MOS DE PORTADORES MAJORITÁRIOS	19
3.2.1	Transistores MOS (MOSFET, JFET)	19
3.3	TRANSISTORES IGBTs	22
3.3.1	O Transistor IGBT e suas derivações	22
3.4	DEMAIS TRANSISTORES DE POTÊNCIA.....	24
3.4.1	Transistores Bipolares de Potência (BJTs).....	24
3.4.2	Tiristores (SCR, GTO, MCT).....	24
3.4.3	Classificação dos Dispositivos Semicondutores de Potência ..	24
4	ESTUDO ANALÍTICO DE PERDAS EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES.....	26

4.1	CARACTERIZAÇÃO DAS PERDAS EM SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA.....	26
4.1.1	Perdas por Condução.....	27
4.1.2	Perdas por Comutação.....	28
4.1.3	Caracterização do comportamento da comutação considerando as capacitâncias parasitas	32
4.2	PERDAS TEÓRICAS PARA MODULAÇÃO PWM SENOIDAL	36
4.2.1	Cálculo de Perdas Através da Folha de Dados do Fabricante	37
5	APLICAÇÃO DO ESTUDO DE PERDAS.....	39
5.1	ESTUDO DA TOPOLOGIA PARA APLICAÇÃO	39
5.1.1	NPC Tipo-T e quadrantes de operação	39
5.1.2	Esforços de corrente sobre os dispositivos	44
6	RESULTADOS ANALÍTICOS E DE SIMULAÇÃO.....	48
6.1	ESCOLHA DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA	48
6.2	CÁLCULO DE PERDAS ANALÍTICAS UTILIZANDO O SOFTWARE MATHCAD	50
6.2.1	Parametrizações	52
6.2.2	Metodologia para o cálculo de recuperação reversa dos diodos	56
6.2.3	Resultados analíticos aplicados ao conversor	57
6.3	PERDAS UTILIZANDO O SOFTWARE PSIM.....	61
7	PROJETO DA PLATAFORMA PARA EXTRAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DOS DISPOSITIVOS	65
7.1	CIRCUITO DE PULSOS.....	65
7.2	PROJETO DO CONTROLADOR DE TEMPERATURA DO DISSIPADOR	67
7.3	ACIONAMENTO DO INTERRUPTOR.....	70
7.4	CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	71

7.5	ELEMENTOS PARASITAS ASSOCIADOS À COMUTAÇÃO	72
8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	78
8.1	METODOLOGIA DE EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS ATRAVÉS DO CIRCUITO DE PULSOS	78
8.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS INTERRUPTORES CONTROLADOS	80
8.2.1	Comparação entre o resultado parametrizado e não parametrizado em relação ao obtido no circuito de pulsos....	87
8.3	DISPOSITIVO DE NITRETO DE GÁLIO	92
8.4	VARIAÇÕES DE TEMPERATURA E TENSÃO NOS INTERRUPTORES	96
8.4.1	Variações de temperatura em interruptores de até 1200 V ...	96
8.4.2	Variações de temperatura em interruptores de até 600V	100
8.4.3	Variações de tensão em interruptores de tensão máxima de 1200V e 600V	102
8.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS RELACIONADOS AOS DIODOS	104
8.6	SISTEMA DE RESFRIAMENTO	109
8.7	ESCOLHA DA COMBINAÇÃO A SER APLICADA AO CONVERTOR.....	109
8.8	RESULTADOS GERAIS.....	110
8.8.1	Resultados de perdas pelo método analítico.....	111
8.8.2	Resultados da combinação pelo método de extração de parâmetros pelo circuito de pulsos.....	112
8.8.3	Resultados obtidos pelo PSIM.....	113
8.8.4	Rendimento da combinação medida no conversor	114
8.9	DISCUSSÃO	118
8.9.1	Análise de Custos.....	121
9	CONCLUSÃO	123

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

BJT	<i>Bipolar junction transistor</i> – Transistor de junção bipolar
C_{GD}	Capacitância <i>gate-dreno</i>
C_{GS}	Capacitância de <i>gate-source</i>
C_{DS}	Capacitância <i>dreno-source</i>
D	Razão cíclica
E_{on}	Energia de entrada em condução
E_{off}	Energia de bloqueio
E_{tot}	Energia total
$E_{tot,data}$	Energia total com os dados do <i>datasheet</i>
f	Frequência da rede
f_s	Frequência de comutação
GaN	<i>Gallium Nitride</i> - Nitreto de Gálio
HVDC	<i>High voltage direct current</i> - Corrente contínua alta tensão
I_F	Corrente sob o dispositivo
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i> – Transistor bipolar de Porta Isolada
I_{rr}	Corrente de recuperação reversa
MOSFET	<i>MOS Field Effect Transistor</i> – Transistor de Efeito de Campo do tipo MOS

RB-IGBT	<i>Reverse-Block IGBT</i> – IGBT de Bloqueio Reverso.
NPC	<i>Neutral point clamped</i> – Ponto Neutro Grampeado.
P_{cond}	Potência durante o período de condução
P_{on}	Potência durante a entrada em condução
P_{off}	Potência durante o bloqueio
P_{tot}	Potência total
T-NPC	<i>T-Type NPC</i> – NPC do Tipo T
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa
t_r	Tempo de subida
t_f	Tempo de descida
t_{on}	Tempo de estado ligado
t_{off}	Tempo de estado desligado
T_c	Temperatura da cápsula
T_a	Temperatura ambiente
T_j	Temperatura da junção
T_s	Período de comutação
SiC	<i>Silicon Carbide</i> – Carboneto de Silício
V_{CE}	Tensão entre os terminais coletor e emissor.
V_{Db}	Tensão de bloqueio direta

V_{Dc}	Tensão no diodo de condução
V_{DS}	Tensão entre os terminais dreno e <i>source</i> do transistor
V_{GC}	Tensão entre os terminais <i>gate</i> e coletor do transistor
V_{GD}	Tensão entre os terminais <i>gate</i> e dreno do transistor.
V_{GE}	Tensão entre os terminais <i>gate</i> e emissor do transistor
V_{GS}	Tensão entre os terminais <i>gate</i> e <i>source</i> do transistor
σ	Condutividade

1. INTRODUÇÃO

Dispositivos semicondutores de potência são utilizados em conversores estáticos na faixa de unidades de watts, como em carregadores de bateria, até gigawatts em linhas de transmissão de alta tensão contínua (HVDC). A demanda por maior quantidade de energia da população, e o crescente aumento da participação na geração por fontes renováveis, faz com que a eficiência destes componentes seja essencial para um melhor aproveitamento dessa energia. Além disso, um aumento da densidade de potência e performance, e ao mesmo tempo diminuição de custos, é uma tendência constante no cenário mundial dos semicondutores de potência, especialmente com o desenvolvimento de novos materiais.

Esses dispositivos são basicamente os responsáveis pelo controle do fluxo de energia elétrica entre a fonte de energia e a carga, e requer-se que façam com grande precisão, tempo de controle extremamente rápido, alta dissipação e capacidade de suportar calor. São os elementos chaves destes conversores.

Entre os interruptores controlados mais utilizados nas indústrias, entre médias e pequenas potências, estão os MOSFETs (tecnologia MOS aliada aos transistores de efeito de campo) e os IGBTs (transistor bipolar de *gate* isolado – *Insulated Gate Bipolar Transistor*), e para altas potências, como na área de geração de energia, o Tiristor ainda é utilizado. Dentre os diodos, há os comuns e os diodos Schottky (ultra-rápidos).

Atualmente, o silício (Si) é a matéria prima mais utilizada no desenvolvimento de dispositivos semicondutores, devido à sua abundância e ao conhecimento adquirido ao longo dos anos de pesquisa e trabalho no mundo inteiro referentes ao manejo deste material (Bueno & Silva, 2014).

Estudos recentes apontam que o material silício tem chegado ao seu limite de otimização, e para continuar avançando na eficiência desses dispositivos, novas tecnologias vêm sendo criadas com materiais emergentes de propriedades superiores como o carboneto de silício (SiC) e o nitreto de gálio (GaN). Além disso, esses componentes permitem uma maior frequência de comutação sem prejudicar a eficiência, levando a uma diminuição no volume dos componentes passivos e conseqüentemente, do conversor.

No ponto de vista comparativo e foco deste trabalho, na região de operação entre 300 e 1000V e frequência de comutação de 10 a 40 kHz, IGBTs e MOSFETs são competitivos e um estudo mais detalhado é

importante antes de tomar a decisão de qual dispositivo é o mais apropriado para ser utilizado.

A partir do método analítico, utilizando a folha de dados (*datasheet*) dos fabricantes de dispositivos semicondutores é possível calcular as perdas de comutação e condução e até as associadas ao acionamento desses. Porém, em muitos casos, são fornecidas informações para determinados pontos de operação, diferentes dos que serão aplicados, em aspectos como temperatura, corrente, tensão de aplicação, ou em condições externas que podem causar discrepâncias da realidade. Adaptações são necessárias e fatores de correção dão uma aproximação nem sempre próxima das alcançadas na prática, e o ideal é realizar ensaios próximos ao caso de aplicação dos dispositivos candidatos a serem utilizados. Para isso propõe-se o desenvolvimento de um protótipo capaz de realizar o ensaio experimental das perdas dos dispositivos visando a aplicação posterior em um conversor, e nas condições demandadas por este. Dentre uma gama de diferentes tipos de dispositivos semicondutores de potência, é possível compará-los aplicados no conversor analisando rendimento e temperatura do dissipador.

1.1 OBJETIVOS

- Estudo das diferenças de materiais semicondutores Estado-da-Arte dos novos dispositivos com os já consagrados de Silício.
- Realizar o projeto de um protótipo capaz de comparar as perdas em diferentes dispositivos semicondutores de potência em diferentes regiões de operação.
- Demonstrar as vantagens de performance de novos materiais (GaN, SiC) em relação aos convencionais (Si), teórico e experimentalmente.
- Calcular as perdas nos dispositivos através de diferentes métodos e verificar qual se aproxima mais do alcançado experimentalmente.

2 FÍSICA DE SEMICONDUTORES

Para um bom entendimento da causa das perdas em dispositivos semicondutores, uma breve noção física de semicondutores é abordada, de modo a também evidenciar os aspectos que diferenciam os emergentes materiais - GaN e SiC - dos convencionais de Si.

2.1 FENÔMENOS FÍSICOS DE SEMICONDUTORES

É sabido que semicondutores possuem esse nome por terem como característica de condutividade, σ , intermediárias entre bons condutores ($>10^{20}$ densidade de elétrons livres) e bons isolantes ($<10^3$ densidade de elétrons livres). Os interruptores de potência mais comuns como diodos, tiristores, e transistores são formados por materiais baseados em estrutura semicondutora do grupo IV (quatro elétrons na camada de valência), o silício monocristalino (Williams, 2006).

O silício puro em equilíbrio, possui a mesma quantidade de lacunas e elétrons, é chamado de intrínseco e os elétrons são considerados portadores de carga negativa. Lacunas e elétrons contribuem para a condução embora lacunas tenham menor mobilidade devido à ligação covalente.

A influência da temperatura modifica seu comportamento e algumas das ligações são rompidas (ionização térmica), produzindo elétrons livres. O átomo que perde tal elétron se torna positivo por possuir uma carga positiva de valor igual a carga do elétron que saiu da órbita. Por sua vez, um elétron de um átomo vizinho pode ser atraído por essa carga positiva, deixando a órbita original de seu átomo. Então, o primeiro átomo volta ao seu estado de origem, neutro, enquanto que o segundo agora possui uma lacuna. Desta maneira tem-se uma movimentação relativa da lacuna ou “carga positiva” causada pela movimentação do elétron (Pomilio, 2013). A Figura 1 demonstra este fenômeno.

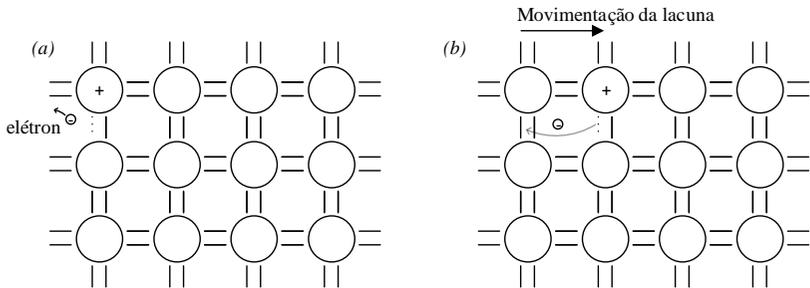
A densidade de portadores em um semicondutor é aproximadamente dada pela expressão (1)

$$n_i \approx \sqrt{C \cdot e^{\frac{-q \cdot E_g}{k \cdot T_k}}} \quad (1)$$

onde C é uma constante de proporcionalidade, q é a carga do elétron, E_g é a banda de energia do semicondutor (1,1 eV para o Si), k é a constante de Boltzmann, e T_k é a temperatura em Kelvin. Para o Si, à temperatura

ambiente, $n_i \cong 10^{10}/\text{cm}^3$. Essa concentração de portadores de carga intrínsecos é pequena e bastante dependente da temperatura.

Figura 1 - Movimento de lacunas e elétrons em um semiconductor puro: (a) ionização térmica, (b) movimento relativo da lacuna após nova ionização.



Fonte: Adaptado de (Pomilio, 2013).

2.1.1 Recombinação

Ocasionalmente um elétron livre da banda de condução pode interceptar a órbita da lacuna de outro átomo. Este desaparecimento de um elétron livre e de uma lacuna é chamado de recombinação. A recombinação é frequente em um semiconductor e o processo entre a criação de um par elétron-lacuna devido a ionização térmica, e o seu desaparecimento é conhecido como *meia vida*, varia de poucos nanossegundos até vários microssegundos e depende da perfeição da estrutura cristalina, e entre outros fatores (Malvino, 1986).

Como será visto mais adiante, este fenômeno é o responsável por melhores perdas de condução para dispositivos semicondutores baseados em portadores minoritários.

2.1.2 Dopagem

Para que se possa fabricar e utilizar um dispositivo semiconductor como interruptor é necessário aumentar a quantidade de elétrons livres ou lacunas devido a condutividade elétrica limitada. Isto é alcançado através da dopagem do material, ao qual é adicionado certa quantidade de impurezas.

O silício dopado é chamado de extrínseco. Se for dopado com elementos do grupo V como o Arsênio (As), Antimônio (Sb), ou fósforo

(P), quatro dos cinco elétrons destes materiais farão ligação com os outros quatro provenientes de átomos de Si tornando o átomo estável, portanto, o número de elétrons comparado com o número de lacunas é maior, o semiconductor é então conhecido como tipo-*n*. Em contrapartida, caso o silício seja dopado com materiais do grupo III como o B, Al, Ga ou In, haverá a ausência de um elétron no material dopante, logo este recebe um elétron para que ocorra a ligação covalente e então o semiconductor é rico em lacunas e conhecido como tipo-*p* por ter maioria de portadores de carga positivos (Williams, 2006). A Figura 2 ilustra semicondutores do tipo-*p* e do tipo-*n*.

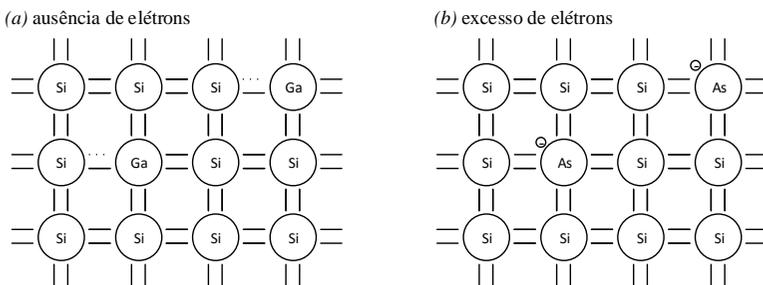
Elétrons em semicondutores do tipo-*n* e lacunas nos do tipo-*p* são chamados de portadores majoritários, já elétrons em semicondutores do tipo-*p* e lacunas em semicondutores do tipo-*n* são conhecidos como portadores minoritários.

As dopagens das impurezas são feitas tipicamente em quantidades muito menores que a densidade de átomos do material semiconductor de modo que as propriedades de ionização térmica não sejam afetadas. Num material de silício em equilíbrio, o produto dos portadores majoritários e minoritários (Pomilio, 2013) é dado por

$$n_i^2 = n_o \cdot p_o \quad (2)$$

onde p_o e n_o são a densidade de lacunas e elétrons respectivamente, e seu produto igual ao valor n_i^2 dado pela Equação (1).

Figura 2 - Semicondutores dopados: (a) tipo-*p*, (b) tipo-*n*.



Fonte: adaptado de (Pomilio, 2013).

As concentrações majoritárias e minoritárias são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \text{Para o tipo-}n, \quad n_o \approx N_D \quad \text{portanto } p_o \approx \frac{n_i^2}{N_D} \\
 \text{para o tipo-}p, \quad p_o \approx N_A \quad \text{portanto } n_o \approx \frac{n_i^2}{N_A}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

onde N_D e N_A são, respectivamente, a concentração de impurezas de elétrons e a concentração de impurezas de lacunas (Williams, 2006).

Com isso, além da ionização térmica, há também uma quantidade adicional de cargas livres ocasionada pela adição de impurezas. A partir da Equação (3), é importante notar que os portadores minoritários são proporcionais ao quadrado da concentração intrínseca, portanto, altamente dependentes da temperatura, diferente dos majoritários que por sua vez são praticamente iguais à concentração de impurezas, logo, quase não dependentes de efeito térmico. Este é o motivo principal de que dispositivos de portadores majoritários (MOSFETs, diodos Schottky) possuem sensibilidade menor à temperatura que dispositivos de portadores minoritários (IGBTs, diodos P-i-n) principalmente durante o período de comutação.

2.2 DIODOS DE POTÊNCIA DE SILÍCIO

Dentre todos os dispositivos interruptores, o diodo é o mais simples. Possui dois terminais, o terminal A conhecido como anodo, e o terminal C , catodo. É dito como diretamente polarizado e com corrente direta (I_F) se o terminal A possuir maior potencial que o terminal C , e reversamente polarizado se o contrário ocorrer (Rashid, 2001).

Em eletrônica de potência o diodo é amplamente utilizado, tanto em retificadores em frequências baixas, como em roda livre durante o acionamento de cargas indutivas em aplicações com inversores de tensão e comutação rápida. A maioria dos diodos de potência são classificados como p-i-n por possuírem uma região menos dopada ou quase intrínseca entre a região p-n (Lutz, Schangenotto, Scheuermann, & De Doncker, 2011).

Além dos diodos comuns há também os diodos Schottky, e o motivo de serem conhecidos como diodos ultrarrápidos é explicado nas subseções seguintes, assim como aspectos físicos e fenômenos relacionados ao diodo são abordados para um melhor entendimento de seu comportamento.

2.2.1 Aspectos Físicos da Junção P-N

O mais comum dos diodos consiste de materiais semicondutores do tipo- n e do tipo- p lado a lado formando uma junção chamada de p-n. A junção p-n é parte crucial de vários dispositivos semicondutores.

Lacunas e elétrons se movem através de um semicondutor de duas maneiras – difusão e deriva. Devido a concentração de lacunas ser alta na região p e baixa na região n , as lacunas se difundem através da junção do lado p para o lado n , e de modo similar, os elétrons se difundem através da junção do lado n para o lado p , esses dois componentes de correntes se somam para formar a corrente de difusão, cujo sentido convencional é do lado p para o lado n . (Sedra & Smith)

Próximo da região central da junção, os elétrons livres do semicondutor do tipo- n se recombinam com as lacunas de tipo- p , formando uma região conhecida como depleção. Nesta região as ligações dos elétrons em ambos os cristais semicondutores são estáveis e quase não possuem elétrons livres e lacunas, fato este que não acontece nas regiões mais afastadas da junção.

O acúmulo de impurezas ionizadas positivamente e negativamente, nos lados da região de depleção, cria um campo elétrico, e associado a ele um potencial elétrico que atua como uma barreira prevenindo o deslocamento dos elétrons e das lacunas, em sentido contrário a corrente de difusão.

Além do componente da corrente de difusão, há um componente devido à deriva dos portadores minoritários através da junção, os quais são acelerados pelo campo elétrico na região e somam-se para formar a corrente de deriva. Nas condições de circuito aberto após o equilíbrio a corrente de difusão é igual à corrente de deriva.

Se uma tensão positiva é aplicada entre o terminal que possui o substrato de tipo- p e o de tipo- n a região de depleção diminui, pois o campo elétrico aplicado faz com que os elétrons livres sejam repelidos pelo terminal negativo da fonte de tensão, e as lacunas pelo terminal positivo. Uma corrente flui no sentido convencional se a tensão aplicada for maior que a barreira de potencial formada pela região de depleção. Quando isso ocorre, a energia cinética que impulsiona os elétrons vence a energia potencial do campo elétrico formado pelas impurezas, e a corrente aumenta rapidamente.

Caso a tensão seja aplicada no sentido oposto, a largura da região de depleção aumenta por causa dos elétrons livres e lacunas atraídos pelos terminais da fonte de tensão, e nenhuma corrente significativa (existe a corrente de fuga que é extremamente pequena) passa pelo dispositivo.

Entretanto, quando um enorme campo elétrico é aplicado à junção p-n, essa não suporta. Isto ocorre apenas em polarização reversa, pois alta tensão pode ser aplicada e associada a ela um elevado campo elétrico. O efeito mais comum deste campo excessivo é chamado de avalanche que ocorre devido ao choque de um elétron, que consegue ultrapassar a região de depleção e é acelerado pelo alto campo elétrico devido à alta tensão da região, com uma camada diferente de energia de um outro elétron associado a um átomo na mesma região. O elétron do átomo atingido então, libera energia e também é acelerado ocasionando um efeito em cascata.

O efeito de avalanche impõe um limite de tensão (V_{RRM}) da polaridade reversa para os semicondutores. A tensão reversa aplicada e a corrente no instante do efeito de avalanche acarretam em um pico de potência destrutivo para a junção do componente e isso pode ocorrer mesmo por um pico de tensão repentino. A tensão máxima reversa suportada também é conhecida como tensão zener.

2.2.2 Requisitos e Desafios em Dispositivos Semicondutores

Infelizmente não existe um dispositivo semicondutor que passe do estado ligado para o bloqueio instantaneamente, suportando o máximo de tensão e que conduza corrente infinita sem acumular energia ou produzir calor. Este é o caso ideal de um interruptor. Ao escolher o dispositivo semicondutor adequado em certa aplicação, deve-se considerar muito o custo-benefício do mesmo.

O limite de tensão reversa da junção p-n depende da dopagem do substrato: capacidade de suportar alta tensão reversa significa quantidades de dopantes pequenas e conseqüentemente alta resistividade ao menos em um lado da junção (Erickson, 1997), portanto, dispositivos que suportam altas tensões acabam possuindo alta característica resistiva de condução.

Para dispositivos baseados em portadores majoritários como o MOSFET e diodos Schottky, a alta resistividade por menores quantidades de dopantes afeta diretamente em seu modelo de primeira ordem, análogo a uma resistência. Já os dispositivos em que portadores minoritários contribuem para a condução de corrente (IGBTs, Tiristores, diodos p-i-n), possuem uma vantagem em relação as perdas por condução. Quando operam em seu estado ligado, portadores minoritários são injetados na região menos dopada do substrato diminuindo a resistência da região, fenômeno esse, conhecido como “modulação de condutividade”. Logo, dispositivos que possuem portadores minoritários possuem menores

perdas de condução comparado aos majoritários em um mesmo ponto de operação.

Contudo, a vantagem da baixa resistência durante a condução vem com a desvantagem da menor velocidade de comutação. O tempo de entrada em condução ou bloqueio de qualquer semicondutor é controlado pela presença ou ausência de quantidade de cargas no dispositivo. E a quantidade de carga necessária para o controle dos dispositivos de portadores majoritários é muito menor que os de portadores minoritários.

Em consequência disso, dispositivos de silício de portadores majoritários encontram aplicação em baixa tensão e altas frequências e o contrário é verdadeiro para os de portadores minoritários (Erickson, 1997), pelo menos até o desenvolvimento dos dispositivos produzidos por novos materiais.

2.3 MATERIAIS DE GAP DE ENERGIA LARGA (WBG)

Os dispositivos semicondutores são baseados na madura e bem estabelecida tecnologia do silício. Entretanto, o Si apresenta algumas limitações a respeito de tensão de bloqueio, temperatura de operação e frequência de comutação. Atualmente, o dispositivo de Si com maior tensão de bloqueio é de 6,5 kV com limitações na frequência de comutação, e nenhum semicondutor de Si é capaz de suportar temperaturas maiores que 200°C em sua junção (Millán, Godignon, Perpiñà, Pérez-Tomás, & Rebollo, 2014).

Uma nova geração de dispositivos de potência baseados em gap de energia larga (*Wide Bandgap* – WBG) é esperada para conversores de potência.

A caracterização de um material de gap de energia larga é relacionada a energia requerida para que um elétron pule do topo da camada de valência para o fundo da banda de condução no semicondutor. Materiais que requerem energias tipicamente maiores que um ou dois elétron-voltz (eV) são ditos de gap de energia larga (Microsemi, 2014).

A respeito dos possíveis materiais candidatos, o carboneto de Silício (SiC) e o Nitreto de Gálio (GaN) mostram os melhores custos-benefícios no que diz respeito a características estado-da-arte (alta capacidade de bloqueio de tensões reversas, alta temperatura de operação, e alta capacidade de comutação), maturidade de processos tecnológicos e disponibilidade real de comércio de dispositivos fabricados a partir destes materiais.

2.3.1 Carboneto de Silício

O Carboneto de Silício, SiC, ou do inglês, *Silicon Carbide*, é um semicondutor de banda larga cristalino, podendo ser de estrutura SiC-4H (mais conhecido, promissor e desenvolvido), SiC-6H ou SiC-8H.

O alto campo crítico suportado, tanto pelo Nitreto de Gálio, quanto para o Carboneto de Silício são vantajosos em comparação com o Silício, o qual permite que os dispositivos operem em altas tensões. Aliado a isso, alta condutividade térmica combinada com gap de energia larga, faz com que dispositivos de SiC sejam vantajosos quando a característica desejada é alta potência. A resistência junção-cápsula também é menor comparado ao Silício, diminuindo a elevação de temperatura (Ozpineci, Tolbert, & Islam, 2009).

Em comparação com o silício, um aumento de 10 vezes na capacidade de bloquear tensões reversas é possível com a mesma espessura da camada menos dopada (conhecida como intrínseca, como nos diodos p-i-n), dos dois materiais (Millán, Godignon, Perpiñà, Pérez-Tomás, & Rebollo, 2014). Como a grande dificuldade do MOSFET de silício operando em tensões elevadas é a resistência de condução, com o SiC esse problema passa a ser amenizado.

Como desvantagem ainda esbarra no alto preço comparado ao silício e tecnologias de encapsulamento normais não permitem temperaturas maiores que 250°C apesar do dispositivo ter potencial de suportar até 600°C na temperatura de junção (Shenai, Scott, & Baliga, 1999).

Dentre os fabricantes a CREE obtém a posição dominante historicamente, porém outras companhias estão aumentando seus investimentos e melhorando em termos de qualidade de material e tão quanto importante, reduzindo os custos (Microsemi, 2014).

Dentre os diodos, os schottky já são comercialmente disponíveis desde de 2001. Esses são superiores aos p-i-n por não possuírem correntes de recuperação reversa significativas em tensões reversas altas. Diodos bipolares de SiC são disponíveis para tensões próximas de 10kV mas suas principais desvantagens incluem problemas de confiança (Millán, Godignon, Perpiñà, Pérez-Tomás, & Rebollo, 2014).

Já com relação aos dispositivos semicondutores ativos, embora interruptores de 600V tenham dois fortes competidores de Si, MOSFETs e IGBTs, em tensões superiores a 1200V, MOSFETs de Si geralmente não são opções realísticas devido a altas perdas por condução, e IGBTs são limitados em frequência devido as altas perdas por comutação. Isso faz com que dispositivos de SiC sejam muito promissores.

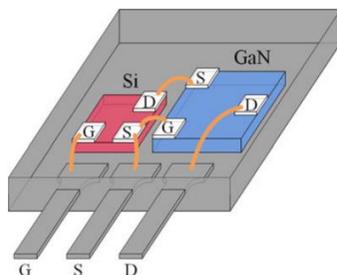
2.3.2 Nitreto de gálio

O Nitreto de Gálio, do inglês, *Gallium Nitride*, também é um semiconductor de banda larga. Este diferente do SiC pode ser combinado com outros semicondutores no mesmo dispositivo e substrato, como GaN em Si, GaN em SiC, ou GaN em GaN, cada configuração possuindo sua vantagem. Entretanto, é um pouco menos desenvolvido para a eletrônica de potência atualmente, devido às suas limitações de tensão de bloqueio. Entretanto, possui tendência promissora no mercado dos semicondutores.

Sua maior vantagem em relação aos dispositivos de SiC é alta mobilidade de elétrons, a qual será capaz de atingir maiores frequências de comutação. Diodos GaN têm sido demonstrados e possuem perspectivas de serem comercializados em um futuro próximo.

Transistores GaN podem ser caracterizados como normalmente ligado (modo de depleção) ou normalmente desligados (enriquecimento). Quanto aos interruptores HEMTs (*High Electron Mobility Transistors* – Transistores de alta mobilidade de elétrons), normalmente desligados, na configuração *cascode* (Figura 3), estão disponíveis comercialmente. Esta configuração associa um MOSFET de baixa tensão à um transistor GaN normalmente ligado.

Figura 3 - GaN HEMT na configuração *cascode* normalmente desligado.



Fonte: (Huang, Li, Liu, & Lee, 2014)

2.3.3 Comparação entre os materiais Estado-da-Arte

A Tabela 1 apresenta as principais características dos dois materiais. Em azul estão as maiores vantagens evidenciadas de cada

material. Para o GaN, está na mobilidade de elétrons que basicamente torna o interruptor mais rápido em fornecer corrente, já o SiC, se destacam na condutividade térmica, que em conjunto com o Gap de Energia permitem o interruptor operar em temperaturas altas.

Tabela 1 - Propriedade dos materiais de semicondutores

Propriedade do material	Si	SiC-4H	GaN
Gap de Energia (<i>eV</i>)	1,1	3,2	3,4
Campo Crítico (10^6 <i>V/cm</i>)	0,3	3	3,5
Mobilidade de Elétrons (cm^2/Vs)	1450	900	2000
Velocidade de Saturação de Elétrons ($10^6 cm/s$)	10	22	25
Condutividade Térmica (<i>W/cmK</i>)	1,5	5	1,3

Fonte: (Microsemi, 2014).

Em relação aos demais, as perdas de condução são menores quanto maior for o campo elétrico e a mobilidade. Capacidade de tensões maiores dependem do campo e da energia de banda. Operação em alta temperatura depende da largura de banda e da condutividade térmica. E finalmente, a operação em frequências altas depende da velocidade de saturação de elétrons em conjunto com a mobilidade de elétrons (Boroyevich, 2015).

3 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Neste capítulo é apresentado os principais tipos de dispositivos semicondutores existentes, bem como, uma breve abordagem de seu funcionamento.

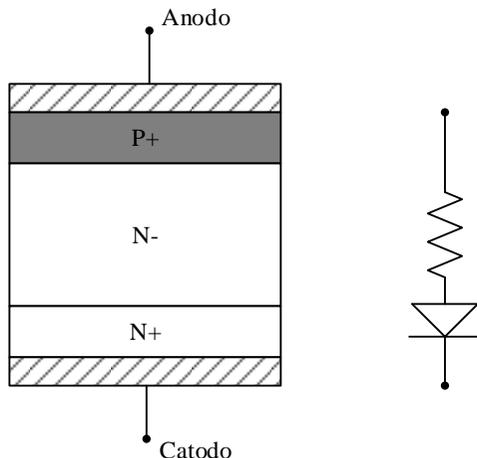
3.1 DIODOS DE POTÊNCIA

3.1.1 Diodos P-i-N

A maioria dos diodos de potência são do tipo P-i-N porque a camada menos dopada (normalmente do tipo- n representada como N^-) faz com que suportem tensões mais altas conforme explicado na seção anterior. A Figura 4 representa o diodo e seu modelo equivalente.

Como desvantagem esse tipo de diodo acumula portadores minoritários de carga durante a condução. No período que ocorre o bloqueio esses portadores devem ser retirados para que a tensão seja reversa, acarretando em um fenômeno conhecido como recuperação reversa.

Figura 4 - Estrutura básica e modelo equivalente do diodo P-i-N



Fonte: Próprio autor.

3.1.2 Schottky de Barreira Fabricados com Silício

O diodo Schottky é um diodo metal-semicondutor de baixa queda de tensão, mas a maioria dos produzidos com silício, atualmente, são de tensões reversas menores que 100V. Isso é devido à alta queda de tensão pelo aumento da resistência no dispositivo para tensões maiores. Em baixa tensão, próximo de 40V, existem dispositivos capazes de suportar até 300A (Vishay, 2012).

Formado por um metal (tal como crômio, platina, tungstênio ou molibdênio) em contato homogêneo com um substrato de tipo-*n*. Ao contrário de um diodo comum, apenas elétrons são portadores, portanto, é um dispositivo unipolar por portadores majoritários.

Por não possuir portadores minoritários durante a condução, apresenta recuperação reversa próxima de zero, por isso, para tensões baixas é vantajoso em relação aos diodos do tipo p-i-n, sem falar de que não é limitado à operação em frequências altas por não possuir perdas por recuperação reversa significativas. Logo, este dispositivo é conhecido como ultrarrápido.

3.2 TRANSISTORES DE TECNOLOGIA MOS DE PORTADORES MAJORITÁRIOS

Depois da substituição dos tubos de vácuo por dispositivos de estado sólido nos anos 50, a indústria passou a contar com dispositivos bipolares de silício como o transistor bipolar de potência e os tiristores (Baliga, 2008). Apesar dos parâmetros máximos dos dispositivos terem evoluído rapidamente suas limitações fundamentais em termos de controle e proteção levaram a soluções de alto custo e volume.

O advento da tecnologia MOS trouxe uma nova classe de dispositivos nos anos 70 para aplicações em interruptores de potência para tensão de até 100V e altas frequências de comutação.

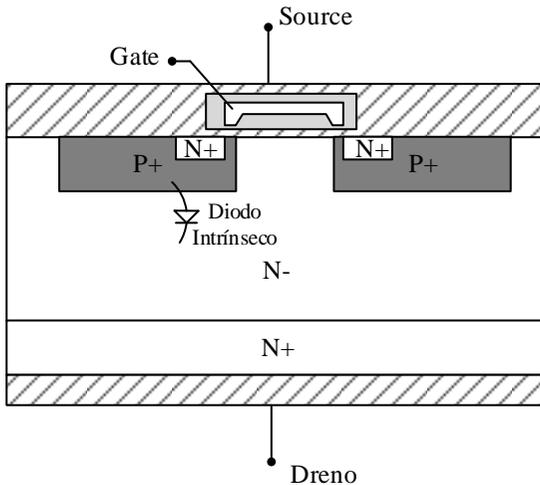
3.2.1 Transistores MOS (MOSFET, JFET)

Criado para substituir os BJTs, pelas vantagens do acionamento em tensão e alta performance em altas frequências, MOSFETs são amplamente utilizados, atualmente, para tensões menores que 300V. Sua estrutura é ilustrada na Figura 5.

Sob condições normais ($V_{DS} > 0$) as junções $p^+ - n^+$ e $p^+ - n^-$ estão reversamente polarizadas, o potencial positivo no gate repele as lacunas

na região p^+ , deixando uma carga negativa, mas sem portadores livres. Quando a tensão *gate-source* ultrapassa um certo nível (tensão de limiar, V_{th}) elétrons livres presentes são atraídos no substrato p^+ e formam um canal n dentro da região p , pelo qual torna-se possível a passagem de corrente através dos terminais dreno e *source*. Elevando a tensão V_{GS} , mais portadores são atraídos, ampliando o canal, e reduzindo sua resistência R_{DS} (Pomilio, 2013). O terminal do *gate* é isolado do semiconductor por dióxido de silício (SiO_2).

Figura 5 - Estrutura de um MOSFET



Fonte: Próprio autor.

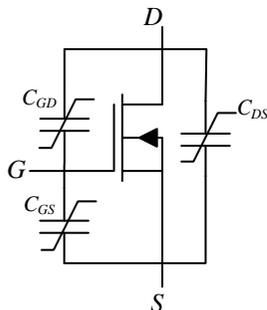
Seu diodo intrínseco normalmente não é utilizado em aplicações de semicondutores devido a região p^+ do substrato não ser projetada com este propósito pelos fabricantes (exceto os que são especialmente fabricados para isso), e conseqüentemente levam a altas perdas durante o bloqueio devido a recuperação reversa lenta e com altos picos de corrente reversa.

É possível também induzir grande fluxo de corrente na direção negativa do dispositivo mesmo com tensão de gate maior que a tensão de limiar. A corrente flui pelo canal do MOSFET e sua resistência é determinada pelas características de tensão e corrente no terceiro quadrante. Essa forma de operação, principalmente em conversores CC-CC, é conhecida como Retificação Síncrona (Han & Sarlioglu, 2014), (ji Kim, et al., 2014), (Suman, Kumar, Kumar, Babu, & Subhashini, 2012), (ChittiBabu, et al., 2011) porque o MOSFET se comporta como um

retificador e a tensão de gate positiva é aplicada apenas nos instantes em que a corrente é negativa (Baliga, 2008).

Com relação às suas características dinâmicas, as capacitâncias parasitas do dispositivo são dominantes em determinar os tempos de comutação do dispositivo. A Figura 6 apresenta um modelo equivalente do MOSFET,

Figura 6 – Modelo equivalente de um MOSFET



Fonte: Próprio autor.

C_{GD} , C_{GS} e C_{DS} representam respectivamente a capacitância *gate-dreno*, *gate-source*, e *dreno-source*. Todas são não-lineares e dependentes da tensão aplicada, principalmente as que incluem o terminal de dreno. Sua magnitude depende normalmente da corrente suportada pelo dispositivo, portanto, quanto maior a corrente, maior é o valor da capacitância (Williams, 2006).

As capacitâncias das folhas de dados são definidas em termos das capacitâncias de um circuito equivalente da seguinte forma

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (4)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (5)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (6)$$

Avanços relativamente recentes na tecnologia de MOSFETs de potência, como os CoolMOS permitem uma redução substancial nas perdas de condução (Lorenz, Deboy, Knapp, & Marz, 1998).

Dispositivos JFETs de silício são pouco utilizados em eletrônica de potência devido ao seu acionamento, pois possuem entrada em baixa impedância comparado os MOSFETs, o que acarreta em alta corrente de *gate*, são mais difíceis de serem fabricados, e por serem normalmente

ligados, ou seja, permitem que a corrente flua com tensão de gate abaixo da tensão de limiar. Porém, atualmente, com o advento do carboneto de silício alguns fabricantes viram oportunidades em torná-lo vantajoso em relação a dispositivos de silício.

3.3 TRANSISTORES IGBTs

A mistura da tecnologia empregada para os MOSFETs com dispositivos bipolares, criou uma nova classe, ainda nos anos 80, de dispositivos. O surgimento do IGBT fez com que tiristores fossem substituídos nas médias e altas tensões.

3.3.1 O Transistor IGBT e suas derivações

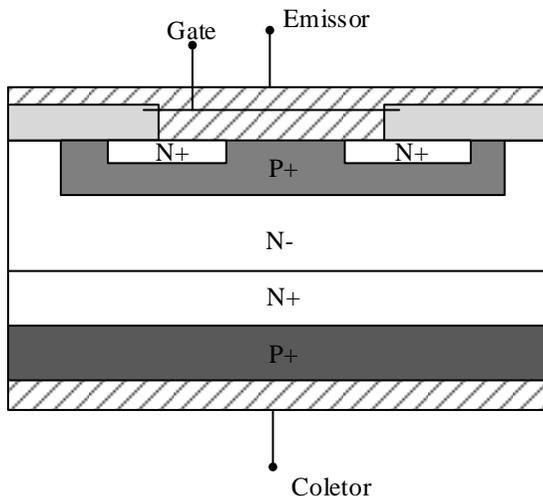
A estrutura do IGBT é parecida com a do MOSFET, porém com a inclusão de uma camada p^+ que forma o coletor do dispositivo. A Figura 7 demonstra a estrutura de um IGBT.

Quando a tensão de *gate-emissor* (V_{GE}) é positiva o dispositivo comporta-se como um diodo p-i-n, portanto com menores perdas de condução devido a injeção de portadores minoritários.

A entrada em condução é um pouco mais lenta que a do MOSFETs, mas é no bloqueio que o dispositivo apresenta sua maior desvantagem. O substrato n^+ é altamente dopado para que a taxa de recombinação entre n^+ e n^- seja alta fazendo com que, por difusão, as lacunas existentes na região n^- refluam, apressando a extinção da carga acumulada na região n^- , possibilitando o restabelecimento da barreira de potencial e o bloqueio do componente (Pomilio, 2013). Essa lenta capacidade da corrente se extinguir é conhecida como corrente de calda.

Dentre os IGBTs há diferentes classes, que se diferem no processo de fabricação. Dentre seus tipos de estruturas existem as *Trench* e *Punch Through* (PT), e *Non-Punch Through* (NPT).

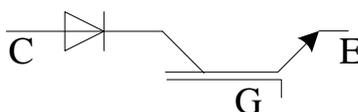
Figura 7 - Estrutura de um IGBT



Fonte: Próprio autor.

Atualmente, a Fuji Electric desenvolve um IGBT com capacidade de suportar tensões negativas (Takei, Odaka, & Fujimoto, 2002), o que é vantajoso para conversores que operam como interruptores bidirecionais em corrente e tensão, pois, diodos em série não são mais necessários. Os IGBTs de tensão reversa ou RB-IGBTs (*Reverse Block IGBTs*) produzem menores tensões de condução comparado a dois dispositivos (interruptor mais diodo em série) o que acarreta em menores perdas. A estrutura básica de um RB-IGBT é similar ao convencional, exceto por uma profunda parede de difusão do coletor, que permite que esse bloqueie tensões reversas (Motto, et al., 2004). Seu modelo equivalente pode ser representado como sendo um diodo em série com um IGBT e é ilustrado na Figura 8.

Figura 8 – Modelo equivalente de um RB-IGBT



Fonte: Próprio autor.

3.4 DEMAIS TRANSISTORES DE POTÊNCIA

3.4.1 Transistores Bipolares de Potência (BJTs)

Utilizados em larga escala até os anos 70, esses dispositivos se comportam durante a condução como os diodos p-i-n injetando portadores de carga minoritários, portanto, possuem pequenas perdas de condução, e por sua vez, como os diodos, sofrem com lentos tempos de bloqueio e tempos de subida da corrente pelo mesmo motivo.

Mas a maior desvantagem dos transistores bipolares frente aos IGBTs e o motivo por terem sido substituídos vem no acionamento, necessitam de uma alta corrente de base ou *gate*, o que causa maior perdas no driver, componentes volumosos e discretos, além de um maior custo. Quase que impraticáveis para altas potências (Baliga, 2008).

3.4.2 Tiristores (SCR, GTO, MCT)

Dentre todos os dispositivos, o retificador controlado de silício (*Silicon-Controlled Rectifier* – SCR) possui o menor custo por kVA e é capaz de controlar as maiores potências (Erickson, 1997). Seu circuito equivalente é constituído de um transistor bipolar pnp e um npn, e é capaz de bloquear tensões positivas e negativas.

A única forma de um SCR se desligar é a corrente chegar a zero, para contornar esse problema o tiristor GTO (*Gate Turn-Off Thyristor* - desligamento pelo *gate*) foi criado, porém correntes muito altas são necessárias para que isso ocorra.

Para controlar a entrada em condução e o bloqueio como os IGBTs ou MOSFETs os MCTs (MOS-controlled Thyristors – Tiristores MOS-controlados) foram criados, porém, assim como os outros tiristores são considerados lentos.

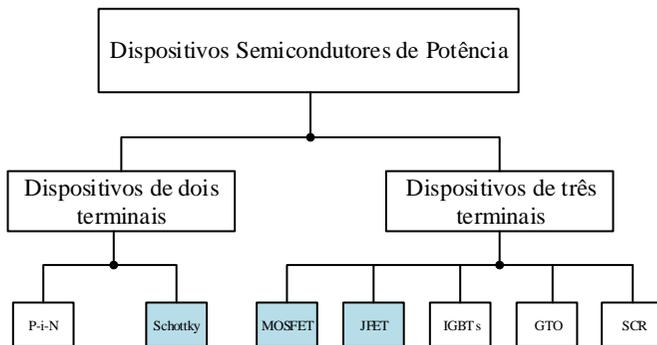
Os tiristores possibilitam comutações em maiores níveis tanto de tensão quanto de corrente. Porém, suas limitações em termos de frequência de comutação, necessidade de circuitos auxiliares de comutação, e complexidade dos circuitos de comando, limitam sua aplicação. Atualmente, são aplicados apenas em sistemas de transmissão em corrente contínua (Batschauer, 2011).

3.4.3 Classificação dos Dispositivos Semicondutores de Potência

A Figura 9 classifica os dispositivos semicondutores de potência explicados nas seções anteriores de forma a configurar os principais,

mostrando a família de dispositivos semicondutores convencionais utilizados atualmente. Dispositivos unipolares estão na cor azul, e são diferenciados por serem constituídos de portadores majoritários de carga.

Figura 9 – Classificação dos Dispositivos Semicondutores de Potência



Fonte: Próprio autor.

4 ESTUDO ANALÍTICO DE PERDAS EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Há diferentes formas de se calcular as perdas em interruptores. Estes podem ser divididos basicamente em modelo físicos, por simulação de passo variável (por exemplo, Spice) e folha de dados de catálogos. Os primeiros, são os quais exigem maior esforço computacional e dependem de parâmetros difíceis de serem obtidos. As simulações também exigem grande esforço pois a precisão exigida está nos tempos de comutação, os quais, são normalmente de períodos pequenos, e as simulações acabem sendo longas e com passo de cálculo extremamente pequeno.

Utilizou-se para a obtenção dos resultados analíticos de perdas em dispositivos semicondutores, os dados fornecidos em catálogos para a obtenção e parametrização das curvas para o ponto de aplicação no conversor de topologia T-NPC. Neste capítulo é apresentada uma introdução sobre o estudo de perdas em semicondutores e abordada a metodologia usada, de forma generalizada.

4.1 CARACTERIZAÇÃO DAS PERDAS EM SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Quando o dispositivo semicondutor está conduzindo determinada quantidade de corrente, há uma queda de tensão entre seus terminais, como explicado nas seções anteriores, devido aos fenômenos físicos dos mesmos. O produto da queda de tensão pela corrente leva a uma potência não aproveitada considerada como perda de condução.

Se a partir de um momento o dispositivo deve bloquear determinada tensão e estava conduzindo corrente, ou vice-versa, a comutação é conhecida como dissipativa (*hard switching*) e também gera perdas, estas conhecidas como de comutação.

A comutação em um dispositivo normalmente ocorre da seguinte forma. Para carga indutiva em um interruptor controlado conduzindo determinada corrente, após o comando (e depois do atraso do comando), a queda de tensão tende para a tensão de bloqueio (V_{DS} ou V_{CE}) aplicada, em uma derivada mais rápida que a corrente que começa a diminuir, até que seja extinguida. Durante esse intervalo, há uma sobreposição de tensão e corrente sobre o interruptor, que como antes, é considerada como perda. O processo de entrada em condução é muito semelhante, porém depende do diodo de roda livre associado a comutação.

Portanto, quanto menor for a queda de tensão no estado ligado do interruptor, menores são as perdas de condução, e por outro lado, quanto

mais rápido for o tempo de subida e descida e quanto menor for a frequência, menores serão as perdas de comutação.

Para o cálculo dessas perdas, é necessário analisar o comportamento dinâmico das entradas em condução e bloqueio de cada tipo de dispositivo, e estar ciente que variam de acordo com a carga, topologia empregada, fatores externos (indutâncias e capacitâncias parasitas) e temperatura, portanto, um árduo trabalho a ser considerado teoricamente. Aproximações que facilitem o cálculo são necessárias, bem como fatores de correção, como por exemplo o cálculo para diferentes temperaturas.

A informação das perdas à temperatura ambiente para IGBTs é irrelevante, pois aumentam consideravelmente com a temperatura devido à corrente de cauda. O mesmo vale para diodos com portadores minoritários (Casanelas, 1994). Além disso conforme di/dt aplicado à um diodo durante a comutação, a recuperação reversa é fortemente influenciada. Segundo (Casanelas, 1994), o tempo de subida típico de um IGBT de 100A é de 300ns, o que corresponde a di/dt de 330A/us, entretanto muitos fabricantes ainda fornecem a recuperação reversa com di/dt de 100A/us em condição favorável para que o diodo tenha melhor recuperação.

4.1.1 Perdas por Condução

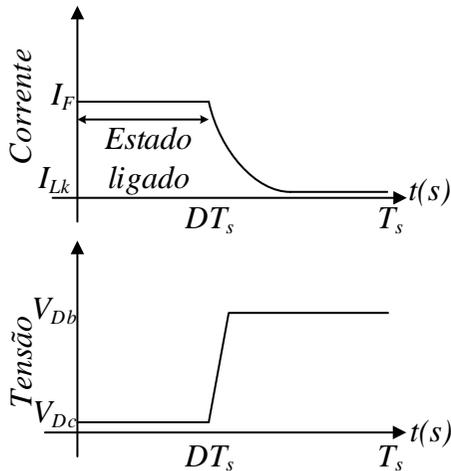
O período de estado ligado (de condução) e desligado (de bloqueio) de um dispositivo é representado na Figura 10. A caracterização do período de condução não tem fatores complexos a serem analisados. A corrente durante a condução é representada por I_F , e I_L é a pequena parcela que representa a corrente de fuga durante o estado em que o interruptor está bloqueado e pode ser desconsiderada (em geral, principalmente para pequenas e médias potências) para o cálculo das perdas, V_{Db} é a tensão direta de bloqueio do interruptor e V_{Dc} a queda de tensão direta de condução. Na Equação (7), D representa a razão cíclica.

As perdas teóricas de condução em um período T_s de comutação podem ser representadas por

$$P_{Cond} = V_{Dc} I_F D / T_s \quad (7)$$

Esse cálculo simplificado se aplica para os interruptores em geral, transistor ou diodo, e segundo alguns autores é bastante fiel à realidade.

Figura 10 – Formas de onda de tensão e corrente durante o período de condução e bloqueio em um dispositivo semiconductor.



Fonte: Próprio Autor.

4.1.2 Perdas por Comutação

Com relação as perdas de comutação, muitos fatores afetam o comportamento da transição de corrente e tensão nos dispositivos. IGBTs apresentam recuperação dos portadores minoritários e causam a corrente de cauda. Diodos bipolares apresentam o mesmo fenômeno e a recuperação reversa ocorre no período de bloqueio. Dispositivos unipolares são normalmente mais rápidos no sentido de tempo de comutação.

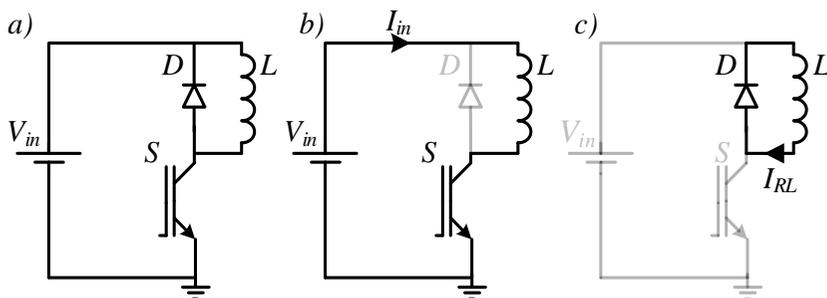
Além disso, nenhum acionamento do interruptor é por assim dizer, ideal, os mais diversos projetos de *layout* e componentes passivos empregados diferenciarão a característica de comutação, agravando quanto maior for a taxa de tensão e corrente pelo tempo (di/dt e dv/dt) devido a capacitâncias e indutâncias parasitas.

O acoplamento entre os circuitos de potência e de comando do interruptor deve ser reduzido ao máximo e é de extrema importância para que não haja influência de um circuito em relação ao outro.

A caracterização das perdas de comutação nos interruptores é feita considerando um interruptor controlado comutando em conjunto com um diodo em roda livre aplicados a uma carga de característica

indutiva. Esta configuração é a mais usual na maioria das aplicações de interruptores em eletrônica de potência e topologias de conversores estáticos e, aplicada à um circuito, pode ser representada com suas etapas de operação pela Figura 10.

Figura 11 – Comutação entre interruptor controlado e diodo de roda livre aplicados à um circuito: *a)* Configuração; *b)* Etapa durante a entrada em condução do interruptor controlado e; *c)* Etapa de operação durante o bloqueio do interruptor controlado.

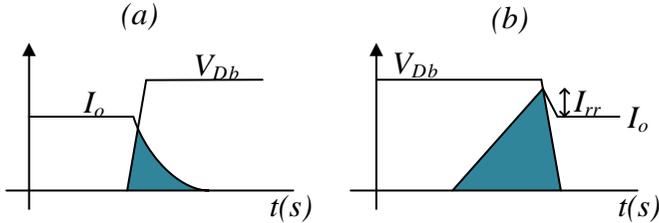


Fonte: Próprio Autor.

Este circuito será abordado mais profundamente no Capítulo 7.

Olhando para o interruptor controlado (S), a dissipação de potência que ocorre durante a comutação pode ser tratada separadamente para a entrada em condução e bloqueio. Considerando o transistor inicialmente em condução, durante o transiente do bloqueio a tensão sobre o mesmo aumenta rapidamente seguida da diminuição da corrente. A corrente que antes passava pelo interruptor, polariza o diodo em roda livre mantendo constante a corrente (I_{RL}) no indutor. Quando o interruptor é acionado novamente, ocorre um período de entrada em condução. Como a corrente no indutor não se altera bruscamente, a corrente no diodo é transferida para o transistor. O diodo bloqueia na extinção da corrente, logo, a tensão sobre o transistor ainda permanece elevada durante o transitório de corrente. A Figura 12 ilustra as formas de onda durante o período de bloqueio e entrada em condução para o interruptor. A região hachurada mostra os intervalos de perdas.

Figura 12 – Formas de onda e regiões de perdas no transistor referentes à: (a) bloqueio e; (b) entrada em condução.



Fonte: Próprio Autor.

onde, I_o é a corrente acumulada na carga, ou pelas etapas descritas acima, no indutor.

Para formas de onda linearizadas e desconsiderando externalidades as perdas na entrada em condução de um transistor em um período de comutação podem ser representadas pela integração do período de entrada em condução da multiplicação instantânea de tensão e corrente sobre o interruptor, multiplicada pela frequência que o mesmo ocorre, como dado por (8):

$$P_{ON} = \left(\int_0^{t_r} i_C(t) v_{CE}(t) dt \right) f_s, \quad (8)$$

$$P_{ON} = \frac{1}{2} t_r I_F V_{Db} f_s$$

De maneira similar, a potência desperdiçada na forma de perdas durante o transitório do bloqueio do interruptor pode ser calculada como

$$P_{OFF} = f_s \int_0^{t_f} i_C v_{CE} dt, \quad (9)$$

$$P_{OFF} = \frac{1}{2} t_f I_F V_{Db} f_s$$

O tempo de entrada e condução e bloqueio é dado por t_r e t_f , respectivamente, e f_s representa a frequência de comutação do interruptor. As perdas teóricas durante o bloqueio e entrada em condução são ilustradas pela Figura 12, onde a área azul demonstra os intervalos de perdas no interruptor.

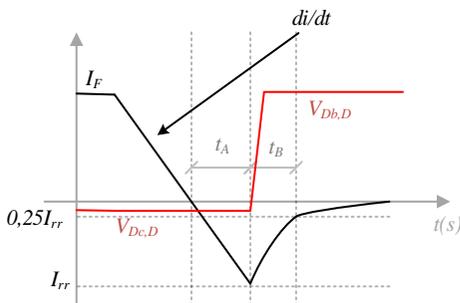
Nota-se na Figura 12(b) que há um adicional de perdas causadas pela influência da recuperação reversa do diodo de roda livre que está associado a condução deste interruptor. Pois enquanto o dispositivo está entrando em condução, a tensão em seus terminais ainda é elevada e a

corrente de recuperação no diodo de roda livre está sendo transferida para ele.

A forma de onda no instante de comutação para diodos é ilustrada na Figura 13. Como no diodo o bloqueio acontece na extinção da corrente, a tensão reversa sobre ele começa a subir no começo do período t_B , a parcela correspondente as perdas se dá durante todo este tempo. Entretanto, a parcela de corrente de recuperação reversa de t_A significa perdas para o transistor, como visto na Figura 12, porque o valor de tensão de bloqueio no mesmo ainda permanece constante. A soma destes dois períodos constitui o tempo de recuperação reversa do diodo (t_{RR}).

Se no caminho de corrente do interruptor e o diodo, ambos estiverem comutando com o mesmo valor de tensão, pode-se considerar a parcela de perdas no transistor causada pela recuperação do diodo, somada com as perdas no próprio diodo em função de seu tempo de recuperação conforme a Equação (10) e Equação (11).

Figura 13 - Comportamento da corrente e tensão sobre o diodo no instante de comutação



Fonte: Próprio Autor.

Portanto, na Equação (10), a integral à esquerda, refere-se às perdas no transistor causadas pelo diodo, resultando em

$$P_{RR} = \left(\int_0^{t_A} \frac{(I_o + I_{RR}) - I_o}{t_A} t \, dt + \int_0^{t_B} \frac{I_{RR}}{t_B} t \, dt \right) f_s V_{Db,D} = \frac{1}{2} V_{Db,D} I_{RR} t_{RR} f_s \quad (10)$$

$$P_{RR} = \frac{1}{2} V_{Db,D} I_{RR} t_{RR} f_s \quad (11)$$

Com relação ao tempo de cada intervalo, baseado em comportamentos experimentais em (Bascopé & Perin, 1997), assume-se que

$$t_A = \frac{2}{3} t_{RR} \quad \text{e} \quad t_B = \frac{1}{3} t_{RR} \quad (12)$$

4.1.3 Caracterização do comportamento da comutação considerando as capacitâncias parasitas

O comportamento do dispositivo MOSFET considerando as capacitâncias é descrito baseado em (Gravoac, Purschel, & Kiep, 2006), (Shen & Krishnamurthy, 2012). Para IGBTs acontece praticamente os mesmos fenômenos na entrada em condução, porém no bloqueio o dispositivo se comporta basicamente dependendo da retirada dos portadores minoritários da junção.

Como é visto na Figura 14, as capacitâncias do transistor MOSFET são altamente não lineares e dependem principalmente da tensão V_{DS} do MOSFET.

Para a entrada em condução do interruptor, inicialmente a tensão de gate passa de zero (ou negativa) para a tensão de acionamento. A corrente de *gate* é então dada por

$$I_G(t) = \frac{V_{GG} - V_{GS}(t)}{R_G} = C_{GS} \frac{dV_{GS}(t)}{dt} + C_{GD} \left(\frac{dV_{GS}(t)}{dt} - \frac{dV_{DS}}{dt} \right) \quad (13)$$

onde V_{GG} é a tensão de acionamento fornecida pelo driver, V_{GS} a tensão entre *gate* e *source*, R_G a resistência do *gate* e V_{DS} a tensão entre os terminais dreno-*source*. Dado que

$$\tau = R_G (C_{GD} + C_{GS}) = R_G C_{iss} \quad (14)$$

A equação da tensão de *gate* do interruptor durante o carregamento da capacitância de entrada torna-se

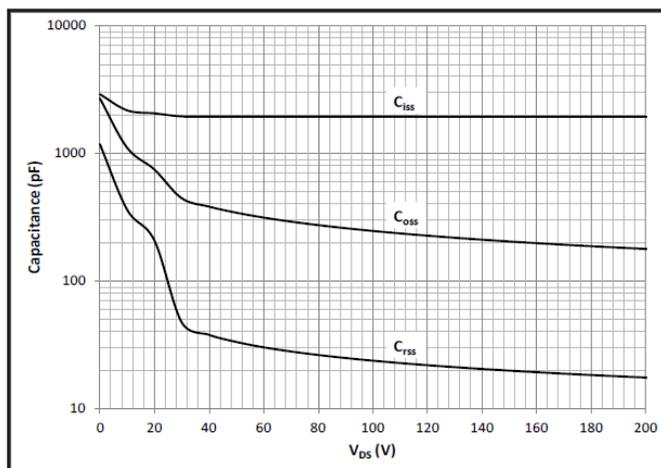
$$V_{GS}(t) = [V_{GG} - V_{GS}(t_0)] \left(1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau}} \right) + V_{GS}(t_0) \quad (15)$$

A tensão aumenta até chegar na tensão de limiar (ou *threshold*) do interruptor, V_{th} . O tempo desta etapa é conhecido como tempo de atraso e é dado por

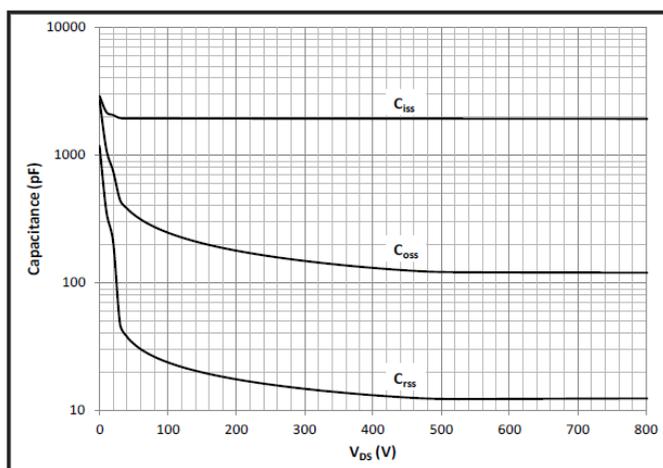
$$t_d = \tau \ln \left(\frac{V_{GG} - V_{GS}(t_0)}{V_{GG} - V_{th}} \right) \quad (16)$$

Figura 14 – Variação do valor das capacitâncias de um MOSFET sob diferentes valores de tensão V_{DS} : a) para V_{DS} de 0 a 200V e; b) Para V_{DS} de 0 a 800V.

a)



b)



Fonte: (CREE, 2012).

Durante este tempo não há perdas no interruptor, pois a corrente ainda permanece nula. A tensão de limiar possui coeficiente de temperatura negativo, ou seja, é menor conforme o aumento da temperatura no interruptor.

Quando a tensão de *gate* de limiar do interruptor é alcançada, a corrente flui sobre o dispositivo e começa a aumentar regida pela seguinte equação

$$I_D(t) = gm(V_{GS}(t) - V_{th}) \quad (17)$$

Onde gm é a transcondutância e depende da tensão de *gate*. O tempo desta etapa é conhecido como tempo de subida ($t_{r,i}$) do interruptor (de corrente) e é dado por

$$t_{r,i} = \tau \ln \left(\frac{gm(V_{GG} - V_{th})}{gm(V_{GG} - V_{th}) - I_D} \right) \quad (18)$$

Se for considerado em uma etapa que haja recuperação reversa de algum diodo, a etapa dura até que a corrente alcance o patamar de $I_D + I_{rr}$, sendo I_{rr} o pico da corrente de recuperação reversa. Durante este tempo a tensão ainda é considerada como sendo a tensão de bloqueio do interruptor, V_{DS} .

Alcançado o patamar da corrente da carga, o diodo envolvido na comutação não possui mais corrente e é então bloqueado. A tensão de bloqueio passa a ser transferida do interruptor para o diodo. E a capacitância C_{oss} começa a ser descarregada.

Neste período a tensão V_{GS} permanece constante com o valor de tensão conhecido como tensão de *plateau*, $V_{GS,pl}$, até que a tensão no interruptor atinja o valor de queda de tensão de condução. Como a tensão V_{GS} é constante, a corrente de *gate* carrega apenas a capacitância *gate*-dreno, ou capacitância Miller, e é dada por

$$I_G = \frac{V_{GG} - V_{GS,pl}}{R_G} \quad (19)$$

E também pode ser representada por

$$I_G = C_{GD} \frac{d(V_{GS} - V_{DS})}{dt} \quad (20)$$

Como a tensão V_{GS} permanece constante durante o período, sua derivada em relação ao tempo é nula. Já a tensão V_{DS} varia desde o valor

de tensão de bloqueio que o interruptor estava submetido, V_{DD} , até o valor em seu estado de condução, $V_{DS,on}$. Logo, igualando (19) e (20), o tempo para que o valor da tensão em cima do interruptor vá para o valor de condução é dado por

$$t_{f,v} = (V_{DD} - V_{DS,on}) \frac{R_G C_{GD}}{(V_{GG} - V_{GS,pl})} \quad (21)$$

Como visto na Figura 14, C_{GD} é altamente não linear e variante com relação a V_{DS} . Em (Gravoac, Purschel, & Kiep, 2006) uma aproximação é efetuada utilizando dois pontos da curva. Quando a tensão V_{DS} está entre o valor total e $V_{DS}/2$, é utilizado o valor da capacitância referente à tensão V_{DS} , portanto, $C_{GD,1} = C_{GD}(V_{DD})$. Já quando o valor da tensão está entre metade de V_{DS} e $V_{DS,on}$ o valor de capacitância utilizado é em relação à tensão $V_{DS,on}$, ou seja, $C_{GD,2} = C_{GD}(V_{DS,on})$.

Esse método realiza uma média entre os tempos de descida da tensão sobre o interruptor dentre os dois pontos, logo

$$t_{f,v} = \frac{t_{f,v1} + t_{f,v2}}{2} \quad (22)$$

Onde

$$\begin{aligned} t_{f,v1} &= (V_{DD} - \frac{V_{DD}}{2}) \frac{R_G C_{GD}(V_{DD})}{(V_{GG} - V_{GS,pl})} \text{ e} \\ t_{f,v2} &= (\frac{V_{DD}}{2} - V_{DD,on}) \frac{R_G C_{GD}(V_{DD,on})}{(V_{GG} - V_{GS,pl})} \end{aligned} \quad (23)$$

No período de subida da tensão, a corrente de *gate* é representada como sendo

$$I_{G,(ON)} = \frac{V_{GG} - V_{pl}}{R_G} \quad (24)$$

Passados os períodos descritos, a entrada em condução se encerra.

Para o bloqueio o processo ocorre basicamente de forma reversa e não será discutido em detalhes. Entre as principais diferenças estão (Gravoac, Purschel, & Kiep, 2006):

- Não há recuperação reversa associada
- A corrente de *gate* durante o *plateau* é dada por

$$I_{G,off} = -\frac{(V_{pl} - V_{GG}^-)}{R_G} \quad (25)$$

- Tensão de subida no MOSFET é dada como:

$$t_{r,v1} = (V_{DD} - V_{DD,on}) \frac{C_{GD}(V_{DD})}{I_{G,off}} \quad (26)$$

$$t_{r,v2} = (V_{DD} - V_{DD,on}) \frac{C_{GD}(V_{DD,on})}{I_{G,off}} \quad (27)$$

Logo, o tempo de subida da tensão pode ser representada como

$$t_{r,v} = \frac{t_{r,v1} + t_{r,v2}}{2} \quad (28)$$

4.2 PERDAS TEÓRICAS PARA MODULAÇÃO PWM SENOIDAL

As perdas teóricas apresentadas até aqui podem ser aproximadas de forma suficiente para aplicações onde a largura de pulso é constante e a corrente de comutação dos interruptores é sempre a mesma. Para retificadores ou inversores se torna mais complexo aplicar estas aproximações, devido às variações da modulação por largura de pulso (PWM) senoidal.

Nesta seção são apresentadas expressões para o cálculo de perdas em conversores operando através de acionamento por modulação por largura de pulso senoidal. Este tipo de modulação é normalmente empregado em inversores de dois ou mais níveis, e em retificadores totalmente controlados, os quais fazem parte do foco deste trabalho.

Algumas diferenças existem em relação ao método convencional por se tratar de uma corrente não constante, mas variável senoidalmente em função da variação da largura de pulso no período de comutação.

O artigo proposto por Casanellas (Casanellas, 1994) apresentou um método de calcular as perdas teóricas para inversores utilizando IGBTs, mas que segundo o autor, com pequenas modificações também poderiam ser aplicadas a MOSFETs. Apesar de algumas das expressões apresentadas por ele ainda serem válidas atualmente, o cálculo da energia de comutação, principalmente no que diz respeito ao bloqueio, é válido apenas para a segunda geração de IGBTs, e parte do cálculo foi obtido empiricamente e de lá para cá a tecnologia avançou.

Em (Kolar & Zach, Losses in PWM inverters using IGBTs, 1995), a teoria é apresentada de forma similar, mas para modulação descontínua, não abordada neste trabalho. Drofenik e Kolar (Drofenik & Kolar, 2005) apresentam um estudo mais recente na mesma linha de Casanellas, porém com foco em simulação computacional, e demonstram a metodologia por aproximações de ordem superiores das curvas fornecidas pelos fabricantes dos dispositivos, tanto para as perdas de condução através da variação da tensão sobre o interruptor em função da corrente, quanto para a comutação, através das curvas de energia fornecidas. Interpolações são feitas como forma de obter parametrização das curvas para operar em diferentes temperaturas das fornecidas pelo *datasheet*, quando forem apresentados ensaios e condições de teste em mais de uma temperatura.

Neste trabalho, opta-se por utilizar a mesma linha convencional de cálculo para perdas de condução, apresentada nas referências citadas por apresentarem grande fidelidade e pouca complexidade. Para a comutação, em IGBTs é utilizado as curvas de energia fornecidas pelo fabricante. MOSFETs são mais sensíveis a variações de parâmetros externos e alguns fabricantes não fornecem a curva de energia. Portanto, é feita a comparação entre a metodologia de cálculo através das capacitâncias intrínsecas, e, quando fornecido, as curvas de energia de comutação.

4.2.1 Cálculo de Perdas Através da Folha de Dados do Fabricante

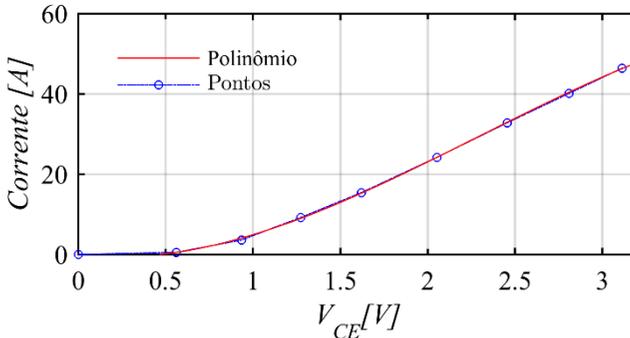
A partir da curva fornecida pela folha de dados do fabricante, é possível extrair a característica da variação da tensão em condução do interruptor pela corrente que flui sobre esse, aproximando-a por coeficientes de ordens superiores através de regressão como feito no exemplo na Figura 15. Com isso a equação da queda de tensão torna-se dependente da corrente de operação, e obtendo a equação das perdas em condução integrando o produto da tensão e corrente quase instantânea em um período de comutação as perdas são encontradas. A Equação (29) representa a tensão sobre um interruptor S_x com relação a corrente que passa sobre o mesmo através de uma equação de segunda ordem.

$$. V_{CE}(\omega t) = k_2 i_{S_x}(\omega t)^2 + k_1 i_{S_x}(\omega t) + k_0 \quad (29)$$

O mesmo método de regressão pode ser aplicado às curvas de energia de comutação se essas forem especificadas nas mesmas condições (ou próximas) das oferecidas no *datasheet* do fabricante do dispositivo

semicondutor empregado. Maiores detalhes são apresentados na Seção 6.2.

Figura 15 – Aproximação dos pontos obtidos por polinômio de segundo grau através da folha de dados do fabricante para tensão de condução de dispositivo semicondutor de potência, e pontos extraídos da curva fornecida.



Fonte: Próprio Autor.

Seguindo a linha de Casanellas para as perdas de condução em IGBTs, através da curva do fabricante adquire-se a resistência no estado ligado ($R_{IGBT(ON)}$) tomando dois pontos próximos a região de operação. Aproximando os pontos por uma linha reta, e observando o ponto que toca o eixo de tensão, extrai-se a tensão de limiar ($V_{CE(th)}$), sempre com a curva fornecida de temperatura mais elevada. Com esses dois parâmetros as perdas de condução para o IGBT já se tornam bem próximas do que deve ser obtido experimentalmente, sendo que a potência dissipada em um período de modulação pode ser expressa como

$$P_{IGBT(ON)} = R_{IGBT(ON)} I_{RMS}^2 + V_{CE(th)} I_{med} \quad (30)$$

Onde I_{RMS} e I_{med} são as correntes médias e eficazes que passam sobre o dispositivo em que as perdas estão sendo calculadas.

Para os MOSFETs a metodologia é a mesma, apenas com a diferença de que praticamente não há tensão de limiar e, portanto, essa pode ser considerada como nula.

5 APLICAÇÃO DO ESTUDO DE PERDAS

Neste capítulo a metodologia apresentada de obtenção de perdas analíticas é aplicada ao conversor. Para condução utilizou-se o método de Casanellas (Casanellas, 1994), e para comutação as curvas de energias fornecidas foram aproximadas por polinômios de segunda ordem. Para as últimas, quando fora do ponto de operação, foram efetuadas correções quando fornecida pelo catálogo.

Para melhor entendimento, antes é apresentado um breve resumo sobre o funcionamento do conversor de estudo de caso a respeito de etapas de operação e esforços de corrente e tensão.

5.1 ESTUDO DA TOPOLOGIA PARA APLICAÇÃO

Devido a disponibilidade de um conversor já desenvolvido e de tecnologia atual preparado para o emprego de diferentes tipos de dispositivos semicondutores de potência, optou-se por utilizar o conversor de topologia três níveis de ponto médio grampeado Tipo-T (T-NPC) trifásico, com o mesmo *layout* do desenvolvido em (Heerd, 2013), para aplicação do estudo das perdas.

Este conversor é interessante no ponto de vista de comutação. Pois apesar de necessitar que metade dos interruptores suportem a tensão total do barramento, a comutação dos mesmos é realizada com metade da tensão total. Isso motivou a implementação de um circuito experimental para obtenção dos parâmetros dos dispositivos, pois os catálogos normalmente oferecem curvas de energia de comutação para tensões próximas a tensão V_{RRM} .

Como o conversor é trifásico, e a quatro fios, pode-se opera-lo de maneira independente, em cada uma de suas três fases. Então, será feita a comparação de rendimento e temperatura no dissipador para diferentes combinações de transistores em uma mesma fase. Assim, com os resultados através do conversor *Chopper*, a validação destes será efetuada.

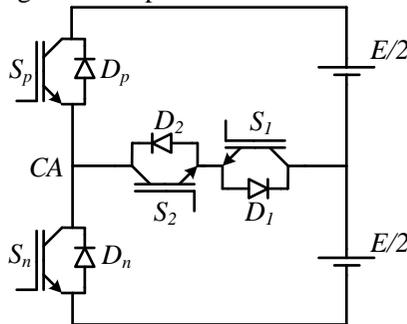
A temperatura dos dissipadores será prevista com os resultados alcançados previamente com o circuito de pulsos, estimando através dos parâmetros de resistência térmica dos dispositivos.

5.1.1 NPC Tipo-T e quadrantes de operação

O conversor de topologia NPC Tipo-T tem a característica de ser geométrico em relação aos caminhos de corrente em função da comutação dos interruptores (Semikron, 2012). A Figura 16 apresenta a topologia do

conversor em questão. Esse possui quatro transistores e quatro diodos em antiparalelo, onde os dois transistores na vertical (S_p e S_n) compõem o braço do conversor e são os responsáveis pela imposição da tensão de metade do barramento ($E/2$) positivo (S_p) e negativo (S_n) na carga, sendo complementares, evitando um curto circuito do barramento total (E). Já os dois transistores internos (S_1 e S_2) são os responsáveis pelo grampeamento do neutro na carga, impondo valor de tensão zero, sendo S_2 complementar a S_p , prevenindo o curto de metade do barramento total, e S_1 complementar a S_n pelo mesmo motivo.

Figura 16 – Topologia NPC Tipo-T



Fonte: Próprio autor.

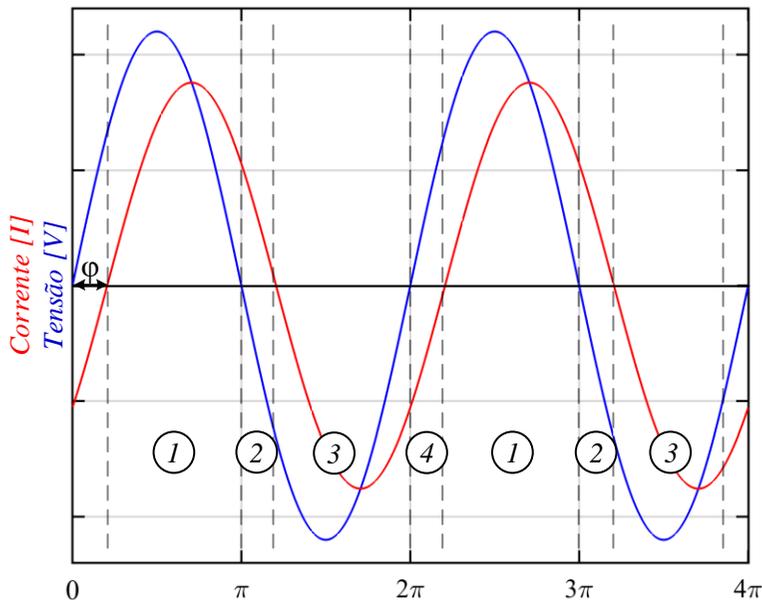
Os esforços de tensão são do valor do barramento total nos componentes semicondutores do braço, e de metade do barramento nos componentes internos, devido as características de comutação dos componentes explicadas adiante.

Figura 17 mostra uma tensão senoidal (linha azul) e a corrente relacionada (linha vermelha) para uma carga indutiva no lado CA do conversor, a defasagem φ entre elas, e a divisão da operação do conversor por quadrantes, feita da seguinte forma:

- Quadrante 1 – Corrente e tensão positivas
- Quadrante 2 – Corrente positiva e tensão negativa
- Quadrante 3 – Corrente e tensão negativa
- Quadrante 4 – Corrente negativa e tensão positiva

Para $\cos \varphi = 1$, tensão e corrente sem defasagem, apenas os quadrantes 1 e 3 fazem parte da operação, já para $\cos \varphi = -1$, 180° de defasagem, apenas os quadrantes 2 e 4 é que são ativos. Entre esses valores a defasagem muda assim como o tempo de cada quadrante de operação.

Figura 17 - Corrente e tensão do conversor no lado CA defasadas para carga indutiva e quadrantes de operação

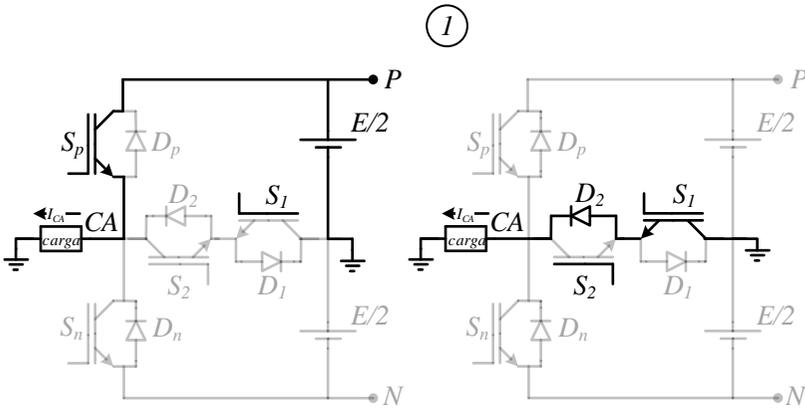


Fonte: Próprio autor.

Em operação normal, a comutação sempre afeta dois interruptores do meio e um de fora (ou do braço).

No quadrante de operação 1 (Figura 18) tensão e corrente positivas, a corrente I_{CA} flui em direção à carga. A comutação se mantém entre S_p e S_1/D_2 durante todo o tempo do quadrante de operação. A corrente provém da fonte de tensão positiva para o terminal CA quando S_p é acionado, e do neutro (através da energia armazenada na etapa anterior) quando esse é comandado a bloquear. S_1 se mantém ligado todo o tempo, e quando S_p está ligado o diodo D_2 é o responsável por grampear a tensão de metade do barramento evitando o curto circuito.

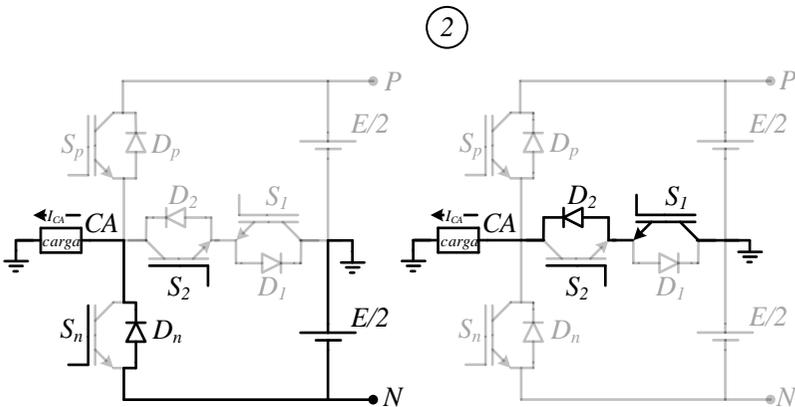
Figura 18 - Quadrante de operação 1



Fonte: Próprio autor.

No quadrante de operação 2 (Figura 19) a corrente ainda é positiva enquanto que a tensão é negativa, a comutação acontece entre D_n e S_1/D_2 durante todo o tempo do setor de operação. A corrente provém da fonte de tensão negativa para o terminal CA quando S_1 está bloqueado, e do neutro quando esse é comandado a entrar em condução. S_2 se mantém ligado todo o tempo, porém a corrente não flui sobre ele devido ao sentido, e quando S_1 está bloqueado, graças ao grampeamento efetuado pelo diodo D_1 prevenindo o curto circuito da metade do barramento.

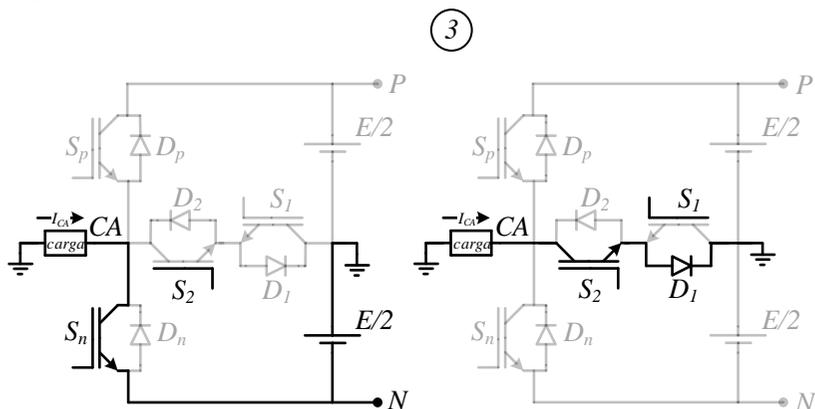
Figura 19 - Quadrante de operação 2



Fonte: Próprio autor.

A Figura 20 ilustra os caminhos de condução do quadrante de operação 3, a corrente é comutada através de S_n e os interruptores internos S_2 e D_1 . O sentido da corrente durante esse tempo provém do terminal CA da carga para o barramento. S_2 permanece acionado todo o tempo enquanto que o estado de S_n é o responsável pelo caminho da corrente, ao mesmo tempo, quando esse último está conduzindo o diodo D_1 fica encarregado de evitar o curto circuito da fonte de tensão da metade negativa do barramento.

Figura 20 - Quadrante de Operação 3

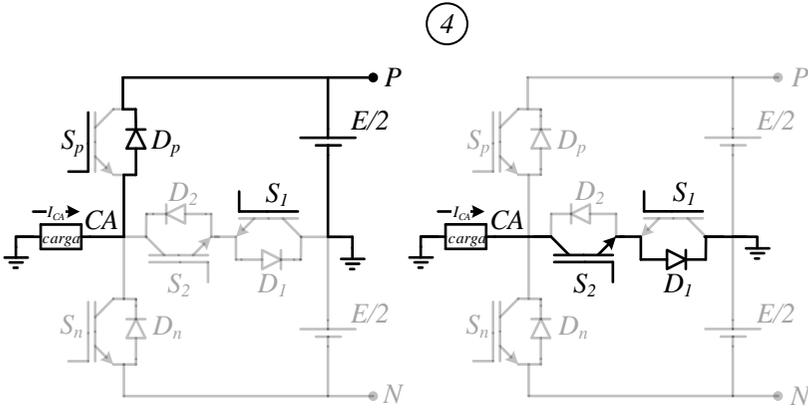


Fonte: Próprio autor.

E por último, a Figura 21 mostra o quadrante de operação 4, nele a comutação ocorre entre os dispositivos semicondutores D_p e S_2/D_1 e a tensão é positiva e a corrente negativa. S_2 é o interruptor decisivo no caminho da corrente e quando este está no estado ligado, D_2 é o responsável pela proteção contra um possível curto da fonte de tensão do barramento positivo. S_1 permanece o tempo todo ligado, mas nenhuma corrente flui pelo dispositivo.

Na análise acima fica evidente o comportamento simétrico do conversor, os quadrantes 1 e 3, e 2 e 4 são completamente duais no que diz respeito a semicondutores em operação, sentido da corrente e polaridade da tensão na carga. Os componentes semicondutores do meio sofrem um esforço maior de corrente que os do braço, pois a corrente flui sobre eles em dois dos quatro quadrantes de operação, já os esforços de tensão nos interruptores externos são o dobro dos internos pois os primeiros quando não estão em condução suportam a tensão total do barramento.

Figura 21 - Quadrante de Operação 4



Fonte: Próprio autor.

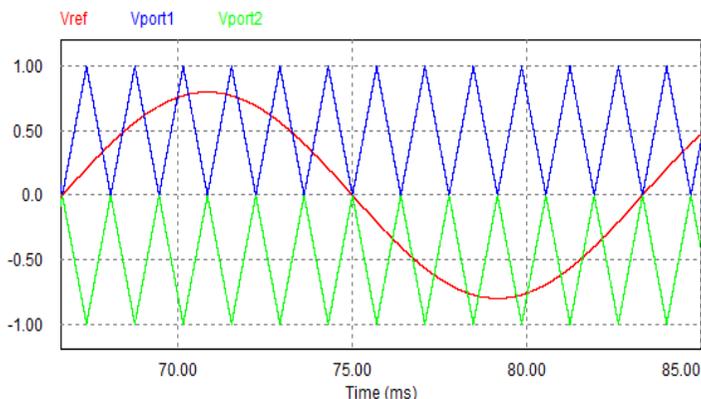
5.1.2 Esforços de corrente sobre os dispositivos

A modulação escolhida para a análise das perdas, é a POD (*Phase Opposition Disposition*), onde as portadoras acima do nível zero estão em disposição de 180° em relação às abaixo (vide Figura 22).

Para a portadora positiva, S_p e S_2 são complementares, em contrapartida, S_n e S_1 são para a negativa. As equações variantes no tempo da função razão cíclica (δ) de cada transistor referente a modulação POD são representadas de acordo com a Equação (31), onde M é o índice de modulação expresso pela divisão da amplitude do sinal modulado pela amplitude da portadora.

$$\begin{aligned}
 \delta_{S_p}(\omega t, M) &= \begin{cases} M \cdot \text{sen}(\omega t) & , \text{ se } 0 \leq \omega t < \pi \\ 0 & , \text{ se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \\
 \delta_{S_n}(\omega t, M) &= \begin{cases} 0 & , \text{ se } 0 \leq \omega t < \pi \\ M \cdot \text{sen}(\omega t - \pi) & , \text{ se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \\
 \delta_{S_2}(\omega t, M) &= \begin{cases} 1 - M \cdot \text{sen}(\omega t) & , \text{ se } 0 \leq \omega t < \pi \\ 1 & , \text{ se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \\
 \delta_{S_1}(\omega t, M) &= \begin{cases} 1 & , \text{ se } 0 \leq \omega t < \pi \\ 1 - M \cdot \text{sen}(\omega t - \pi) & , \text{ se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases}
 \end{aligned} \tag{31}$$

Figura 22 – Modulação POD em um sinal senoidal



Fonte: Próprio autor.

É importante evidenciar que durante a variação da razão cíclica dos interruptores controlados não necessariamente significa que a corrente está passando por eles durante o intervalo. No primeiro quadrante por exemplo, embora S_2 esteja comutando, a corrente que passa por ele é nula devido ao sentido da corrente de carga que polariza o diodo em antiparalelo.

Como mencionado anteriormente, a corrente média no interruptor S_p é a mesma que a corrente no interruptor S_n , assim como S_1 e S_2 . Considerando que a corrente de saída do conversor seja senoidal e com um atraso entre a corrente e tensão de saída (ϕ), é possível encontrar os valores aproximados de esforços de corrente sobre os interruptores para que a metodologia de Casanellas possa ser aplicada para perdas de condução. Seja

$$i_o = I_p \text{ sen}(\omega t - \phi) \quad (32)$$

Onde i_o é a corrente de saída. A corrente média nos dispositivos semicondutores de potência do tipo transistor é expressa pelas equações (33) à (36). Em S_p

$$I_{med,S_p} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} i_o(\omega t) \delta_{S_p}(M, \omega t) d\omega t \quad (33)$$

$$I_{med,S_p} = \frac{I_p M}{4\pi} [(\pi - \phi) \cos \phi + \text{sen} \phi] \quad (34)$$

Já em S_I

$$I_{med,S_1} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\phi}^{\pi} i_o(\omega t) \overline{\delta_{S_p}}(M, \omega t) d\omega t + \int_{\pi}^{\pi+\phi} i_o(\omega t) \delta_{S_1}(M, \omega t) d\omega t \right) \quad (35)$$

$$I_{med,S_1} = \frac{I_p}{4\pi} [4 + 2M(\phi \cos \phi - \text{sen} \phi) - M\pi \cos \phi] \quad (36)$$

A corrente eficaz sobre os dispositivos segue a mesma lógica e é expressa pelas equações (37) à (40). Em S_p

$$I_{RMS,S_p} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} \left(i_o(\omega t) \sqrt{\delta_{S_p}}(M, \omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (37)$$

$$I_{RMS,S_p} = \frac{I_p^2 M}{6\pi} [1 + \cos \phi]^2 \quad (38)$$

Já em S_I

$$I_{RMS,S_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\phi}^{\pi} \left(i_o(\omega t) \sqrt{\delta_{S_p}}(M, \omega t) \right)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{\pi+\phi} \left(i_o(\omega t) \sqrt{\delta_{S_1}}(M, \omega t) \right)^2 d\omega t \right]} \quad (39)$$

$$I_{RMS,S_1} = \frac{I_p^2}{12\pi} [3\pi - 4M(1 + \cos(\phi)^2)] \quad (40)$$

Os esforços de corrente nos dispositivos do tipo diodo podem ser representados pela corrente média sobre os mesmos como

$$I_{med,D_p} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\phi} |i_o(\omega t)| \delta_{S_2}(M, \omega t) d\omega t \right] \quad (41)$$

$$I_{med,D_p} = \frac{MI_p}{4\pi} (\text{sen} \phi - \phi \cos \phi) \quad (42)$$

$$I_{med,D_1} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\phi} |i_o(\omega t)| \delta_{S_p}(M, \omega t) d\omega t + \int_{\pi+\phi}^{2\pi} |i_o(\omega t)| \delta_{S_1}(M, \omega t) d\omega t \right] \quad (43)$$

$$I_{med,D_1} = \frac{I_p}{4\pi} [4 + 2M(\phi \cos \phi - \text{sen} \phi) - M\pi \cos \phi] \quad (44)$$

E pela corrente eficaz através de

$$I_{RMS,D_p} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\phi (|i_o(\omega t)| \sqrt{\delta_{S_2}(M, \omega t)})^2 d\omega t} \quad (45)$$

$$I_{RMS,D_p} = \frac{MI_p^2}{6\pi} (1 - \cos \phi)^2 \quad (46)$$

$$I_{RMS,D_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^\phi [|i_o(\omega t)| \sqrt{\delta_{S_p}(M, \omega t)}]^2 d\omega t + \int_{\pi+\phi}^{2\pi} [|i_o(\omega t)| \sqrt{\delta_{S_1}(M, \omega t)}]^2 d\omega t \right\}} \quad (47)$$

$$I_{RMS,D_1} = \frac{I_p^2}{12\pi} [3\pi - 4M(1 + \cos \phi^2)] \quad (48)$$

Com isso a Equação (30) pode ser aplicada para o conversor de estudo, e as perdas de condução são encontradas através da linearização das curvas de tensão de condução dos interruptores.

6 RESULTADOS ANALÍTICOS E DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados analíticos das perdas e os resultados de simulação utilizando os métodos apresentados no Capítulo 4 e aplicando no conversor abordado no Capítulo 5. Os analíticos são obtidos através do software Mathcad® e os de simulação através da ferramenta Thermal Module do PSIM®.

Quando for mencionado resistência de *gate* entende-se como a resistência total de *gate* incluindo a resistência interna do interruptor. Para o resistor adicionado ao *gate*, menciona-se resistência externa de *gate*. A expressão “o cálculo teórico das perdas” remete aos cálculos realizados a partir das informações fornecidas pelo *datasheet* do interruptor, os quais, provém de ensaios realizados pelos fabricantes e, portanto, não são teóricos, mas por conveniência são descritos assim.

6.1 ESCOLHA DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

A aplicação do conversor NPC Tipo-T é feita para tensão de barramento constante $E=800V$, e para se ter uma margem de segurança em relação a tensão de avalanche define-se que os dispositivos S_1 e S_2 possuem tensão máxima de operação de 600V e os dispositivos do braço vertical terão tensão máxima de bloqueio de 1200V.

O critério de escolha é baseado na busca por dispositivos mais atuais de tecnologia e materiais distintos, na faixa de corrente máxima, em temperatura de junção, próxima de 100°C dentre 20 e 40A. Optou-se por dispositivos que tivessem o encapsulamento TO-247 devido ao *layout* do conversor de aplicação já ser concebido.

A Tabela 2 apresenta os dispositivos em questão e suas principais características obtidas em sua folha de dados.

Tabela 2 - Dispositivos escolhidos para o estudo de perdas aplicado em conversor estático e características – tensão de avalanche, material fabricado, tensão de condução e máxima corrente contínua.

Dispositivo	Máxima Tensão de Bloqueio	Material	Características Típicas
IGBT 1 (IGW40N120H3)	1200V	Si	$V_{CE(ON)}=2,50V$ (@25A;150°C) $I_C=25A$ (@ T_C 100°C)

IGBT2 (IRG7PH42UD)	1200V	Si	$V_{CE(ON)}=2,60V$ (@33A;125°C) $I_C=45A$ (@ T_C 100°C)
MOSFET 1 (SCH2080KE)	1200V	SiC	$R_{DS(ON)}=0,125\Omega$ (@150°C) $I_D=28A$ (@ T_C 100°C)
MOSFET2 (CMF20120D)	1200V	SiC	$R_{DS(ON)}=0,095\Omega$ (@135°C) $I_C=24A$ ($T_C@100^\circ C$)
IGBT 3 (IRG4PC50W)	600V	Si	$V_{CE(ON)}=1,71V$ (@27A;150°C) $I_C=27A$ (@100°C)
IGBT 4 (IRG5060PD1)	600V	Si	$V_{CE(ON)}=0,135\Omega$ (@175°C) $I_C=24A$ (@ T_C 100°C)
RB-IGBT (FGW85N60RB)	600V	Si	$V_{CE(ON)}=2,95V$ (@85A) $I_C=85A$ (@150°C)
HEMT MOSFET (TPH3205WS)	600V	Si	$R_{DS(ON)}= 0,12\Omega$ (@24A;175°C) $I_D=25A$ (@150°C)
Diodo 1 (IRG7PH42UD)	1200V	Si	$V_F=2,6V$ (@ $T_C=125^\circ C$) $I_F=30A$ (@ $T_C=80^\circ C$) $t_{rr} = 269 ns$ (@ $I_F = 30 A$)
Diodo 2 (SCH2080KE)	1200V	SiC	$V_F=2,2V$ (@175°C) $I_F=27A$ (@ T_C 175°C)
Diodo 3 (SDP30S120)	1200V	SiC	$V_F=2,4V$ (@175°C) $I_F=30A$ (@ $T_C=145^\circ C$)
Diodo 4 (ISL9R3060P2)	600V	Si	$V_F=1,7V$ (@ $T_C=125^\circ C$) $I_F=30A$ (@ $T_C=125^\circ C$)

			$t_{tr} = 110 \text{ ns}$ (@ $I_F = 30 \text{ A}$)
Diodo 5 (FGW85N60RB)	600V	Si	$V_F = 1,3\text{V}$ (@ $T_C = 150^\circ\text{C}$) $I_F = 30\text{A}$ (@ $T_C = 125^\circ\text{C}$) $t_{tr} = 60 \text{ ns}$ (@ $I_F = 30 \text{ A}$)
Diodo 6 (IRGP50B60PD1)	600V	Si	$V_F = 1,8\text{V}$ (@ 150°C) $I_F = 30\text{A}$ (@ $T_C = 115^\circ\text{C}$)
Diodo 7 (IDW30G65C5)	650V	SiC	$V_F = 2,4\text{V}$ (@ 175°C) $I_F = 30\text{A}$ (@ $T_C = 145^\circ\text{C}$)

6.2 CÁLCULO DE PERDAS ANALÍTICAS UTILIZANDO O SOFTWARE MATHCAD

Através das equações (31)-(39) pode-se representar o comportamento do conversor de forma analítica através do software Mathcad. As curvas de energia e de queda de tensão dos *datasheets* são extraídas através do aplicativo Datathief. Através de um *print screen* com a imagem da curva na tela, este é capaz de representar o gráfico colocando como entrada os limites dos eixos dos gráficos, unidades, e se o eixo está em escala logarítmica ou não. Com isso, torna-se mais prático e preciso a extração dos pontos.

Um polinômio característico é obtido a partir dos pontos. A função *polyfit* do Mathcad® pode ser utilizada (outros softwares como o Excel® ou Matlab® também realizam funções semelhantes).

Este polinômio torna a energia dependente da corrente que flui pelo interruptor no momento da comutação e é normalmente aproximado por uma função de segunda ordem.

A corrente por sua vez, é dependente da frequência angular e ângulo de defasagem entre a tensão como mostra a Equação (32). A energia de comutação é então representada como na Equação (49) para o intervalo de comutação do interruptor S_p com frequência de comutação de valor f_s . O mesmo se aplica para S_2

$$\begin{aligned}
 E_{sw,S_x} &= k_2 i_{S_x}(\omega t)^2 + k_1 i_{S_x}(\omega t) + k_0 \\
 P_{sw,S_p} &= \frac{f_s}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi} E_{sw,S_p}(\omega t) d\omega t \\
 P_{sw,S_2} &= \frac{f_s}{2\pi} \int_0^{\phi} E_{sw,S_p}(\omega t) d\omega t
 \end{aligned} \tag{49}$$

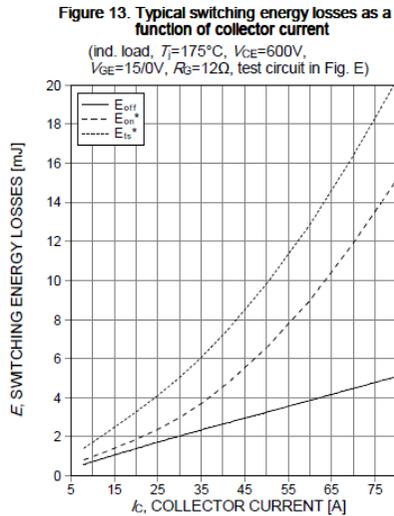
Vale ressaltar, que esta equação é somente válida para a tensão de ensaio da folha de dados do fabricante e temperatura. Outros fatores como resistor de *gate*, diodo de roda livre e tensão de *gate* também influenciam, no caso de IGBTs, principalmente na energia de entrada em condução. Na subseção posterior, serão exemplificados métodos de parametrização destas condições. A Figura 23 é um exemplo de curva fornecida pelo fabricante, nota-se abaixo da legenda da figura as informações sobre condições de ensaio do interruptor IGW40N120H3. Este é um IGBT sem o diodo interno.

Além disso, é importante também avaliar o que o fabricante considera como energia de comutação com relação ao intervalo de modo a não comparar dispositivos em condições de maior discrepância. Como exemplo, a *Infineon* considera o intervalo de entrada em condução como sendo o período em que a tensão de *gate* atinge 10% de seu valor, até o momento que a tensão sobre o interruptor atinge 90% de sua amplitude.

O fabricante do dispositivo de material nitreto de gálio não apresenta curva de energia. Logo por esta aproximação, não pode ser calculada as perdas teóricas aplicadas ao conversor. Uma outra abordagem seria a de utilizar os parâmetros de capacitância do dispositivo para estimar as perdas de bloqueio e condução através dos tempos de subida e descida do interruptor.

Para as perdas por condução o cálculo é realizado conforme descrito na seção 4.2.1.

Figura 23 – Curva de Energia Infineon IGW40N120H3



Fonte: Retirado de (Infineon).

6.2.1 Parametrizações

Por não haver, infelizmente, padronização entre todas as informações fornecidas por diferentes fabricantes, parametrizações e aproximações são necessárias para a estimação das perdas de comutação. Devido à imprecisão dos cálculos de perdas é comum o sobredimensionamento dos interruptores projetando o dispositivo para o pior caso. Esta solução, apesar de apresentar maior segurança, torna o sistema mais caro.

Pela Figura 24a), é notável a diferença entre as perdas de bloqueio abaixo de 100°C , em torno de 1mJ comparado a 175°C . Conversores geralmente não operam no limitante da temperatura de junção do componente, logo, a curva da Figura 23 sem correções traria um sobredimensionamento excessivo.

Na entrada em condução, com o aumento da temperatura a característica de passagem de corrente nula para corrente de carga é pouco alterada. Entretanto, varia bastante conforme a resistência de *gate* é aumentada. O contrário é válido para o bloqueio do interruptor.

Figura 24 – Parametrizações para: a) resistor de *gate*; b) temperatura de junção; e c) tensão V_{CE} .

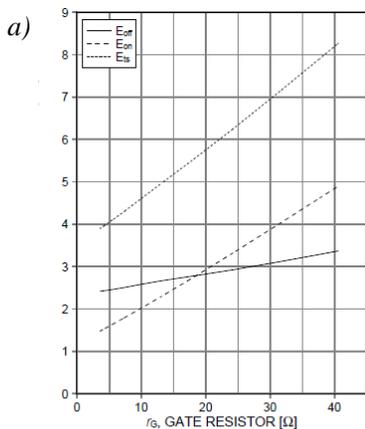


Figure 14. Typical switching energy losses as a function of gate resistor
(ind. load, $T_j=175^\circ\text{C}$, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=15/0\text{V}$, $I_c=40\text{A}$, Diode IDH15S120)

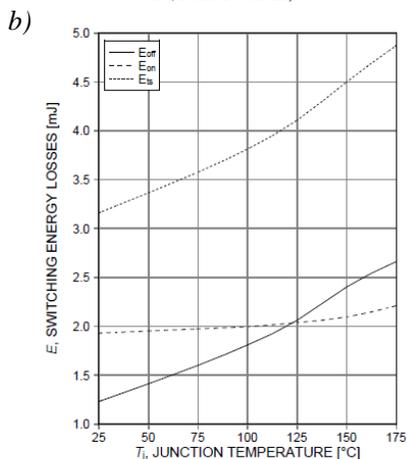


Figure 15. Typical switching energy losses as a function of junction temperature
(ind load, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=15/0\text{V}$, $I_c=40\text{A}$, $r_g=12\Omega$, Diode IDH15S120)

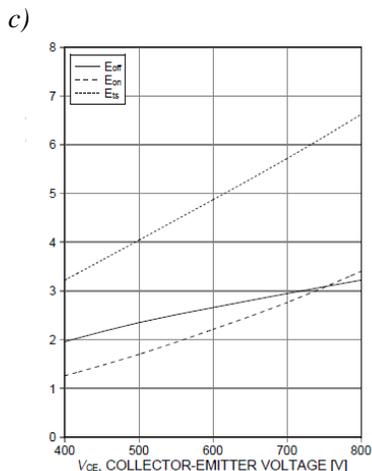


Figure 16. Typical switching energy losses as a function of collector emitter voltage
(ind. load, $T_j=175^\circ\text{C}$, $V_{GE}=15/0\text{V}$, $I_c=40\text{A}$, $r_g=12\Omega$, Diode IDH15S120)

Fonte: (Infineon, IGW40N120H3 Datasheet, 2014)

Já com relação a diferente tensão de bloqueio, a energia apresenta comportamento linear, e conforme a folha de dados para o IGBT1, uma aproximação suficiente seria apenas dividir a tensão de bloqueio de operação pela tensão da curva de energia.

$$E_{tot} = E_{tot,data} \frac{V_{CE}}{V_{CE,data}} \quad (50)$$

A folha de dados fornece todos os dados de parametrização para corrente com valor de 40A. Não se sabe ao certo se para outros pontos de corrente, as relações de parametrização permanecem, e neste caso, isso só é alcançado através do ensaio do componente.

Dentre as demais parametrizações utilizadas para energia de entrada em condução (E_{ON}) e/ou bloqueio (E_{OFF}), a partir das curvas estão:

$$E_{ON/OFF}(I_C @ R_{G,17\Omega}) = E_{ON/OFF,data}(I_C) \frac{E_{ON/OFF}(40A @ R_{G,17\Omega})}{E_{ON/OFF}(40A @ R_{G,12\Omega})} \quad (51)$$

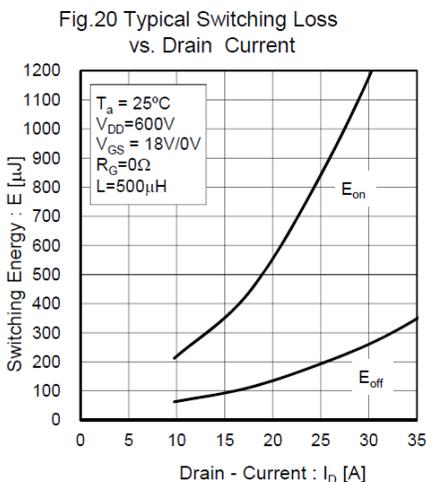
$$E_{ON/OFF}(I_C @ 100^\circ C) = E_{ON/OFF,data}(I_C) \frac{E_{ON/OFF}(40A @ 100^\circ C)}{E_{ON/OFF}(40A @ 175^\circ C)} \quad (52)$$

Para os demais dispositivos são feitas correções similares quando encontrado no catalogo do fabricante buscando igualar as condições de ensaio fornecida com a ensaiada pelo circuito de pulsos.

Também para os MOSFETs SiC são menores os dados fornecidos para parametrização. O MOSFET 1, apresenta correções para resistor de *gate* e tensão V_{DS} . Porém não apresenta correções para diferentes temperaturas. Outro parâmetro que difere no realizado experimentalmente para o considerado nos *datasheets* é a tensão de acionamento V_{GS} . Normalmente MOSFETs são acionados com tensões mais altas. O MOSFET 1 por exemplo, apresenta cálculo de perdas para tensão de 18V. No procedimento experimental foi utilizado a tensão de 15V para entrada em condução.

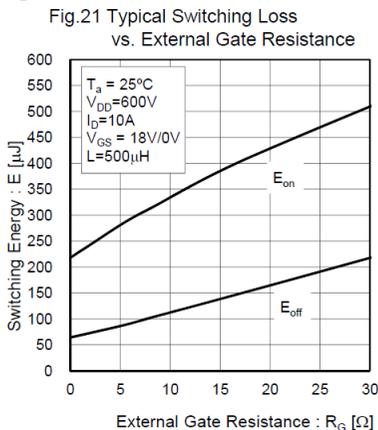
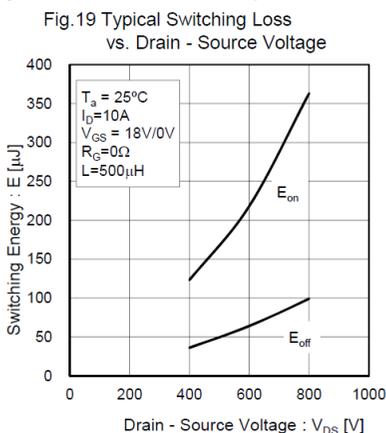
A curva de energia por corrente fornecida pelo fabricante do MOSFET 1 foi ensaiada sem resistor de *gate*, considerando apenas a resistência interna do transistor que é de 6,5 Ω . No circuito de duplo pulso este valor é somado com o resistor externo de resistência com valor de 17 Ω . Portanto bastante diferente da curva de energia fornecida.

Figura 25 – Curva de energia por corrente SiC SCH2080KE



Fonte: (Rohm, 2014).

Figura 26 – Parametrizações fornecidas pelo fabricante do MOSFET 1.



Fonte: (Rohm, 2014).

Já o fabricante do MOSFET 2, fornece as curvas ilustradas na Figura 27. Dois ensaios diferentes são realizados, o primeiro com diferentes correntes e o segundo com diferentes temperaturas. Neste último, nota-se uma diminuição nas perdas totais com o aumento da temperatura. Implicitamente percebe-se um aumento das perdas com o

aumento da resistência total de *gate* ($R_{G,int} + R_{G,ext}$), pois nos dois casos possuem valores diferentes sob mesma temperatura, e foram ensaiados com respectivamente, $R_{G,tot}$ de $7,5\Omega$ e $11,8\Omega$.

A energia para os demais valores de resistência de *gate* não é fornecida, e nem sob diferentes tensões. Considerando os 17Ω de resistor de *gate* externo do ensaio experimental deste trabalho e considerando que o MOSFET 2 possui resistência interna de 5Ω , a resistência total no ensaio é de 22Ω . Portanto, também bastante diferente do fornecido pelo fabricante, e logo, o erro esperado também é significativo.

Figura 27 – Curva de energia de comutação: (a) em função da corrente (esquerda) e; (b) em função da temperatura de junção.

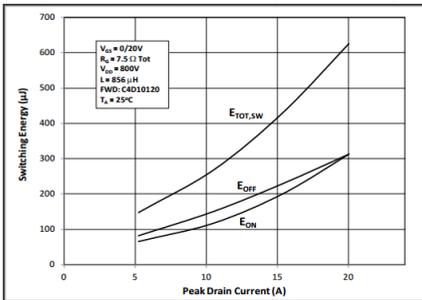


Figure 18. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current (Fig. 20)

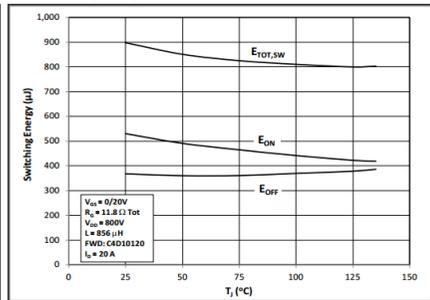


Figure 19. Clamped Inductive Switching Energy vs. Junction Temperature (Fig. 20)

Fonte: (CREE, 2012)

Os mesmos procedimentos foram aplicados para os transistores de 600V e os resultados são comparados com o obtido experimentalmente no Capítulo 8.

6.2.2 Metodologia para o cálculo de recuperação reversa dos diodos

Como visto, a recuperação reversa dos diodos p-i-n depende de vários fatores, tal como, derivada da corrente, temperatura, corrente de operação e tensão de bloqueio.

Aqui neste trabalho para estes dispositivos é utilizada metodologia empírica de (Casanelas, 1994) para o cálculo de perdas por recuperação reversa. Onde a energia total de recuperação (energia no diodo somada a energia ocasionada no interruptor controlado) é dada por

$$E_{rr} = V_{dc} t_{rr,data} \left(0,8 + 0,2 \frac{i_c}{I_{c,data}}\right) (0,35 I_{rr,data} + 0,15 \frac{i_c}{I_{c,data}} I_{rr,data} + i_c) \quad (53)$$

A corrente é representada em função de sua frequência angular multiplicada pelo tempo através da Equação (32) e integrada em um período de modulação do conversor com integrantes relativos a região em que este diodo comuta para a obtenção da energia média. Multiplicando pela frequência de comutação tem-se a potência média de recuperação reversa.

$$P_{rr,D_p} = \frac{f_s}{2\pi} \int_0^\phi E_{rr,S_p}(\omega t) d\omega t \quad (54)$$

Apesar de os diodos de SiC não apresentarem recuperação reversa por serem dispositivos de portadores majoritários, os mesmos possuem capacitância de junção. Essa capacitância deve ser descarregada no momento em que o interruptor controlado é acionado, e isto ocasiona uma corrente somada a corrente imposta pelo interruptor, e consequentemente, aumenta as perdas.

Portanto, as perdas nos diodos de SiC foram estimadas da seguinte forma

$$P_{rr} = \frac{f_s}{2\pi} \int_0^{\omega t} Q_c V_d d\omega t \quad (55)$$

onde Q_c é a carga total do diodo na tensão especificada V_d .

6.2.3 Resultados analíticos aplicados ao conversor

A simetria do conversor faz com que as perdas encontradas no interruptor S_n sejam iguais às encontradas para o S_p se o mesmo dispositivo for empregado, o mesmo acontece para os interruptores S_1 e S_2 , os diodos do braço D_p e D_n , e os diodos D_1 e D_2 . Como para os dispositivos semicondutores do braço vertical a tensão de bloqueio deve ser na faixa de 1200V e os da horizontal na faixa de 600V, o resultado das perdas é apresentado não por cada interruptor, mas sim por cada tipo de dispositivo (diodo ou transistor), sendo que o valor é referente a um elemento. Baseado nas informações anteriores, os resultados são obtidos e apresentados na Tabela II para os transistores e Tabela III para os diodos

e para melhor diferenciação, ilustrados através da Figura 28, no seguinte ponto de operação:

- $P_o = 3,5 \text{ kVA}$, $I_o = 15A_{rms}$
- $\phi = \frac{\pi}{6}$ ou 30° , $FP = \cos \phi = 0,866i$
- $E = 800V$, $f_s = 40kHz$, $M = 0,778$

Fica evidente, com relação aos transistores, que os IGBTs de tensão máxima de 1200V apresentam maiores perdas de comutação, apesar de possuir boas características de condução.

Tabela 2 – Resultados analíticos obtidos a partir do catálogo dos interruptores para $\phi=30^\circ$ e $M=0,778$

	Dispositivo	Perdas de Condução [W]	Perdas de Comutação [W]	Perdas Totais [W]
1200V	IGBT 1	6,256	16,213	22,469
	IGBT 2	7,089	30,856 ¹	37,945
	MOSFET 1	11,799	10,21 ²	22,009
	MOSFET 2	9,523	8,599 ²	18,122
600V	IGBT 3	4,717	0,560	5,277
	IGBT4	5,264	1,477 ³	6,741
	RB-IGBT	4,118	2,162 ¹	6,230
	GAN	5,876 ⁴	Não há curvas de energia disponíveis	-

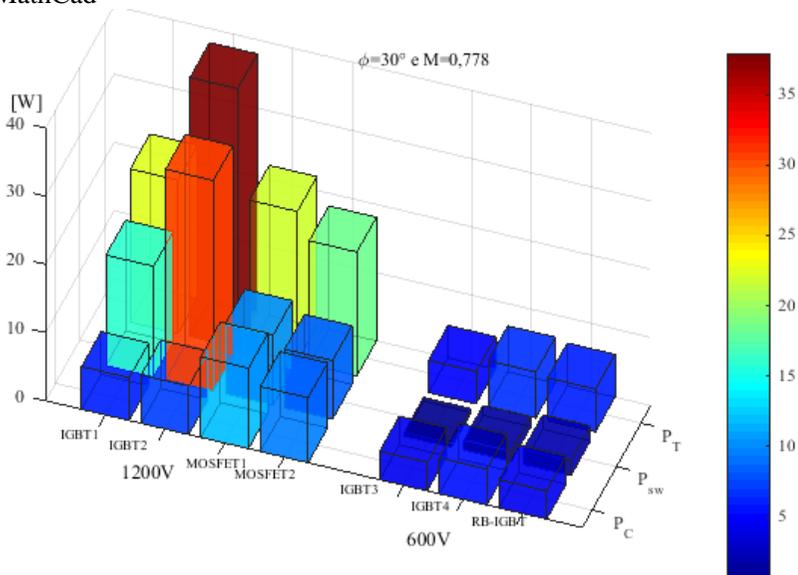
1 Perdas em 150°C

2 Perdas em 25°C

3 Perdas em 125°C

4 Perdas em 175°C

Figura 28 – Resultados analíticos das perdas em interruptores no MathCad



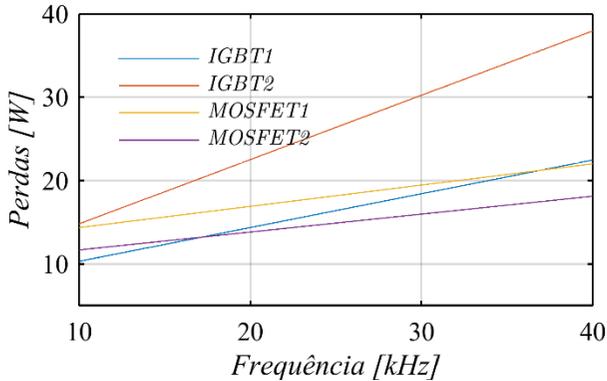
Fonte: Próprio autor.

A Figura 29 e a Figura 30 remetem a análise analítica das perdas para diferentes frequências de operação do conversor. Nota-se que dispositivos do tipo MOSFET SiC, são mais eficientes em relação aos demais quando operados em frequências maiores devido às suas boas características de comutação. Isto é evidenciado pela derivada da curva ser de menor inclinação, o que demonstra que os dispositivos possuem menores perdas de comutação.

Para 600V foram comparados apenas dispositivos de tipo IGBT e o RB-IGBT, todos fabricados a partir do silício. Dispositivos de SiC dificilmente são fabricados com tensões menores que 1200V, e são difíceis de serem encontrados.

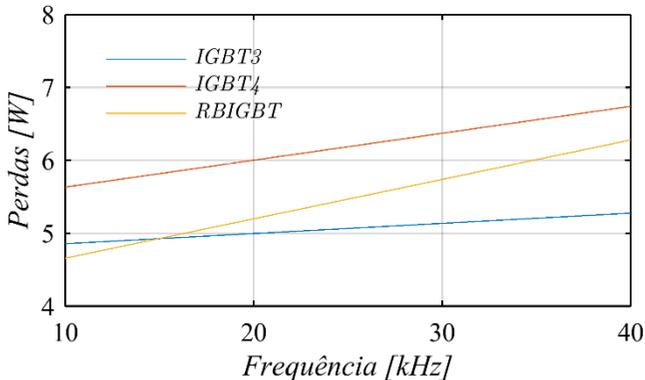
A Figura 30 indica que o RB-IGBT possui menores perdas em relação aos demais transistores em frequências baixas e perde para o IGBT3 em altas. Porém, esta não é uma comparação justa, devido à característica de bloqueio reverso do dispositivo. Este deve ser comparado na abordagem de perdas totais do conversor, pois quando aplicado, não necessita de um diodo adicional e assim as perdas de condução diodo + transistor, estão embutidas na comparação, diferente dos outros IGBTs normais.

Figura 29 – Perdas teóricas totais em função da frequência para dispositivos 1200V



Fonte: Próprio autor.

Figura 30 – Perdas teóricas totais em função da frequência para dispositivos 600V



Fonte: Próprio autor.

A metodologia apresentada na Seção 6.2.2 é aplicada ao conversor utilizando os mesmos parâmetros de operação. Entre os interruptores de 1200V é nítida a diferença entre as perdas para os dispositivos de SiC em relação aos Si principalmente por causa da recuperação. O método de Casanellas é baseado em dados experimentais de interruptores de mais de 20 anos atrás. E, portanto, tende a apresentar perdas maiores devido ao avanço da tecnologia. Este é outro aspecto à ser levado em conta na ideia da implementação de um circuito que extraia os parâmetros dos dispositivos semicondutores experimentalmente.

Tabela 3 – Resultados analíticos obtidos para os diodos

Dispositivo	Perdas de Condução [W]	Perdas de Bloqueio pelo método de Casanellas [W]	Perdas de Bloqueio pela Curva de Energia [W]	Perdas pela Energia Capacitiva armazenada [W]	Perdas Totais [W]
Diodo 1 (IRG7PH42UD)	0,217	3,204	-	-	3,473
Diodo 2 (SCH2080KE)	0,230	0,398	-	-	0,628
Diodo 3 (SDP30S120)	0,446	0	-	0,173	0,619
Diodo 4 (ISL9R3060P2)	4,186	9,204	-	-	13,390
Diodo 5 (FGW85N60RB)	4,240	28,340	10,595	-	32,580/14,340
Diodo 6 (IRGP50B60PD1)	5,161	10,921	-	-	16,082
Diodo 7 (IDW30G65C5)	4,257	0	-	0,162	4,419

6.3 PERDAS UTILIZANDO O SOFTWARE PSIM

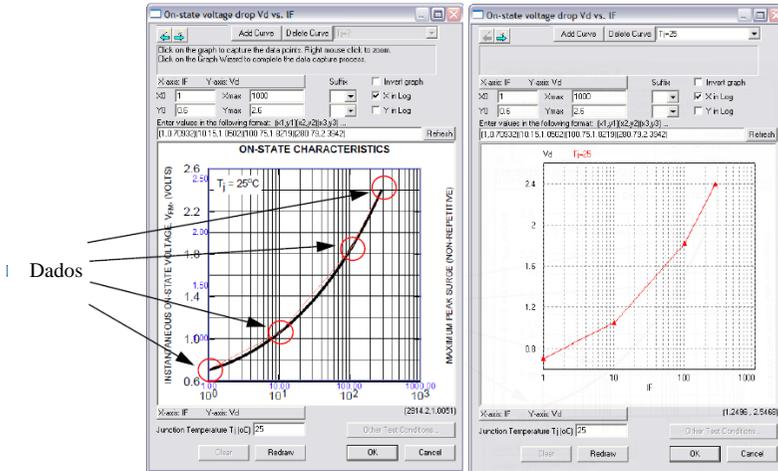
Outro método de cálculo derivado do analítico pode ser obtido através do software PSIM em seu módulo *Thermal Module* [13]. O software realiza o cálculo de perdas aplicado a qualquer conversor, a partir das informações do *datasheet*. Além de alguns interruptores já existentes é possível adicionar interruptores à biblioteca do programa.

Para as perdas de condução, na interface do módulo de perdas, com a imagem da tela da folha de dados de algum fabricante, traça-se a curva de condução por corrente como na Figura 31. O software associa a queda de tensão baseado na corrente que passa pelo dispositivo em determinado passo de cálculo, e calcula a perda de condução. É preciso também informar qual a temperatura da curva adicionada, pois se houver mais dados em diferentes temperaturas, o programa realiza uma interpolação desses dados para a temperatura de operação.

As curvas de condução mencionadas podem ser adicionadas para diodos e IGBTs. Para MOSFETs ao invés da curva, entra-se com a informação da $R_{DS(on)}$ do dispositivo. Associado com a corrente no período

de comutação realiza-se o cálculo. Para diferentes temperaturas, é feito a linearização da $R_{DS,(on)}$ inserindo um fator K_T como na Equação (56)

Figura 31 – Entrada de dados para perdas de condução no software PSIM.



Fonte: Adaptado de (Powersim, 2010)

$$R_{DS,(on)} = R_{DS,(on)_b} (1 + K_T (T_j - T_{j,b})), \quad (56)$$

onde, $R_{DS,(on)_b}$ e $T_{j,b}$ são respectivamente a resistência de condução e a temperatura de junção em que foi extraído a resistência. O fator K_T pode ser encontrado utilizando os parâmetros em outra temperatura através da Equação (56).

Para a comutação dos interruptores controlados, o cálculo é realizado de maneira diferente para IGBTs e MOSFETs. Para os primeiros, deve-se adicionar a curva de energia de comutação por corrente na entrada em condução e no bloqueio, e especificar a temperatura, semelhante às perdas de condução. Entrando com a informação de tensão de operação dos dados, o software corrige o cálculo das perdas para a tensão sobre o interruptor como na Equação (57).

$$\text{Perdas de Comutação} = E_{on/off} f_s \frac{V_{CE}}{V_{data}} \quad (57)$$

Para interruptores do tipo MOSFET, não é apresentado explicitamente a metodologia de cálculo para as perdas, apenas que a energia de condução e comutação é calculada pelos tempos de subida e descida de tensão e corrente baseada nas informações inseridas de capacitâncias parasitas, resistor de *gate* e carga do *gate*. Os parâmetros que devem ser inseridos são ilustrados na Figura 32.

Figura 32 – Entrada de dados para perdas de comutação em dispositivos do tipo MOSFET.

Electrical Characteristics - Transistor			
		Test Conditions:	
RDS(on):	0.162	TJ:	150
Temperature Coefficient:	0.0036	VGS:	16
		ID:	20
VGS(th):	2.3	ID:	0.01
gfs (S):	4.2	VDS:	10
		ID:	10
tr (ns):	32.5	VDS:	400
tf (ns):	30	ID:	10
		RG:	0
		Qg (nC):	106
		Qgs (nC):	27
		Qgd (nC):	31
		Ciss (pF):	5000
		Coss (pF):	175
		Crss (pF):	20
		VDS:	400
		VGS:	10
		ID:	18
		VDS:	800
		VGS:	0
		Freq (MHz):	1
Note: All voltages are in V, currents in A, and resistances in Ohm.			

Fonte: Software PSIM.

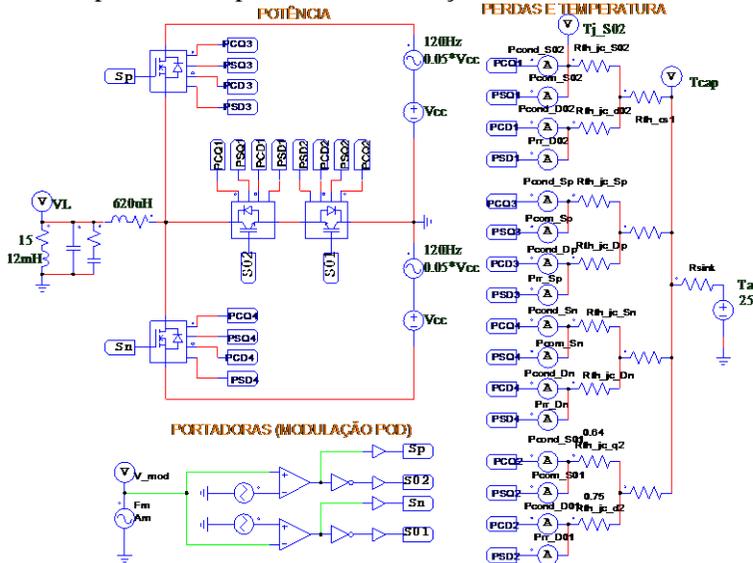
Para a recuperação reversa dos diodos há três opções de entrada de dados: inserindo a curva de energia de recuperação reversa como no caso dos IGBTs; a carga de recuperação reversa; ou o tempo e corrente de pico de recuperação. Se nada for inserido, o software considera como zero as perdas por recuperação.

O bloco do dispositivo semiconductor utilizado para o cálculo, tem como saída a potência dissipada, separada entre condução e comutação. Como entrada pode-se inserir fatores de correção que multiplicam cada um dos quatro tipos de perdas. Pela analogia entre resistência térmica e elétrica, a saída do bloco é na verdade uma fonte de corrente. Colocando um resistor representando a resistência entre junção-cápsula e cápsula-dissipador e além disso, uma fonte de tensão representando a temperatura ambiente, a temperatura de junção é obtida colocando um sensor de tensão na saída do bloco do dispositivo semiconductor.

Na Figura 33 é ilustrado o esquemático da simulação aplicado ao conversor, apresentando os blocos de cada interruptor controlado em

conjunto com seu diodo em antiparalelo, a parte de temperatura e perdas ocasionada pelos mesmos e a modulação utilizada.

Figura 33 – Esquemático da simulação do conversor incluindo a parte de potência, perdas e temperatura, e modulação.



Fonte: Software PSIM.

A grande vantagem de se utilizar o PSIM em relação ao método analítico, além da praticidade, é que as perdas são calculadas a cada período de comutação, portanto são consideradas ondulações no barramento e na carga, as quais são difíceis de serem representadas no cálculo convencional. Apesar de o software deixar claro em seu manual (Powersim, 2010) que o cálculo é apenas uma aproximação, para IGBTs o mesmo não realiza correções para diferentes valores de resistência de *gate* (exceto o fator multiplicativo definido pelo usuário) e não permite correções de tensão diferentes da apresentada na Equação (57).

Os resultados dos dados obtidos são apresentados, analisados e comparados no Capítulo 8.

7 PROJETO DA PLATAFORMA PARA EXTRAÇÃO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DOS DISPOSITIVOS

Para extração experimental dos parâmetros dos dispositivos é implementado um circuito de pulsos em temperatura controlada, dando graus de liberdade a mais para a obtenção da energia de comutação. Pode-se aplicar vários pulsos em sequência desde que estes tenham pequenos períodos, a ponto de a capacitância térmica da junção não aumentar significativamente a temperatura da junção.

Para a temperatura da mesma, um dissipador é controlado termicamente, e as perdas são calculadas na temperatura imposta pelo usuário. Como não há potência de perdas significativas do interruptor para o dissipador, durante os pulsos pode-se considerar que a temperatura da junção é a mesma da temperatura da cápsula e do dissipador.

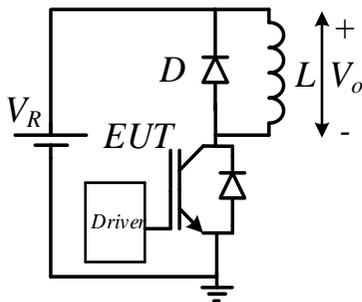
7.1 CIRCUITO DE PULSOS

Para a obtenção dos parâmetros necessários para o cálculo das perdas em regiões diferentes das oferecidas pela folha de dados do fabricante, ou caso não seja oferecida a curva em questão, um conversor de topologia Chopper (Gravoac, Purschel, & Kiep, 2006) foi implementado experimentalmente, mostrado na Figura 34

O conversor dá a liberdade ao usuário de realizar o ensaio das perdas conforme a necessidade de sua aplicação. Pode-se mensurar a energia gasta nos interruptores ou diodos sob diferentes condições sem a necessidade de parametrizações em diferentes regiões de operação. Seu funcionamento é descrito a seguir.

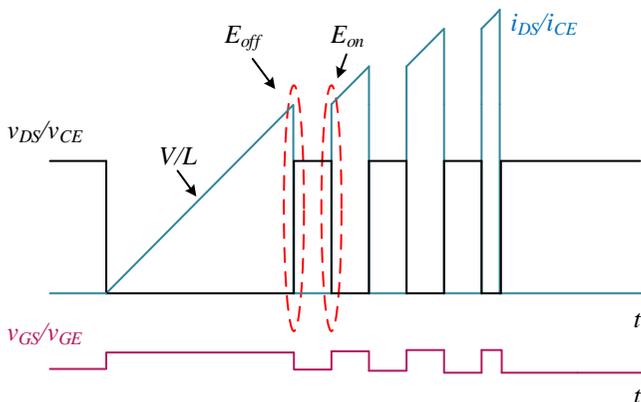
Quando o interruptor sob teste está em estado ligado, V_o é igual a V_R , e como resultado a corrente flui sobre o indutor, em derivada constante de V_R/L . Quando o interruptor recebe o comando para bloquear, a corrente mantém seu sentido entrando em roda livre com o diodo D , sem mudar de patamar. Isso significa que a tensão média no indutor sempre será positiva. Através da derivada de corrente é possível prever o tempo necessário para que a corrente atinja o valor que se deseja calcular as perdas. Além disso, o diodo possui alta influência no circuito, pois quando o interruptor entra em condução novamente após um segundo pulso de comando, o diodo inicia o processo de bloqueio e passa a sustentar a tensão da fonte V_R bruscamente, portanto é possível efetuar a medição de seu tempo e pico de corrente de recuperação reversa.

Figura 34 – Circuito de topologia Chopper utilizado para a extração de parâmetros do dispositivo sob teste em diferentes regiões de operação



Fonte: Próprio Autor.

Figura 35 – Operação do conversor proposto



Fonte: Próprio Autor.

O *tab* (parte metálica de trás) dos interruptores sob teste é preso a um dissipador, por entremédio de uma cerâmica isoladora constituída de alumina. O dissipador não tem a função convencional de dissipar calor, mas sim, prover calor ao dispositivo. Com o objetivo de tornar a medição das perdas em diferentes temperaturas, resistores são anexados ao dissipador afim de esquentá-lo. Assim, os testes podem ser feitos na temperatura determinada pelo usuário e de forma independente da corrente que passa pelo dispositivo considerando-se que o trem-de-pulsos

de curta duração não é suficiente para alterar significativamente a temperatura de junção, da cápsula e do dissipador.

7.2 PROJETO DO CONTROLADOR DE TEMPERATURA DO DISSIPADOR

O controle da temperatura do dissipador é aplicado através de um microcontrolador do tipo Arduino. O mesmo tem por objetivo rastrear a temperatura de referência definida pelo usuário, de forma precisa e com tempo de resposta pequeno comparado a um sistema em malha aberta. O projeto do controlador requer que não haja um sobressinal significativo para que não venha a prejudicar o dispositivo sob teste, e ao mesmo tempo apresentar resposta mais rápida possível.

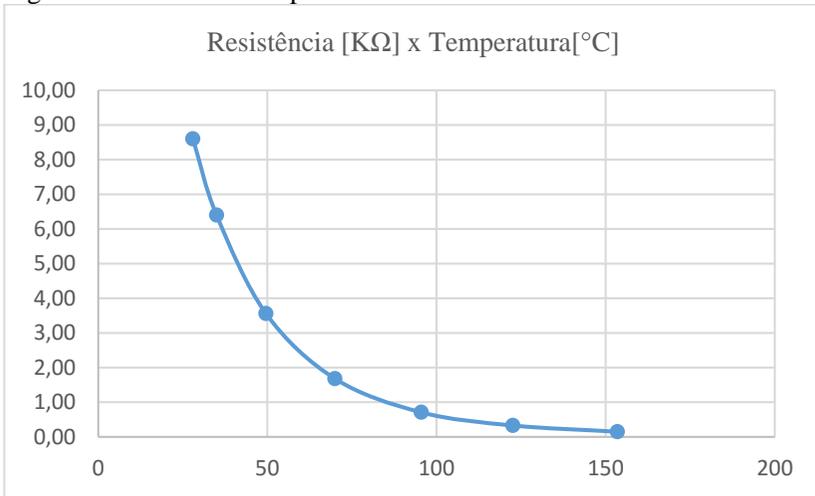
O sensoriamento de temperatura é realizado através de um resistor NTC que varia a resistência negativamente para valores incrementais de temperatura. Um banco de resistores cerâmicos de encapsulamento TO-220 é acoplado ao dissipador e um transistor bipolar realiza a modulação por largura de pulso no resistor, variando o valor médio de tensão aplicado e consequentemente a potência que é dissipada via resistor ao dissipador.

Como a variação de resistência do NTC não é linear, é necessário linearizar a curva para mais de uma região de operação. A resistência a temperatura de 25°C tem valor de 10 K Ω , e é ensaiada até 150°C onde possui valor de 350 Ω . A temperatura é medida através de uma câmera térmica de precisão de 0,5 °C e a resistência do NTC é associada a cada temperatura, de modo a traçar a curva de resistência por temperatura. Esta curva é ilustrada na Figura 36.

Na entrada analógico-digital (AD) do microcontrolador é possível inserir uma tensão de 0-5V. Um divisor resistivo é implementado com o NTC e um resistor que limite o valor de tensão da porta do AD no range de resistência do sensor.

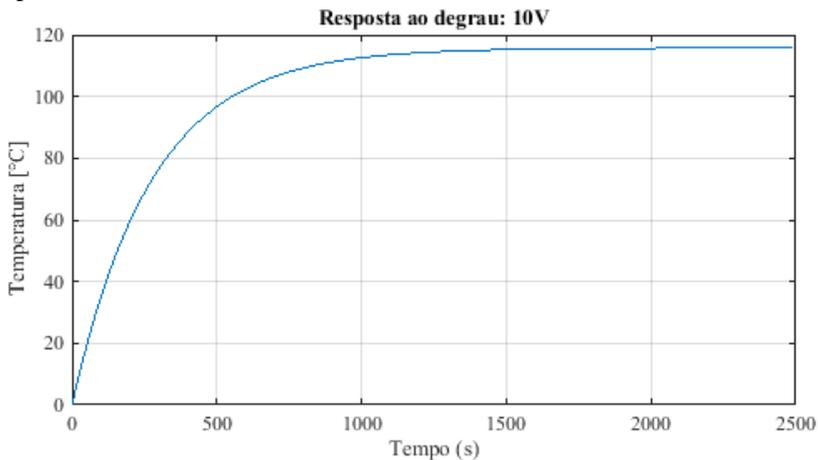
A função de transferência do dissipador (planta do sistema) foi obtida tendo como saída a temperatura e como entrada a tensão aplicada. Com tensão de 10V a planta possui a característica de saída por entrada como mostra a Figura 37. O modelo é então aproximado por um sistema de primeira ordem.

Figura 36 – Curva de temperatura x resistência do NTC utilizado



Fonte: Próprio autor.

Figura 37 – Temperatura de resposta ao degrau de tensão de 10V aplicado aos resistores.

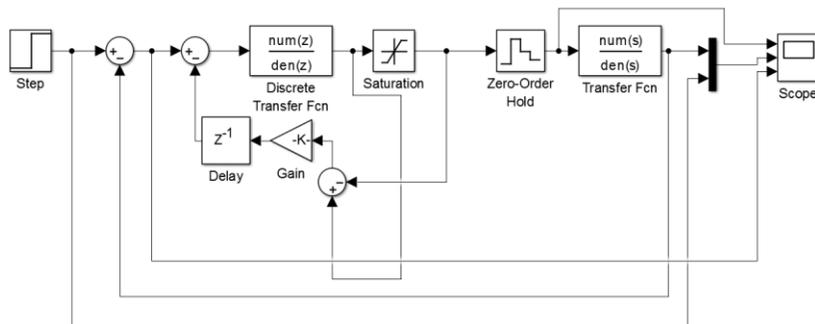


Fonte: Próprio autor.

Como o sistema de controle é feito digitalmente, a função de transferência é discretizada e é adicionado a planta um controlador do tipo PI para obter resposta com erro nulo em regime permanente, com adição de uma ação *anti-windup* (Silva, 2000) para evitar o sobressinal de

temperatura em relação a referência, que poderia causar danos no interruptor em altas temperaturas. A tensão de saturação foi escolhida como sendo de 15V e o diagrama de blocos do sistema é apresentado na Figura 38.

Figura 38 – Diagrama de Blocos do sistema de controle de temperatura.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 39 mostra o resultado do controle efetuado ao dissipador. Na medição de 100°C no lugar destinado ao interruptor o dispositivo apresentou temperatura de 99,704°C. Validando assim o controle proposto em regime permanente. Notou-se também um sobressinal de no máximo 2°C, valor este suficiente para a aplicação.

Figura 39 – Validação da medição de temperatura no dissipador



Fonte: Próprio autor.

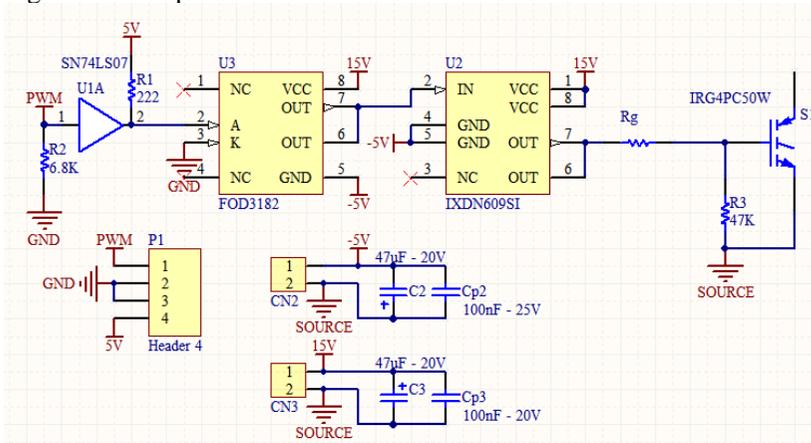
7.3 ACIONAMENTO DO INTERRUPTOR

O driver utilizado para o acionamento do interruptor foi o IXDN609SI, o qual é um driver de alta velocidade e possui tempos de descida e subida, além de atraso de propagação, muito baixos. Possui tensão total de $35V_{dc}$ e é capaz de entregar 9A de pico de corrente de saída. O sinal de comando foi isolado do sinal de acionamento do driver através de um optoacoplador (FOD3182) para diminuir a quantidade de ruído por condução.

Utilizou-se um gerador de sinal no modo *burst* para se obter os pulsos na largura desejada. O sinal de pulsos do gerador de sinal foi condicionado para entrada do optoacoplador através de um CI com a função de buffer. O sinal de 0 a 3.3V foi condicionado para 0 a 5V, principalmente porque o gerador não tem capacidade de fornecer corrente suficiente para alimentar o diodo emissor do opto.

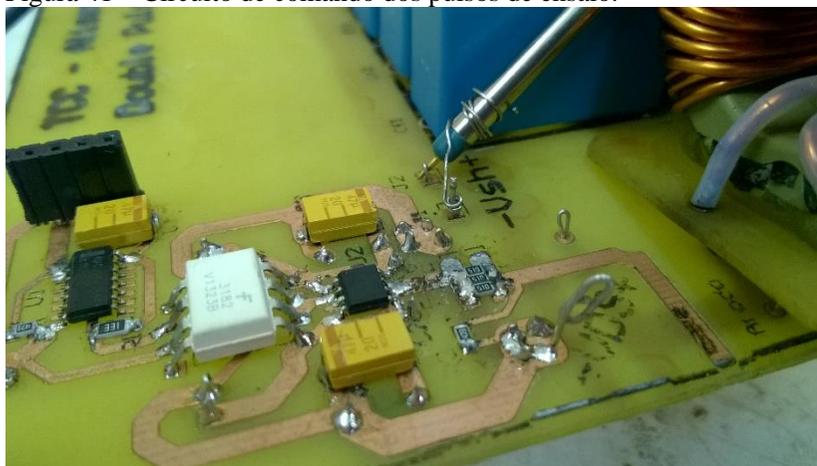
A Figura 40 ilustra o esquemático do circuito de acionamento, e a Figura 41 a imagem real do circuito.

Figura 40 – Esquemático do driver de acionamento



Fonte: Próprio autor.

Figura 41 – Circuito de comando dos pulsos de ensaio.



Fonte: Próprio autor.

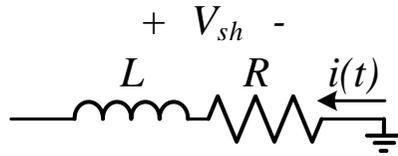
7.4 CIRCUITO DE POTÊNCIA

As formas de onda de corrente obtidas sobre o interruptor foram adquiridas através da medição de tensão em um resistor shunt (Modelo: CSM2512 Vishay). Este resistor foi escolhido de modo a ter a menor influência possível no circuito, possuindo baixa indutância (por catálogo 5nH). Seu modelo pode ser representado como na Figura 42, o sentido de corrente e medição está como foi aplicado experimentalmente, portanto, teve-se que inverter o canal de medição no osciloscópio.

Com relação ao indutor em paralelo com o diodo de roda livre, foi escolhido um disponível no laboratório com valor de $500\mu H$. Um banco de capacitores de $5\mu F$ de poliéster foi adicionado próximo ao circuito para cancelar o efeito de indutâncias em série com a fonte de alimentação.

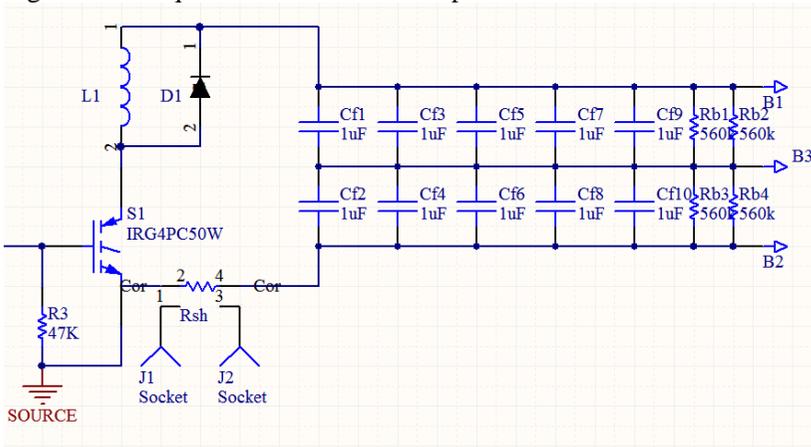
Tomou-se o cuidado para que as medições de tensão e corrente não tivessem influência significativa no circuito. Da ponteira de tensão de medição no resistor foi retirado o laço de terra e conectado na própria ponteira um pequeno pedaço de metal para diminuir o laço de medição da corrente, e evitando interferências na medição.

Figura 42 – Modelo característico do resistor shunt empregado



Fonte: Próprio autor.

Figura 43 – Esquemático do circuito de potência



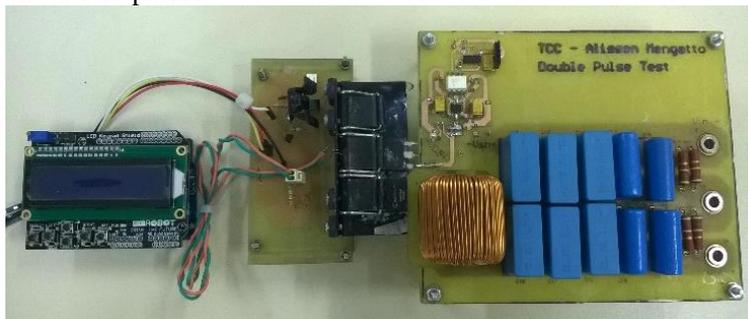
Fonte: Próprio autor.

O conversor implementado é ilustrado na Figura 44.

7.5 ELEMENTOS PARASITAS ASSOCIADOS À COMUTAÇÃO

Ainda que não haja recuperação reversa dos diodos de SiC, por se tratarem de semicondutores de portadores majoritários, existe a presença de uma capacitância de junção intrínseca (C_j), paralela ao diodo. A capacitância e o acúmulo de carga têm valores máximos quando o dispositivo está conduzindo, e assim que é forçado a entrar em bloqueio descarrega este acúmulo de carga sobre o interruptor de seu caminho de condução, causando um pico de corrente além da corrente de carga (Chen, 2013). A Figura 45 ilustra o esquemático do circuito considerando a maioria das não-idealidades associadas entre os componentes.

Figura 44 – Protótipo desenvolvido. Da esquerda para a direita: plataforma de controle de temperatura, placa de acionamento dos resistores de aquecimento do dissipador, e placa de comando e potência do circuito de pulsos.



Fonte: Próprio autor.

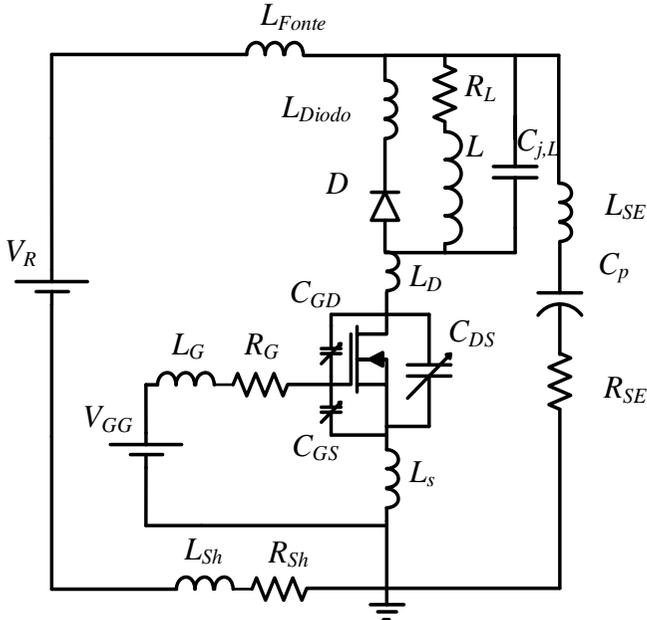
O indutor está em paralelo com C_j , e também possui capacitâncias parasitas. Por essa razão é aconselhável uma criteriosa escolha do indutor para se ter o mínimo possível de capacitâncias associadas. A capacitância de saída (C_{DS}) e as indutâncias L_S , L_D e L_{SE} , fazem com que tenda a haver ressonância deste ramo durante o transitório de comutação. As indutâncias L_S e L_D provém das indutâncias parasitas do encapsulamento e do caminho de corrente do terminal do capacitor C_p até o transistor. Durante os ensaios experimentais encontrou-se oscilações com frequência predominante próxima de 30 MHz, resultado da ressonância desses elementos.

A indutância L_G relaciona a indutância do *gate*, e deve ser reduzida ao menor valor possível também. Entretanto, a indutância L_S é a que desempenha maior importância. Nela passam, ambos os circuitos de acionamento do interruptor e o circuito de potência. Portanto, há um acoplamento inevitável entre um e outro, fazendo com que as oscilações de uma malha interfiram na outra. Com uma derivada alta de corrente no circuito de potência, uma tensão é induzida entre os terminais *gate* e *source* podendo esta, ser capaz de atingir a tensão de limiar e acionar o interruptor sem que seja provindo um comando pelo *driver*.

Da Figura 46 até a Figura 49, é ilustrado o espectro harmônico através do diagrama de bode do indutor utilizado, e com ele obtido os parâmetros de indutância, capacitância e resistência do indutor. Os dados mostram que acima da frequência de ressonância o indutor já não se comporta linearmente, e apresenta um comportamento difícil de ser modelado. Considerando pela Figura 50 o modelo convencional de um indutor por aproximações de primeira ordem, na Figura 51 é mostrado que

abaixo da ressonância o modelo é válido, mas que acima já não apresenta tamanha correlação como antes.

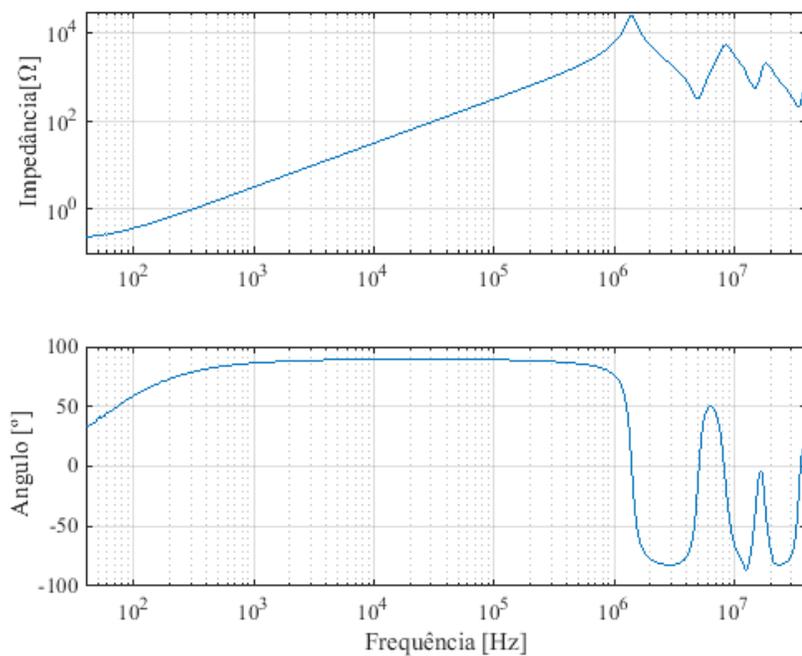
Figura 45 – Esquemático do circuito de pulsos considerando as não-idealidades.



Fonte: Próprio Autor

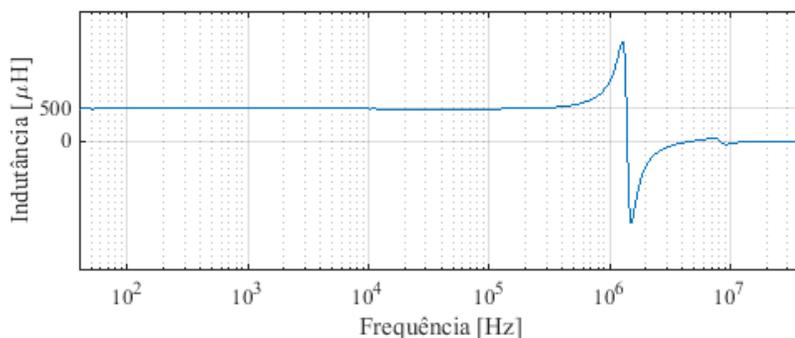
Os tempos de descida e subida dos interruptores estão, neste transitório, em frequências acima de 1MHz (ressonância aproximada do indutor), portanto, este pode ser outro motivo de que se haja oscilações encontradas na comutação dos interruptores, e que modificam o comportamento esperado do mesmo.

Figura 46 – Módulo e fase da impedância do indutor em função da frequência.



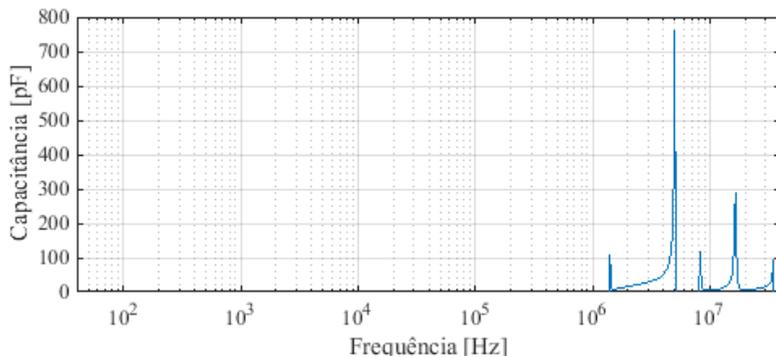
Fonte: Próprio autor

Figura 47 – Indutância do indutor utilizado em relação à frequência.



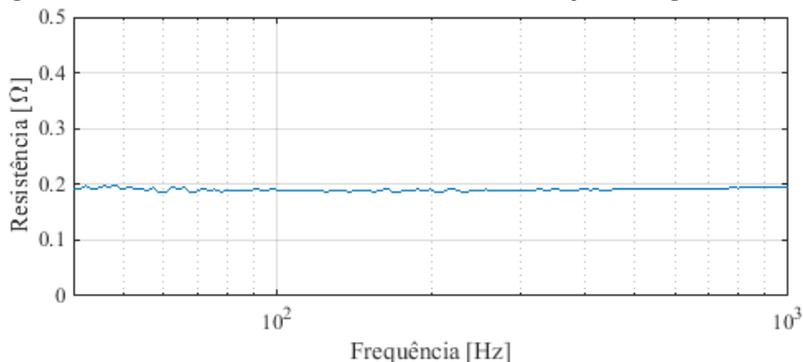
Fonte: Próprio autor

Figura 48 – Capacitância parasita do indutor utilizado em relação à frequência.



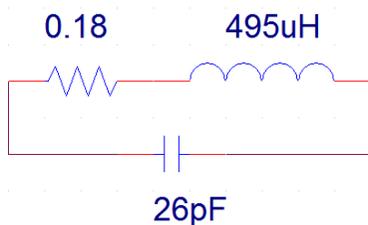
Fonte: Próprio autor

Figura 49 – Resistência do indutor utilizado em relação à frequência.



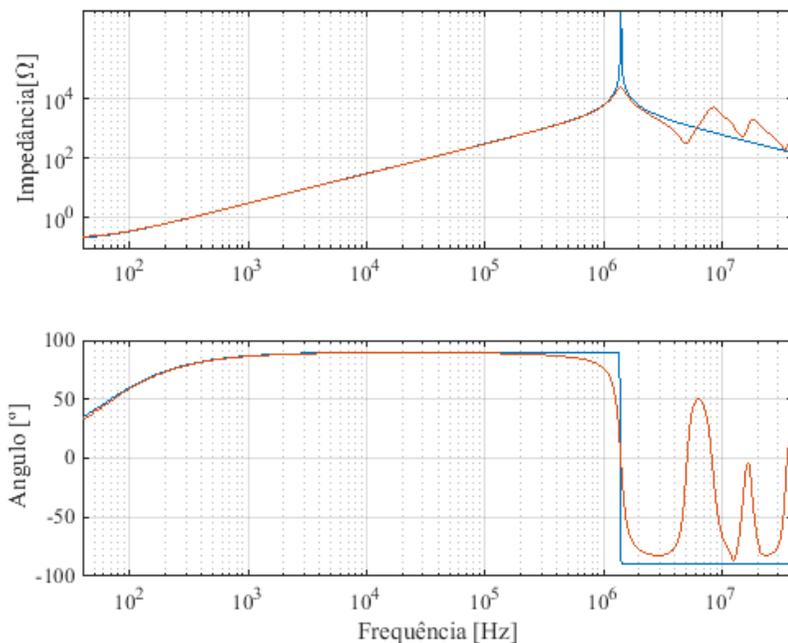
Fonte: Próprio autor

Figura 50 – Modelo aproximado de segunda ordem do indutor a partir dos resultados experimentais obtidos no analisador de espectro.



Fonte: Próprio autor

Figura 51 – Comparativo entre a impedância do indutor obtida experimentalmente e a modelada.



Fonte: Próprio autor

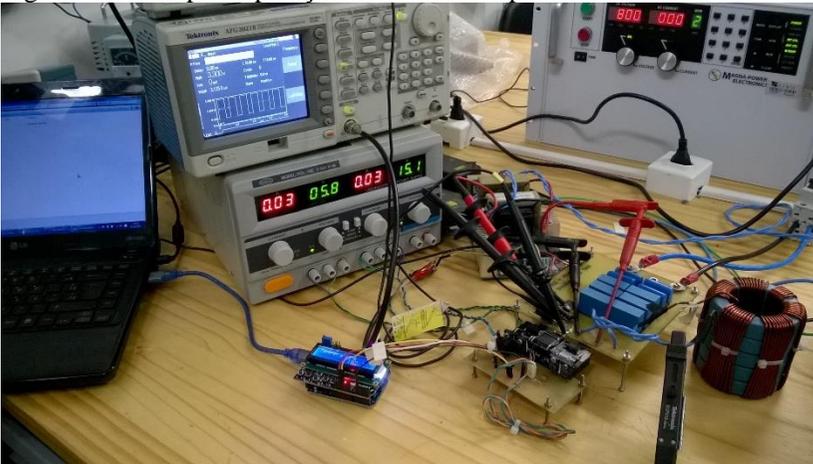
8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos neste trabalho. São apresentados e analisados os resultados do ensaio de perdas nos interruptores apenas, e aplicados ao conversor T-NPC.

Com relação ao protótipo de obtenção das curvas de energia experimental dos interruptores, é apresentada a metodologia de obtenção das mesmas e as comutações dos diferentes dispositivos. Além disso, no circuito de pulso são apresentados os dados com variações na temperatura e tensão para cada interruptor controlado. O sistema de ensaio de perdas é mostrado na Figura 52.

Os resultados obtidos no conversor também são apresentados, analisados e discutidos, com relação à rendimento e temperatura no dissipador.

Figura 52 – Setup de operação do circuito de pulsos



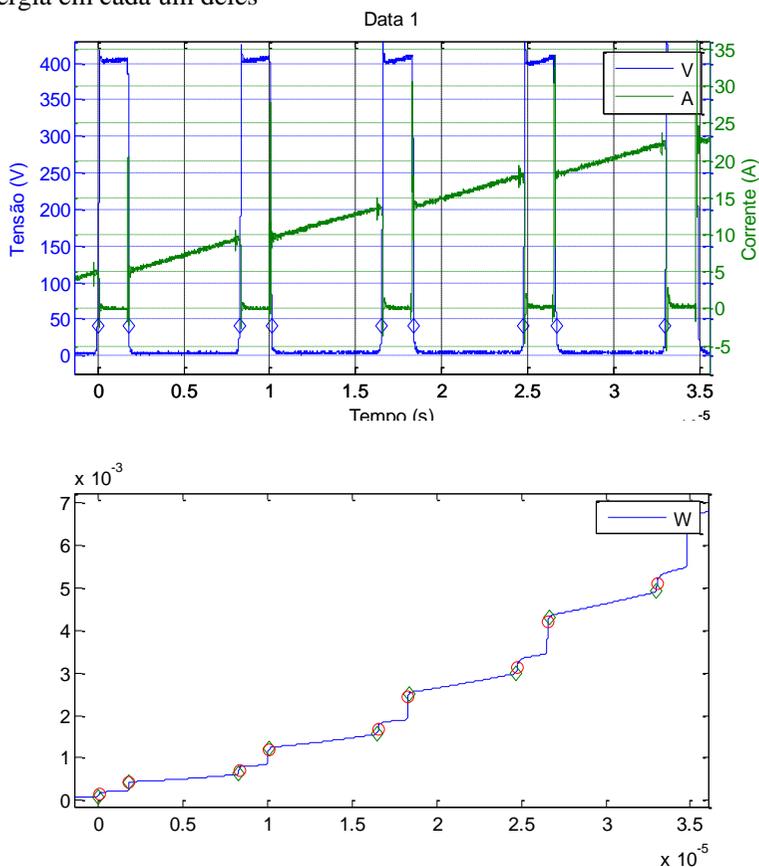
Fonte: Próprio autor

8.1 METODOLOGIA DE EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS ATRAVÉS DO CIRCUITO DE PULSOS

Através do circuito de extração dos parâmetros dos semicondutores de potência obteve-se a energia de comutação de cada dispositivo semicondutor.

Para a obtenção da energia de comutação nos transistores, optou-se por manter sempre um diodo de SiC em roda livre com o indutor, de modo a influenciar a comutação do transistor em menor proporção por apresentar menor recuperação reversa. Em cada período de entrada em condução ou bloqueio, multiplicou-se a tensão pela corrente no interruptor, e a partir disso, integrou-se para encontrar a energia. A Figura 53 ilustra esse processo

Figura 53 – Formas de onda para obtenção da curva de perdas nos dispositivos semicondutores. Acima é o trem-de-pulsos e abaixo a energia em cada um deles



Fonte: Próprio autor.

Para as perdas de condução mediu-se a tensão V_{DS} (V_{CE}) sobre o transistor e multiplicou-se pela corrente de ensaio.

As perdas nos diodos foram mensuradas mantendo um mesmo transistor. A medida da queda de tensão nos diodo com a corrente informa a quantidade de perdas por condução, e através de medição no interruptor verificou-se o tempo de recuperação reversa (t_{rr}) e a corrente de recuperação (I_{rr}).

8.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS INTERRUPTORES CONTROLADOS

Com o desenvolvimento de um circuito de testes para perdas em comutação tem-se, a liberdade de escolha das condições a serem ensaiadas. Pode-se definir parâmetros como tensão de operação, corrente de operação, temperatura, e elementos como, resistor de *gate* e diodo de roda livre, de forma arbitrária.

Nos ensaios obtidos através do circuito de pulsos, o resistor de *gate* foi escolhido possuindo sempre o mesmo valor de resistência (17 Ω), para evitar que houvesse mais uma variável de ensaio. Além disso, valores menores de resistência trariam maiores oscilações, na comutação devido aos elementos parasitas associados à comutação serem excitados com maior intensidade (dv/dt e di/dt), o que não é desejado. A Figura 54 ilustra os pulsos sendo aplicados ao interruptor IGBT1.

Já os demais parâmetros foram alterados do seguinte modo:

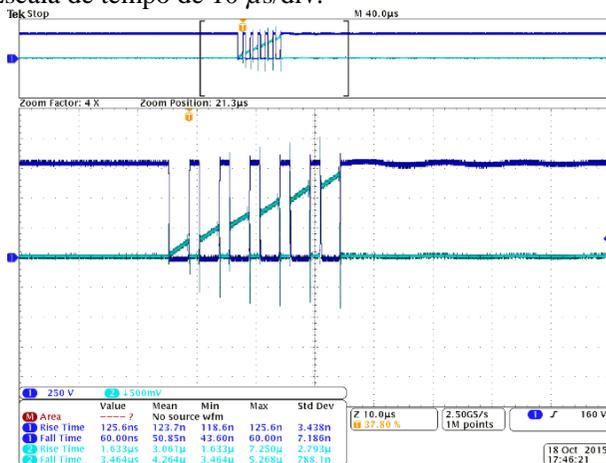
- Variação de tensão até a tensão de operação aplicada ao conversor, em passos de 100V.
- Variação da corrente até 25A em passos de 5A, o que equivale a 5 pulsos a serem analisados.
- Variação da temperatura, obtendo em 4 pontos de análise: 25, 50, 75 e 100°C.

Para a comparação dos interruptores controlados, eles foram avaliados sob mesmo diodo de comutação, o diodo de SiC modelo C4D20120D da CREE. Ele suporta tensão de até 1200V e operou sempre em temperatura ambiente, ou seja, apenas os interruptores controlados estiveram sob diferentes temperaturas no dissipador, pois eram os objetos de interesse, primeiramente.

As imagens de comutação (corrente em azul claro) para os dispositivos de 1200 V, comutando em 800 V, são apresentadas da Figura 55 à Figura 58. Para os interruptores de 600 V são apresentados comutando em 400V, da Figura 59 à Figura 61. A tensão no resistor *shunt*

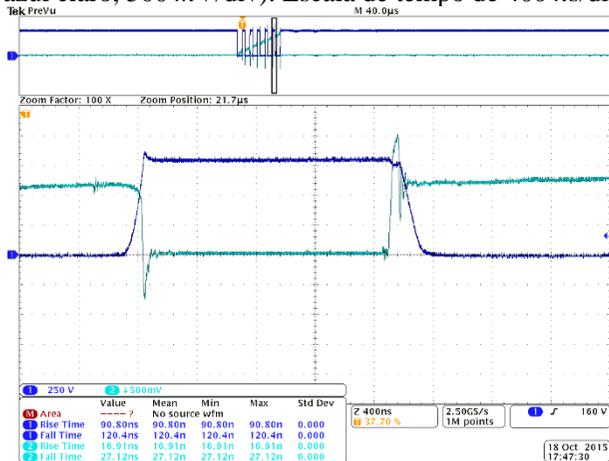
(canal 2, azul claro) pode ser interpretada como a corrente no interruptor se multiplicada por 20.

Figura 54 – Formas de onda de tensão e corrente para a medição das perdas comutação do interruptor, sob diferentes níveis de corrente e tensão de bloqueio de 800V. Tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 500mV/div) e tensão sobre o interruptor (canal 1, azul escuro, 250 V/div). Escala de tempo de 10 μ s/div.



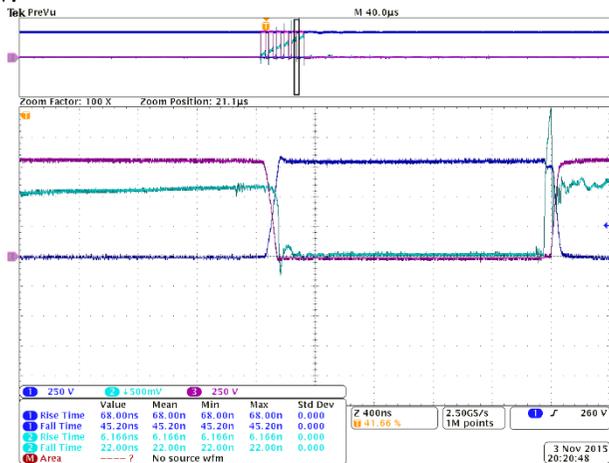
Fonte: Próprio autor.

Figura 55 – Formas de onda de comutação do transistor IGW40N120H3: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250 V/div) e tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 500 mV/div). Escala de tempo de 400 ns/div.



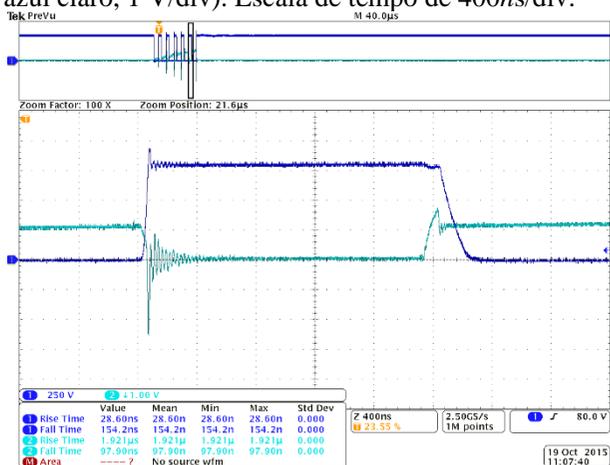
Fonte: Próprio autor.

Figura 56 – Formas de onda de comutação transistor IRG7PH42UD e tensão sobre o diodo C4D20120D: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250V/div), tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 500 mV/div) e tensão no diodo (canal 3, roxo, 250 V/div). Escala de tempo de 400ns/div.



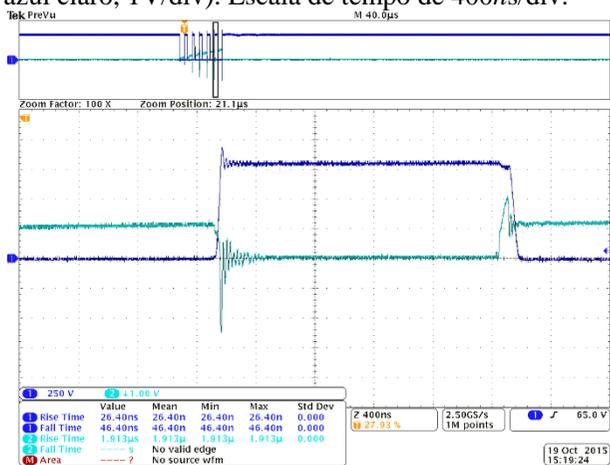
Fonte: Próprio autor.

Figura 57 – Formas de onda de comutação transistor SCH2080KE: Tensão V_{DS} (canal 1, azul escuro, 250 V/div) e tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 1 V/div). Escala de tempo de 400ns/div.



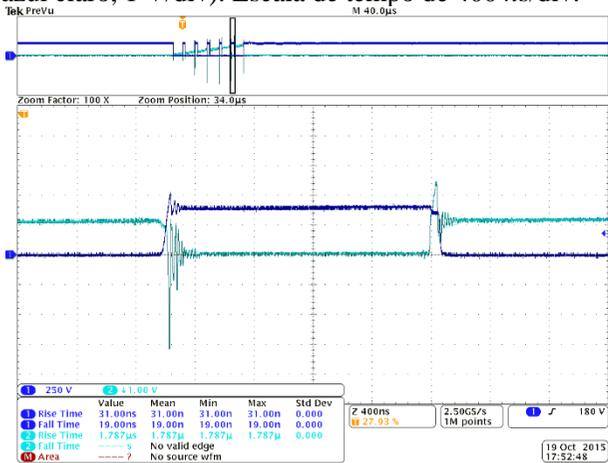
Fonte: Próprio autor.

Figura 58 – Formas de onda de comutação transistor CMF20120D: Tensão V_{DS} (canal 1, azul escuro, 250V/div) e tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 1V/div). Escala de tempo de 400ns/div.



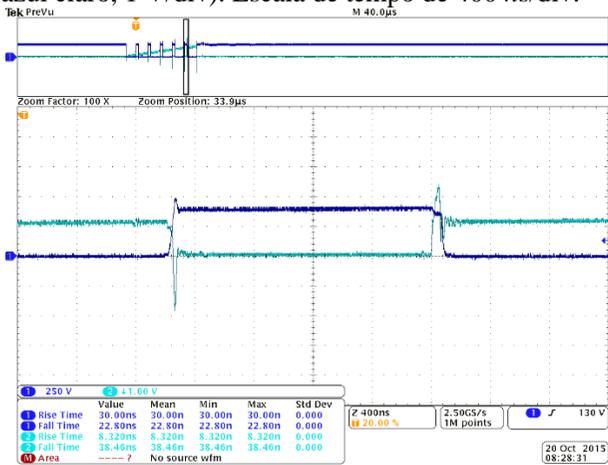
Fonte: Próprio autor.

Figura 59 – Formas de onda de comutação transistor IRG4PC50W: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250 V/div) e tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 1 V/div). Escala de tempo de 400 ns/div.



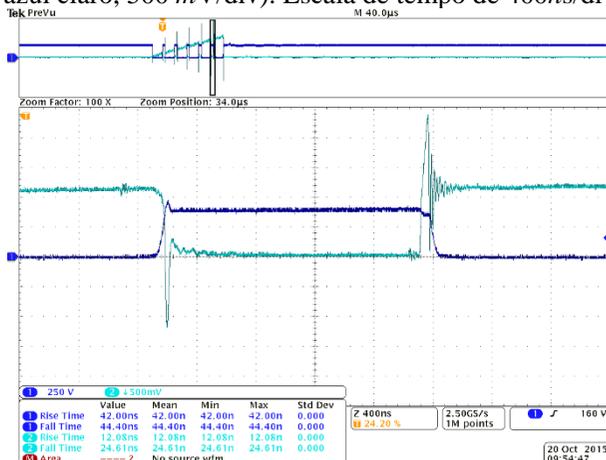
Fonte: Próprio autor.

Figura 60 – Formas de onda de comutação transistor IRG4P50B60PD1: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250 V/div) e tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 1 V/div). Escala de tempo de 400 ns/div.



Fonte: Próprio autor.

Figura 61 – Formas de onda de comutação no transistor FGW85N60RB: Tensão V_{CE} (canal 1, azul escuro, 250 V/div) e tensão no resistor *shunt* (canal 2, azul claro, 500 mV/div). Escala de tempo de 400ns/div.



Fonte: Próprio autor.

Nota-se que no período do bloqueio dos interruptores, a corrente parte do patamar inicial e chega até um pico de corrente negativo, e posteriormente se anula. Este pico de corrente negativo provavelmente ocorre devido à capacitância dos dispositivos serem carregadas neste período, e também por haver, mesmo que pequeno, um valor de indutância no resistor *shunt*.

A Tabela 3 apresenta uma comparação entre os resultados analíticos e os experimentais, estes últimos na condição de temperatura de T_j em 100°C.

Tabela 3 – Resultados experimentais de recuperação reversa total obtidos para os interruptores controlados para ângulo de defasagem $\phi = 30^\circ$, tensão de bloqueio 400 V e T_j 100°C.

Tensão de Bloqueio	Dispositivo	Resultados Analíticos			Resultados Experimentais			Diferença Percentual Total [%]
		Perdas de Condução [W]	Perdas de Comutação [W]	Perdas Totais [W]	Perdas de Condução [W]	Perdas de Comutação [W]	Perdas Totais [W]	
1200V	IGBT 1	6,256	16,213	22,469	4,535	19,424	23,959	+6,63
	IGBT 2	7,089	30,856 ¹	37,945	5,262	17,126	22,388	-41
	MOSFET 1	11,799	10,964 ²	22,009	11,242	15,081	26,323	+19,65
	MOSFET 2	9,523	8,599 ²	18,122	7,883	14,167	22,05	+21,62

600V	IGBT 3	4,804	0,560	5,364	4,543	0,885	5,428	+1,20
	IGBT4	5,264	1,477 ³	6,741	4,657	0,919	5,576	-17,28
	RB-IGBT	4,118	2,162 ¹	6,230	3,542	1,273	4,815	-23,84

1 Perdas em 150°C

2 Perdas em 25°C

3 Perdas em 125°C

As maiores diferenças entre os resultados teóricos e práticos se deram nos IGBTs em condições de temperatura diferente deste trabalho (RB-IGBT e IGBT2). Isto ocorre devido ao aumento da presença da corrente de calda. Além disso, estes mesmos interruptores foram testados pelo datasheet com diodos de Si e junção pn, portanto, apresentam recuperação reversa que se acentua ainda mais com a elevação de temperatura.

Fatores de correção para a temperatura não foram disponibilizados pelos fabricantes. No caso do IGBT 2, se a mesma correção do IGBT1 fosse aplicada, as perdas teóricas de comutação seriam reduzidas para 23,142 W. O percentual total seria então de 27%, valor mais aceitável e próximo do ensaiado. Porém o ensaio do fabricante do IGBT1 foi com diodo de SiC e a 25 °C a mais de temperatura, enquanto que as perdas fornecidas para o IGBT2 são comutando com o mesmo diodo interno. Como é um fator desconhecido para o dispositivo em questão, não foram efetuadas correções com relação à temperatura.

No caso dos MOSFETs os fabricantes disponibilizaram resultados em condições distintas às aplicadas aqui e a desigualdade é em maior parte causada por isso. Diferente dos demais fabricantes de IGBTs que ensaiaram em condições mais conservadoras, os dos MOSFETs apresentaram as curvas de energia para valores muito pequenos de resistência externa de *gate* (2,5 Ω da CREE e 0 Ω para o da Rohm), dificilmente aplicáveis na prática.

Apesar de valores menores de resistência de *gate* diminuïrem as perdas nos dispositivos, fariam com que esforços fossem para o driver de acionamento e drivers com maior capacidade de corrente seriam necessários. Emissões eletromagnéticas seriam amplificadas devido as derivadas das grandezas elétricas durante o tempo de subida e descida do interruptor, bem como, problemas com elementos parasitas.

Com relação as perdas de condução, a maioria dos dispositivos foram ensaiados em 150 °C pelo fabricante. Em um projeto visando o sobredimensionamento o resultado analítico é aceitável. Os resultados experimentais obtidos foram menores, porém próximos, principalmente pela temperatura de ensaio de 100 °C.

8.2.1 Comparação entre o resultado parametrizado e não parametrizado em relação ao obtido no circuito de pulsos

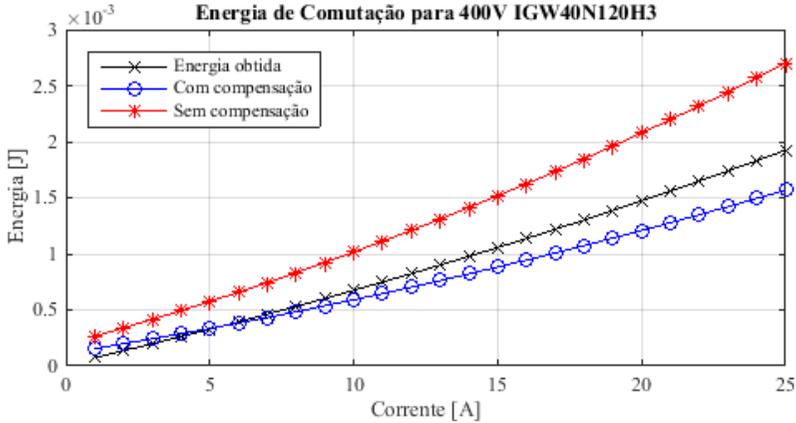
O resultado da parametrização é exibido a seguir. Na Figura 62 e Figura 63 são ilustrados a diferença entre a curva parametrizada, e a curva sem as devidas correções para o IGBT1. Comparado ao ensaio, obteve-se uma significativa precisão na curva com correções. Se utilizado o cálculo analítico sem a correção fornecida pela folha de dados, acarretaria em um sobredimensionamento do dissipador para o componente.

Os resultados teóricos e práticos não são de maior correlação devido aos erros provindos de diversas fontes que estão sobre ambos. No ensaio há imprecisões na medição dos dados, elementos parasitas não desejados diferentes dos existentes no ensaio feito pelo fabricante, além de um diferente diodo no mesmo caminho de comutação. Apesar de ambos serem de SiC, tanto o do fabricante, quanto o realizado a partir do circuito de duplo pulso, são diferentes e apresentam características diferentes que acarretam em diferentes curvas de energia. Além disso, no cálculo existe a imprecisão da parametrização, que é fornecida apenas para um ponto da curva.

A comparação entre a curva de energia analítica e ensaiada do IGBT 2 (Figura 64) revela diferença significativa entre ambos os resultados. Os mesmos são devido à não possibilidade de parametrização do componente, que não apresenta fator de correção para temperatura de 100°C (T_j do ensaio fornecido é de 150°C), e além disso inclui perdas de recuperação de um diodo de Si, diferente do realizado no procedimento experimental.

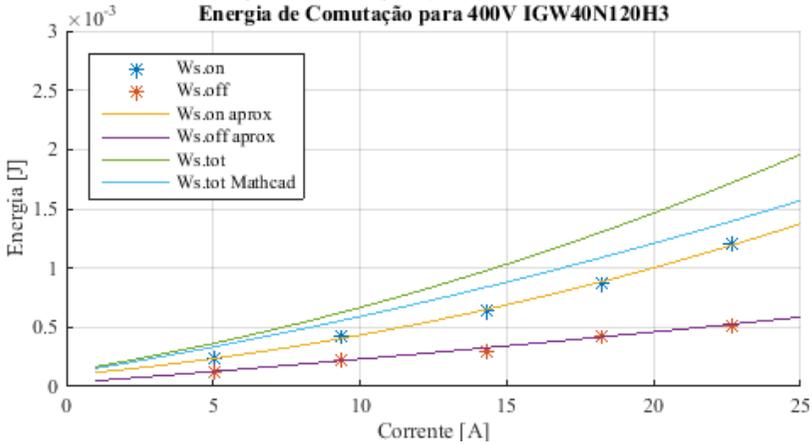
Além disso, o fator de correção de tensão efetuado foi igual ao feito para o IGBT 1, porém não é sabido se a mesma relação é válida.

Figura 62 – Resultado comparativo entre ensaio (preto), energia com compensação (azul) e sem compensação (vermelho).



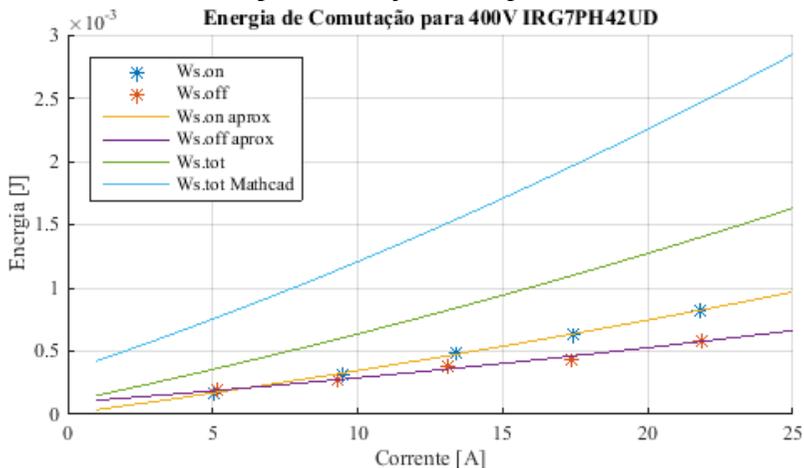
Fonte: Próprio Autor.

Figura 63 – Resultado comparativo entre ensaio (Energia total, entrada em condução e bloqueio, respectivamente, verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul).



Fonte: Próprio Autor.

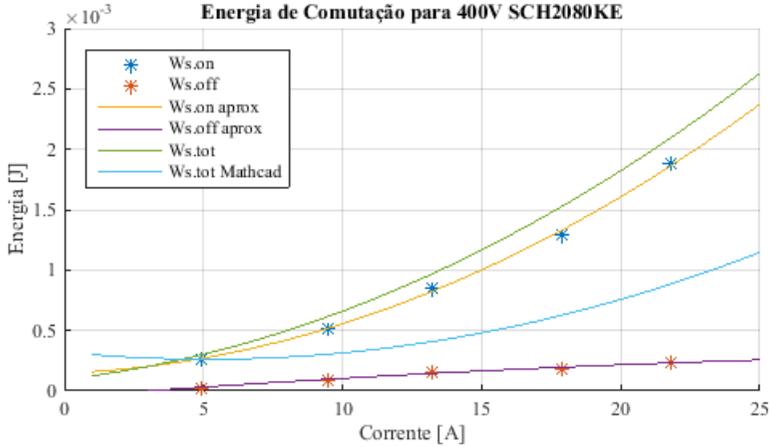
Figura 64 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para IGBT 2



Fonte: Próprio Autor.

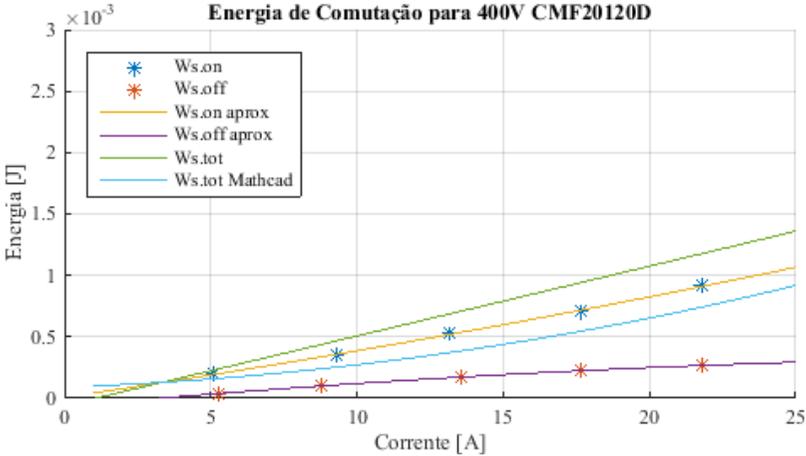
O resultado comparativo entre as curvas de energia entre os MOSFETs é mostrado na Figura 65 e Figura 66. Nota-se uma grande diferença entre os resultados obtidos experimentalmente e analiticamente. Um pouco desta diferença era esperada pelo fato do fabricante fornecer os ensaios de energia em situações muito diferentes das realizadas na prática, mesmo perante parametrizações. Entretanto, principalmente para o MOSFET 1, o resultado foi de mais que o dobro de energia no ensaio experimental na região de 20 A comparado ao analítico, e deve ser investigado mais profundamente.

Figura 65 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para MOSFET1



Fonte: Próprio Autor.

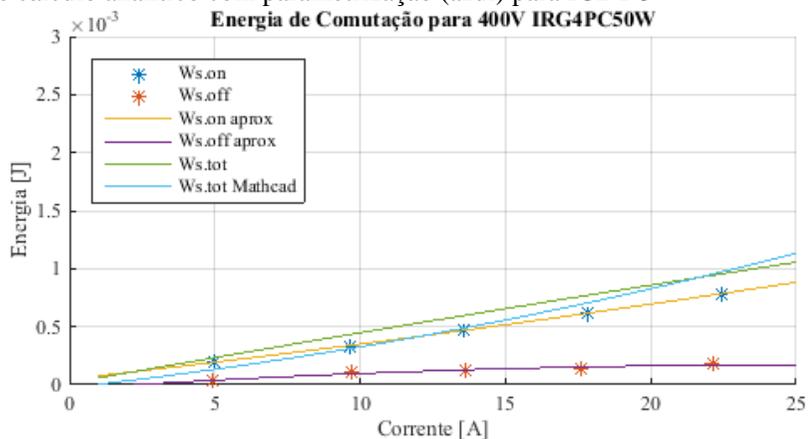
Figura 66 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para MOSFET2



Fonte: Próprio Autor.

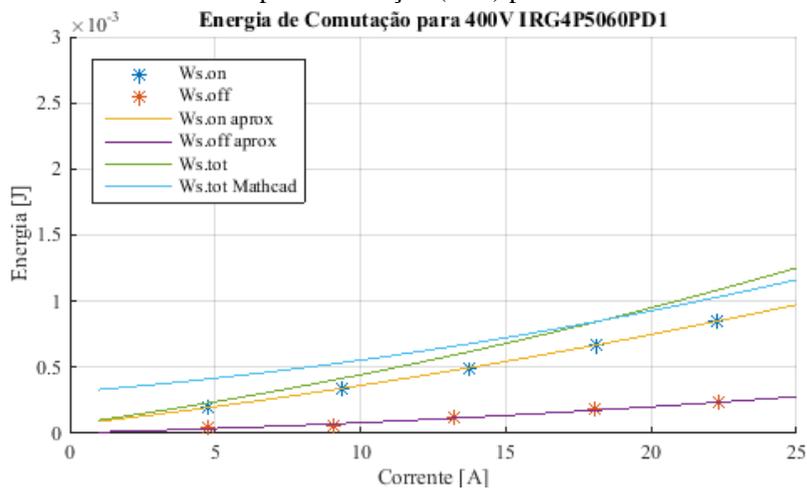
A diferença entre o cálculo analítico e experimental é ilustrado para cada semiconductor nas ilustrações seguintes (Figura 67 para o IGBT3, Figura 68 para o IGBT4 e Figura 69 para o RB-IGBT).

Figura 67 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para IGBT 3



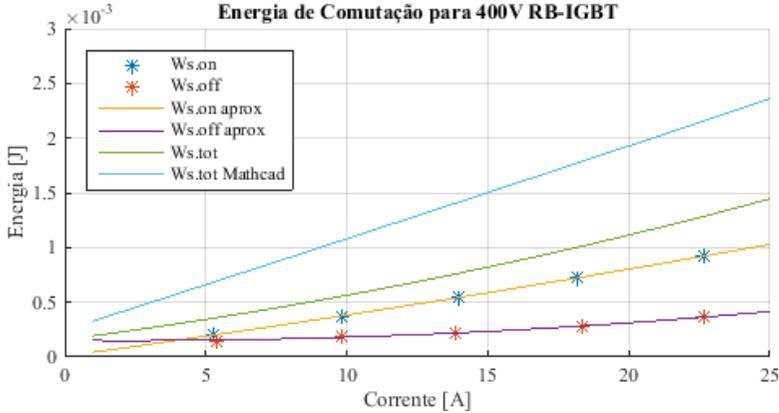
Fonte: Próprio Autor.

Figura 68 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para IGBT 4



Fonte: Próprio Autor.

Figura 69 – Resultado comparativo entre ensaio (verde, amarelo e roxo) e cálculo analítico com parametrização (azul) para o RB-IGBT



Fonte: Próprio Autor.

Nota-se que nos IGBTs 3 e 4, há uma grande similaridade nas curvas obtidas comparadas às fornecidas devido as informações de correção especificadas nos catálogos aliado também à comutação em tensão próxima a 400V diferentes dos dispositivos que suportam 1200V, normalmente ensaiados entre 600 V e 800 V.

Já o dispositivo RB-IGBT dentre as poucas correções que apresenta, fornece para o ponto de 85 A, corrente suportada pelo mesmo. E não apresenta correção para temperatura, portanto a curva ilustrada representaria a energia gasta durante a comutação em 150°C. Como a corrente de cauda aumenta significativamente em dispositivos de portadores minoritários com a temperatura, a energia obtida através do circuito de pulsos foi menor.

Se não existisse a possibilidade de ensaio do componente, apenas pelo catálogo é provável que o componente fosse descartado em comparação com os demais, pelas elevadas perdas de comutação.

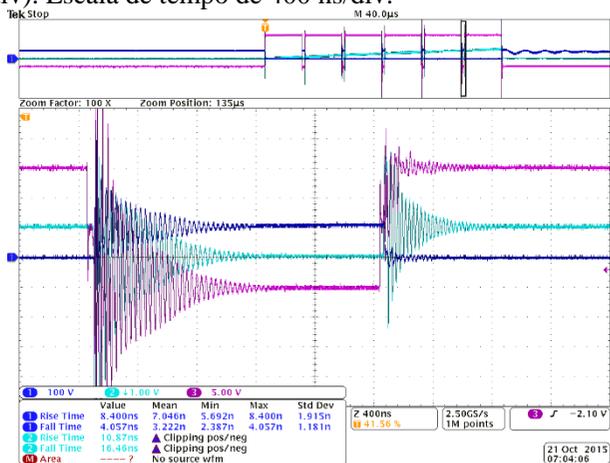
8.3 DISPOSITIVO DE NITRETO DE GÁLIO

Apesar do esforço para diminuir as indutâncias parasitas da placa do conversor de topologia Chopper, não foi possível acionar o dispositivo de nitreto de gálio na mesma. A Figura 70 mostra a comutação do dispositivo com tensão de bloqueio de 100 V e corrente de 20 A, e a Figura 71 fornece detalhes em uma vista mais distante da forma de onda dos pulsos aplicados. Na primeira, verifica-se grande oscilação de todas as variáveis ilustradas e demora na estabilização das mesmas. Já a segunda

apresenta no final das comutações a entrada em condução espontânea do dispositivo.

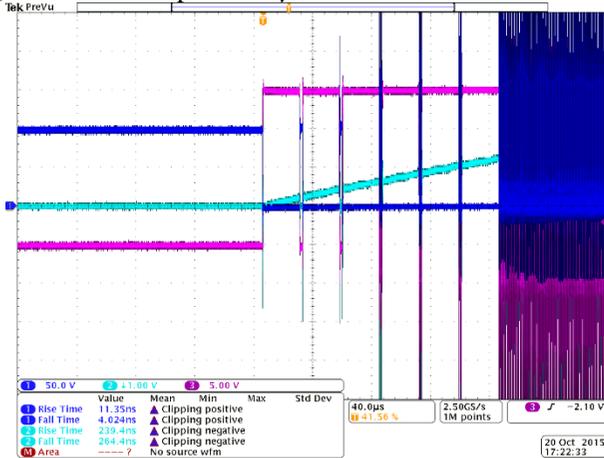
A condução espontânea é causada pela oscilação excessiva da tensão de *gate*, e faz com que o dispositivo atinja diversas vezes a tensão de limiar (V_{th}) e entre em condução e bloqueio de forma oscilatória. Nota-se que isto ocorre principalmente no bloqueio do interruptor, devido aos pequenos tempos de descida (5ns pelo *datasheet*), e conseqüentemente a grandes derivadas das grandezas elétricas. Em conjunto com as indutâncias parasitas isto faz com que a seja induzido tensão nos terminais *GS*.

Figura 70 – Comutação do dispositivo de nitreto de gálio. Em roxo tensão de *gate* (5 V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1 V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (100 V/div). Escala de tempo de 400 ns/div.



Fonte: Próprio autor.

Figura 71 – Comutação do dispositivo de nitreto de gálio. Em roxo tensão de *gate* (5 V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1 V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (50V/div). Escala de tempo de 40 μ s/div.

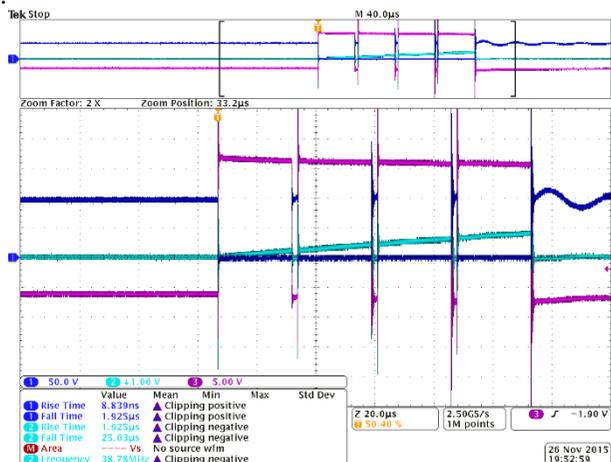


Fonte: Próprio autor.

Para que o interruptor, não entrasse mais em comutação espontânea colocou-se dois capacitores em paralelo aos terminais *GS*, com capacitância total de 440 pF. Percebeu-se uma leve amenização na oscilação da tensão de *gate*, e a auto comutação não foi mais percebida como mostra a Figura 72.

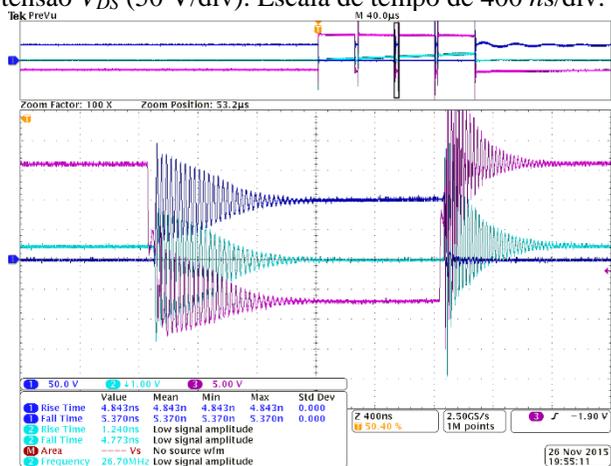
Entretanto, a oscilação permaneceu, e medições de perdas pelo método adotado trariam um resultado infiel ao componente. Além disso, quanto maior era o valor de corrente no dispositivo, mais aumentava o valor de tensão de pico de *gate* na entrada em condução, devido ao acoplamento entre um circuito e o outro. Como já estava além dos limites permitidos pelo fabricante, não se pôde ultrapassar a faixa dos 100 V de tensão de bloqueio, e 15 A (terceiro pulso de medição de energia).

Figura 72 – Pulsos no componente de nitreto de gálio pós-inserção do capacitor no terminal de *gate*. Em roxo a tensão de *gate* (5 V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1 V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (50 V/div). Escala de tempo de 20 μ s/div.



Fonte: Próprio autor.

Figura 73 – Comutação do dispositivo de nitreto de gálio após o uso do capacitor. Em roxo a tensão de *gate* (5 V/div), em azul claro a corrente representada na forma de tensão pelo resistor shunt (1 V/div), e em azul escuro a tensão V_{DS} (50 V/div). Escala de tempo de 400 ns/div.



Fonte: Próprio autor.

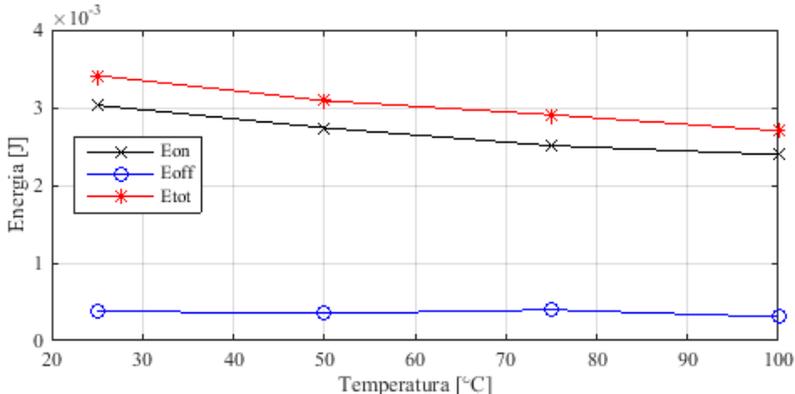
8.4 VARIAÇÕES DE TEMPERATURA E TENSÃO NOS INTERRUPTORES

Nesta seção são apresentadas as curvas dos dispositivos primeiramente com tensão fixa e corrente fixa variando a temperatura, e posteriormente com corrente fixa e variação na tensão de bloqueio..

8.4.1 Variações de temperatura em interruptores de até 1200 V

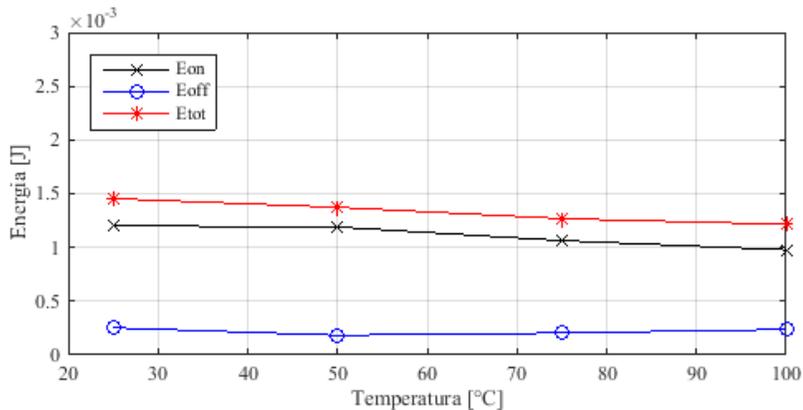
Como nota-se na Figura 74 e Figura 75 para o MOSFET1 e Figura 76 e Figura 77 para o MOSFET 2, dispositivos fabricados com SiC apresentam melhores resultados em temperaturas elevadas. Isto era previsto se analisarmos a Figura 27 do MOSFET2 que ilustra a imagem do catálogo. A energia por bloqueio, por outro lado, permanece quase que constante com a temperatura. Os resultados são ilustrados na tensão de bloqueio de 400 e 800 V.

Figura 74 – Variação da Temperatura para o dispositivo SCH2080KE com tensão de 800 V.



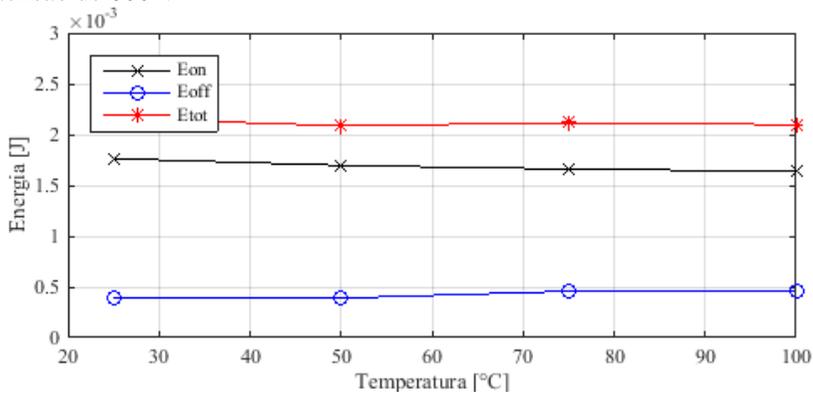
Fonte: Próprio autor.

Figura 75 – Variação da Temperatura para o dispositivo SCH2080KE com tensão de 400 V



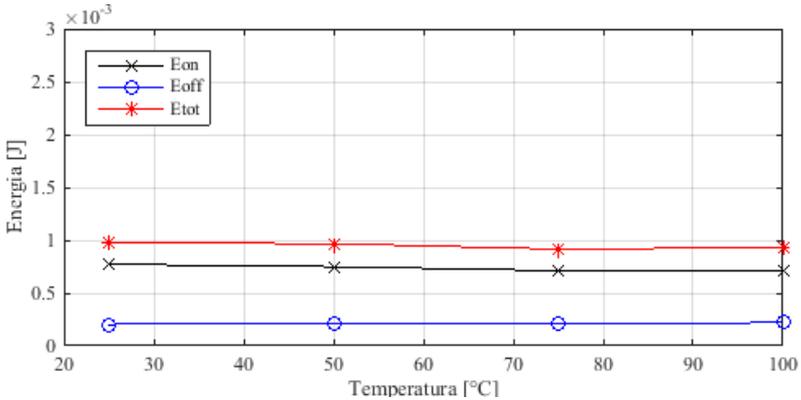
Fonte: Próprio autor.

Figura 76 – Variação da Temperatura para o dispositivo CMF20120 com tensão de 800 V



Fonte: Próprio autor.

Figura 77 – Variação da Temperatura para o dispositivo CMF20120 com tensão de 400 V

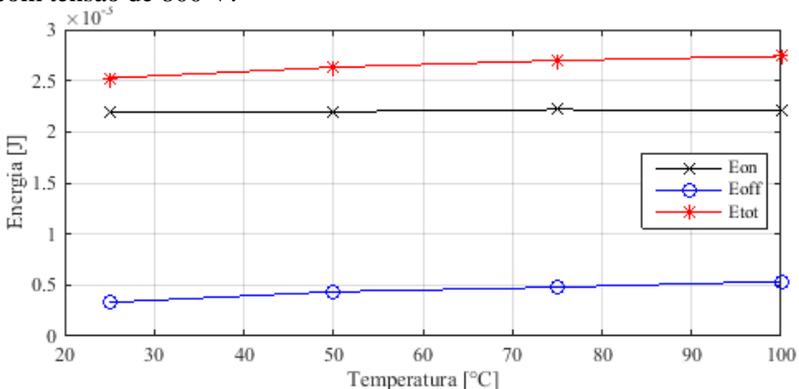


Fonte: Próprio autor.

Com os resultados obtidos para os IGBTs 1200 V (Figura 78 e Figura 79 para o IGBT1, e Figura 80 e Figura 81 para o IGBT2) nota-se um aumento das curvas de energia total em função da temperatura. Nota-se também que a parcela responsável por esse aumento está nas por bloqueio, constatando pela curva a presença da corrente de cauda. Já a energia de entrada em condução varia menos em ambos os dados.

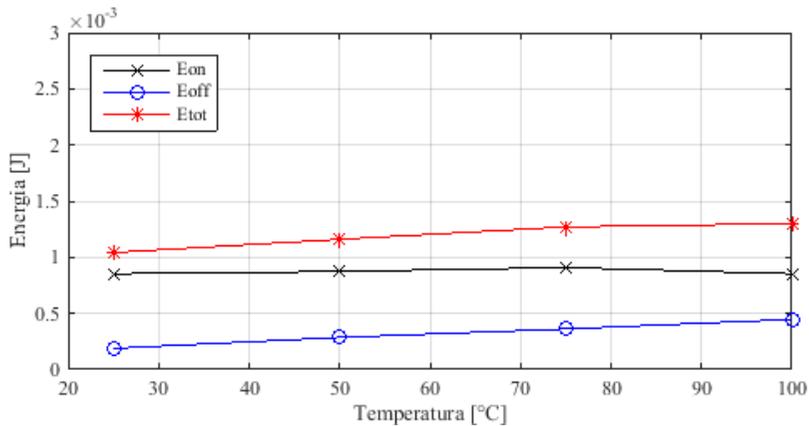
Outro ponto interessante é que analisando as curvas, nota-se que de 400 V para 800 V, o dobro da tensão leva a quase o dobro da energia total gasta por dispositivo. Esta análise é feita na Subseção 8.4.3.

Figura 78 – Variação da Temperatura para o dispositivo IGW40N120H3 com tensão de 800 V.



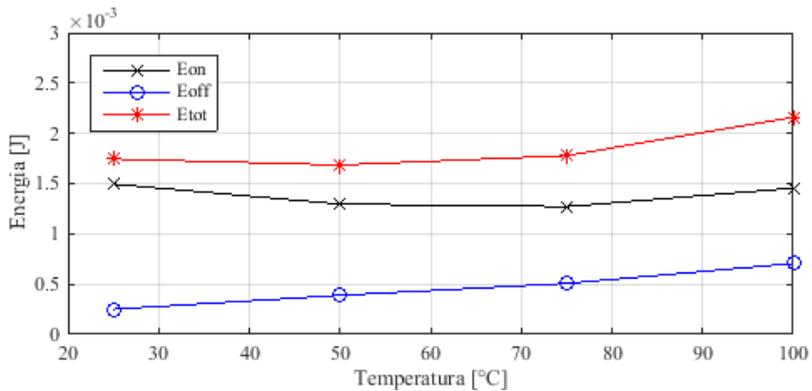
Fonte: Próprio autor.

Figura 79 – Variação da Temperatura para o dispositivo IGW40N120H3 com tensão de 400 V.



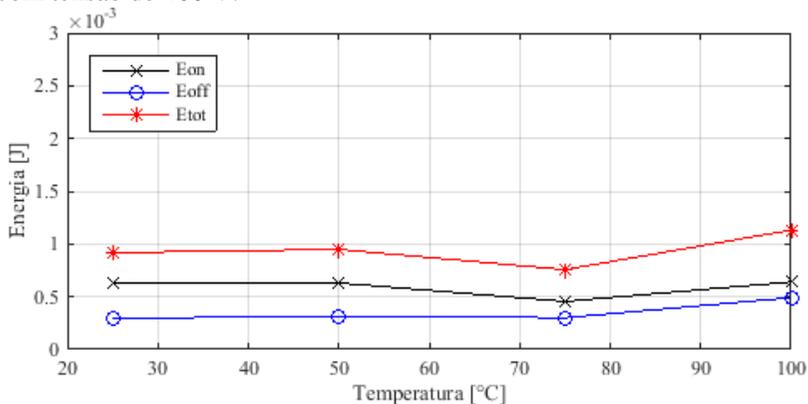
Fonte: Próprio autor.

Figura 80 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRG7PH42UD com tensão de 800 V.



Fonte: Próprio autor.

Figura 81 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRG7PH42UD com tensão de 400 V.



Fonte: Próprio autor.

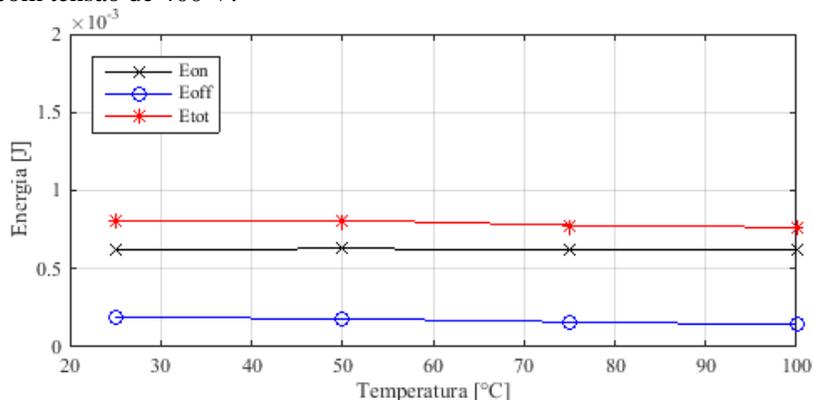
8.4.2 Variações de temperatura em interruptores de até 600V

Já nos interruptores com tensão máxima suportada de até 600 V os resultados apresentaram variação menos significativa, principalmente para o IGBT3 (Figura 82) e IGBT4 (Figura 83).

Diferente dos demais, o IGBT de bloqueio reverso (Figura 84) apresentou grande variação no ensaio de 50°C. Entretanto, considerando a variação entre o primeiro ponto (25 °C) e o último (100 °C), há uma pequena elevação na energia total.

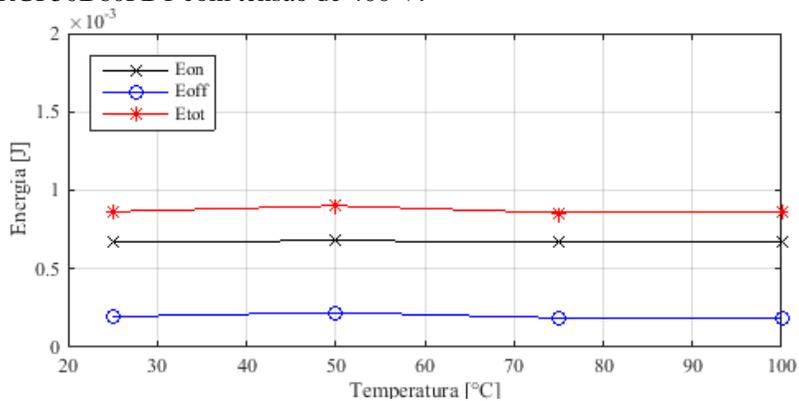
Este resultado nos faz chegar à conclusão de que assim como os diodos de maior tensão possuem grandes perdas por recuperação reversa, os IGBTs de maior tensão possuem maior influência com a temperatura e possuem corrente de cauda mais significativa. Isto é evidenciado também na folha de dados dos dispositivos, onde a energia gasta durante o bloqueio varia pouco até os 100 °C, e a partir daí aumenta bastante até 175 °C.

Figura 82 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRG4PC50W com tensão de 400 V.



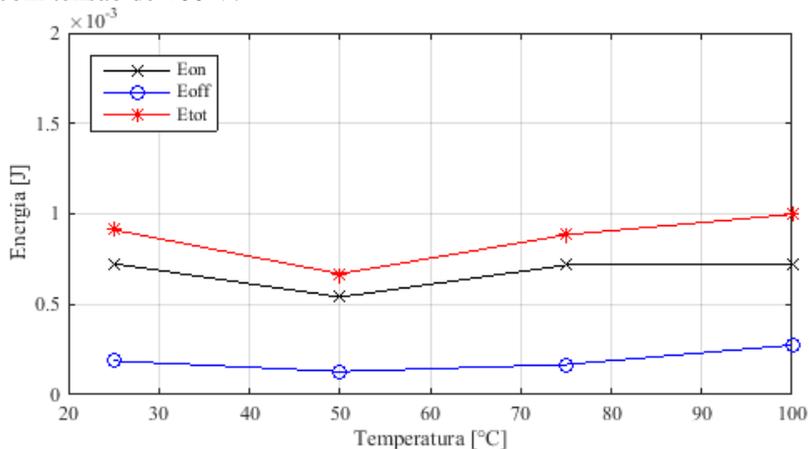
Fonte: Próprio autor.

Figura 83 – Variação da Temperatura para o dispositivo IRGP50B60PD1 com tensão de 400 V.



Fonte: Próprio autor.

Figura 84 – Variação da Temperatura para o dispositivo FGW85N60 com tensão de 400 V.



Fonte: Próprio autor.

8.4.3 Variações de tensão em interruptores de tensão máxima de 1200V e 600V

A Figura 85 ilustra o comportamento dos dispositivos de tensão máxima de 1200 V sob variações de tensão em um mesmo ponto de corrente.

Analisando a figura a relação parece ser praticamente linear, porém varia de dispositivo para dispositivo. Comparando o dispositivo IGBT1 com o MOSFET1, o último é mais vantajoso para tensões menores. Entre 400 e 500 V as curvas se cruzam e o dispositivo IGBT1 passa a ser mais vantajoso.

Outra análise interessante que pode ser feita a partir desses dados é com relação à parametrização das curvas para diferentes tensões. Em (Semikron, 2012), para módulos, sugere que a energia em diferentes tensões seja calculada como

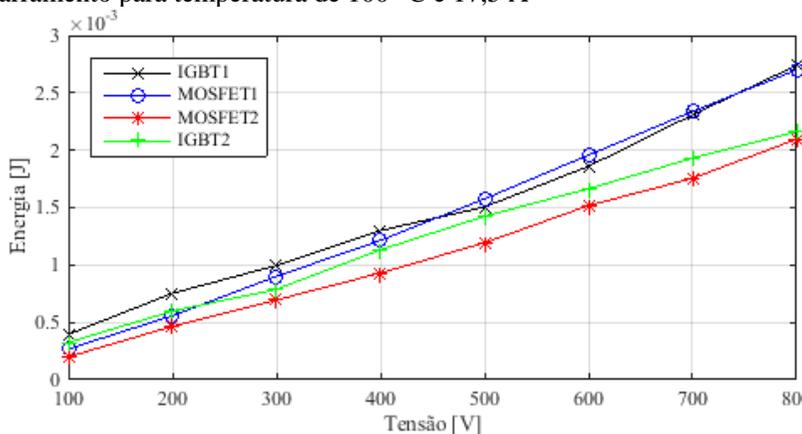
$$E_{com} = E_{com} \left(\frac{V_{CE}}{V_{CE,data}} \right)^{1,4} \quad (58)$$

onde, $V_{CE,data}$ refere-se a tensão ensaiada pelo fabricante.

Já outras referências sugerem que seja utilizado a relação como na Equação (50). Um comparativo é feito para a curva do IGBT1 tomando

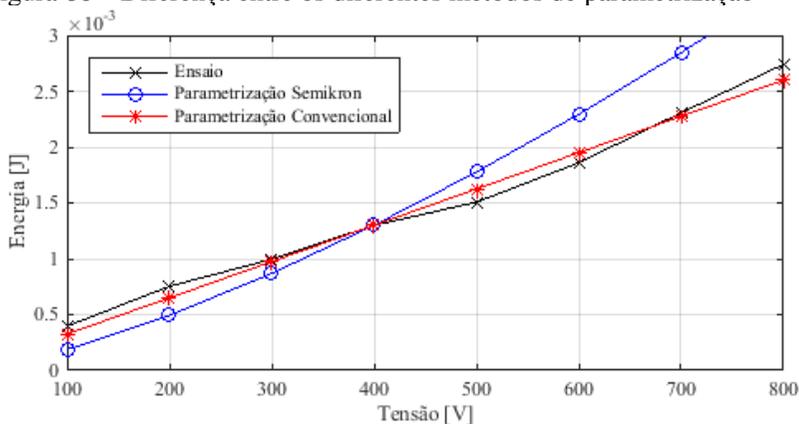
o ponto de 400 V como referência dentre os dois métodos. A Figura 86 ilustra a diferença entre ambos.

Figura 85 – Energia de comutação total em função da tensão de barramento para temperatura de 100 °C e 17,5 A



Fonte: Próprio autor.

Figura 86 – Diferença entre os diferentes métodos de parametrização

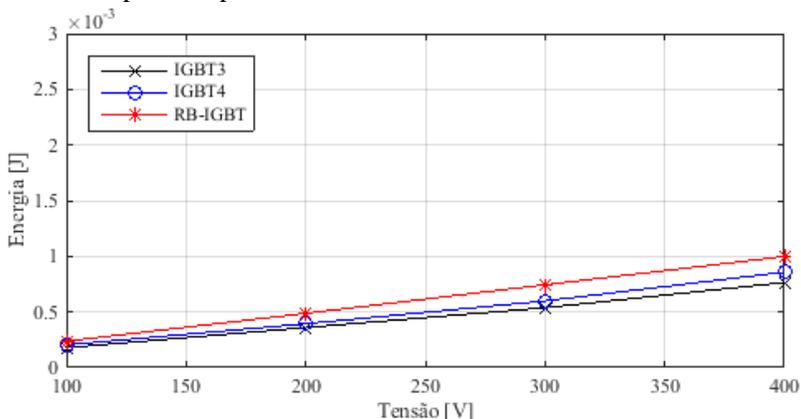


Fonte: Próprio autor.

Nota-se claramente que o método convencional aproximou melhor as perdas sob diferentes tensões. Portanto, a parametrização utilizada pela Semikron em relação a esses dispositivos não é válida, e é provável que seja apenas para os módulos fabricados pela mesma.

Na variação da tensão nos dispositivos de 600, os dispositivos IGBT3 e IGBT4 apresentaram comportamento quase que igual. Já o RB-IGBT apresentou derivada levemente mais acentuada, porém, muito próxima aos outros dispositivos também.

Figura 87 – Energia de comutação total em função da tensão de barramento para temperatura de 100 °C



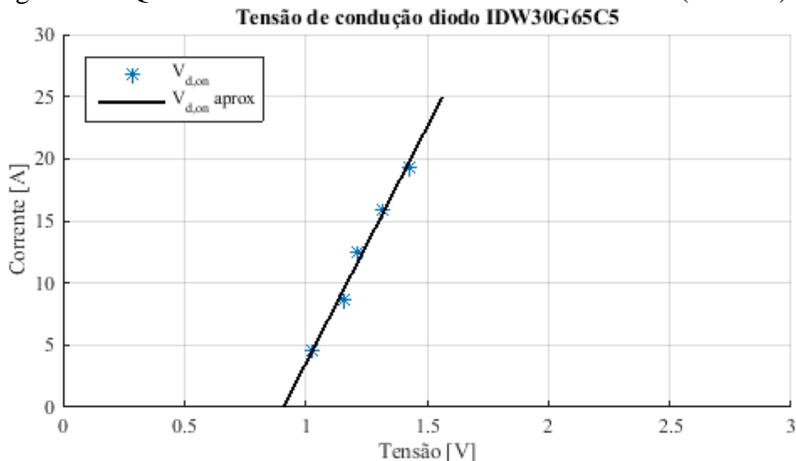
Fonte: Próprio autor.

8.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS RELACIONADOS AOS DIODOS

As perdas de recuperação nos diodos são determinadas basicamente pela indutância do circuito, derivada de corrente do IGBT/MOSFET e temperatura. De forma a compará-los sob mesma condição, o mesmo interruptor foi utilizado nos ensaios para todos os diodos, o IGBT1 IGW40N120H3.

As perdas de condução são obtidas medindo corrente e tensão no dispositivo durante a etapa de roda livre e aproximado por uma equação de primeira ordem como na Figura 88. Apesar de não mencionado até aqui, este método é utilizado para o cálculo da queda de tensão de condução dos interruptores também.

Figura 88 – Queda de tensão no diodo de SiC IDW30G65C5 (Diodo 7)



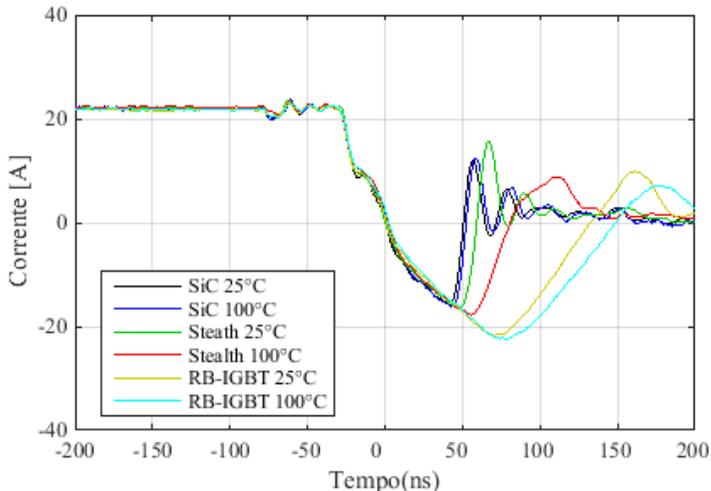
Fonte: Próprio autor.

Os demais parâmetros foram alterados do seguinte modo:

- Variação de tensão até a tensão de 400V em passos de 100V.
- Variação da corrente até 25A em passos de 5A, o que equivale a 5 pulsos a serem analisados.
- Variação da temperatura, obtendo em 4 pontos de análise: 25, 50, 75 e 100°C.

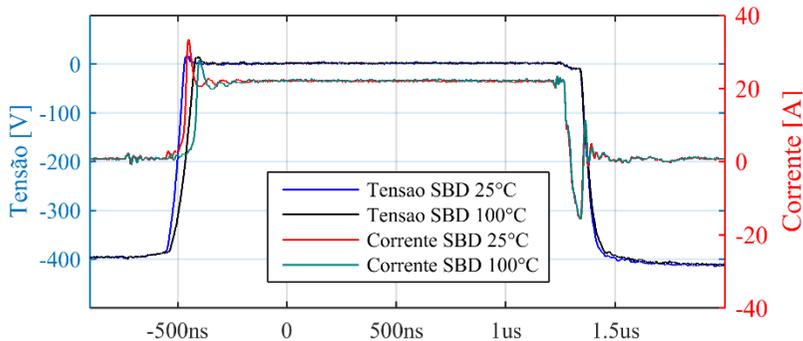
A Figura 89 e Figura 90 mostram que dispositivos de portadores majoritários em geral e principalmente de SiC sofrem pouco com o aumento da temperatura e são estáveis em relação a característica de resposta em 25°C e 100°C diferente dos de portadores minoritários.

Figura 89 –Característica de bloqueio dos diodos de 600 V sob diferentes temperaturas



Fonte: Próprio autor.

Figura 90 – Características de entrada em condução e bloqueio do diodo interno do transistor SCH2080KE sob diferentes temperaturas.

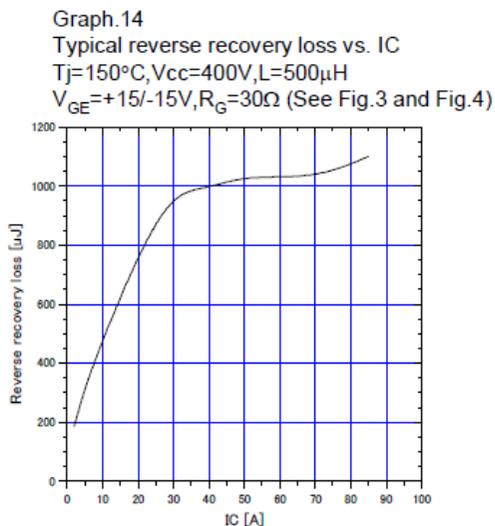


Fonte: Próprio autor.

Comparando a Figura 91 com a Figura 92 pode-se notar que a curva de energia por recuperação reversa fornecida pelo catálogo da Fuji para o RB-IGBT é bem próxima da obtida experimentalmente. A fabricante não diz qual a derivada de corrente que este ensaio foi baseado. Por ser feito com resistor de *gate* de 30Ω indica que o transistor foi acionado de forma mais lenta que o ensaio deste trabalho, logo, a menor

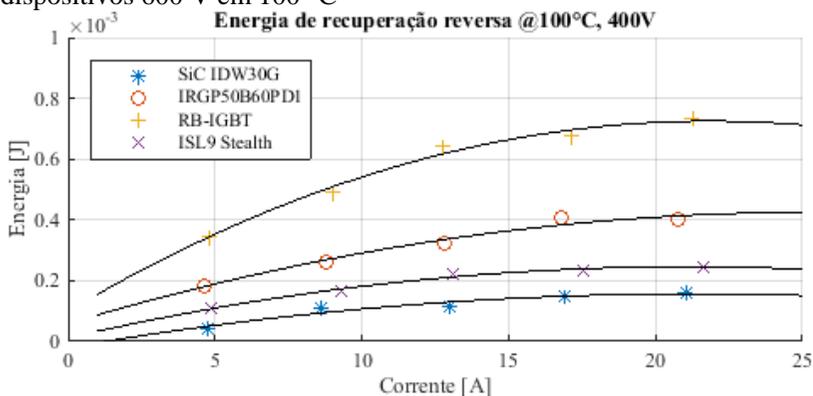
derivada de corrente diminuiu a energia de recuperação e como foi ensaiado em 150°C compensou o aumento de temperatura em relação ao ensaio do circuito de pulsos e assim foram obtidos resultados similares.

Figura 91 – Curva de energia para recuperação reversa fornecido pela Fuji para o RB-IGBT.



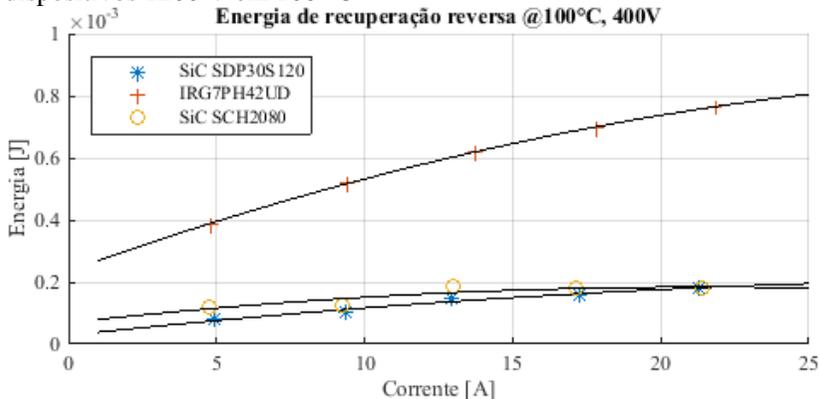
Fonte: Fuji.

Figura 92 – Resultados da energia de recuperação reversa para dispositivos 600 V em 100 °C



Fonte: Próprio autor.

Figura 93 – Resultados da energia de recuperação reversa para dispositivos 1200 V em 100 °C



Fonte: Próprio autor.

A partir das curvas foram obtidos os resultados aplicados ao conversor. Estes são apresentados na Tabela 4 no mesmo ponto de operação onde as perdas foram calculadas para os interruptores.

Tabela 4 – Resultados aplicados ao conversor a partir da obtenção experimental de recuperação reversa para os diodos. Ponto de operação para $\phi = 30^\circ$, $V_R=400$ V e $T_j=100$ °C.

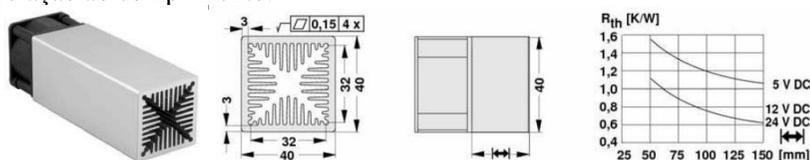
Dispositivo	Perdas de Condução [W]	Perdas de Bloqueio [W]	Perdas Totais [W]
Diodo 1 (IRG7PH42UD)	0,272	1,374	1,646
Diodo 2 (SCH2080KE)	0,274	0,398	0,672
Diodo 3 (SDP30S120)	0,399	0,270	0,669
Diodo 4 (ISL9R3060P2)	4,678	3,544	8,222
Diodo 5 (FGW85N60RB)	3,542	10,526	14,068
Diodo 6 (IRGP50B60PD1)	5,674	5,904	11,578
Diodo 7 (IDW30G65C5)	4,347	2,186	6,533

8.6 SISTEMA DE RESFRIAMENTO

No *datasheet*, a máxima corrente que o dispositivo pode suportar é dada em corrente contínua em certa temperatura, às vezes até em temperatura ambiente. Isso significa que a pastilha consegue oferecer tal capacidade de corrente se o projetista garantir que o sistema de resfriamento mantém a temperatura da junção nesse valor. Isso é muitas vezes não realístico, e deve-se ter o devido cuidado.

O dissipador utilizado neste trabalho, é o mesmo disponível no conversor aplicado e é ilustrado na Figura 94. Este possui resistência térmica de 1,2 K/W ou °C/W quando o ventilador estiver operando. Engloba todos os interruptores de uma fase do conversor, portanto, o mesmo deve dissipar a temperatura de até 8 componentes semicondutores se utilizados diodos e interruptores com encapsulamento separado.

Figura 94 – Dissipador utilizado modelo LAM 4 – 100mm, e cooler de 5V. Da esquerda para direita: vista em perspectiva, frontal, lateral, e curva de resistência térmica de acordo com o ventilador empregado com relação ao comprimento.



Fonte: (Elektronics, 2011)

Além disso, para o cálculo da temperatura deve-se considerar as resistências térmicas das junções de cada componente com relação à cápsula, de modo a não ultrapassar a temperatura máxima de junção do dispositivo.

8.7 ESCOLHA DA COMBINAÇÃO A SER APLICADA AO CONVERSOR

Baseado nos resultados obtidos experimentalmente através do circuito de ensaio, optou-se pelas seguintes combinações para serem aplicadas no conversor.

Combinação 1:

Dispositivos IGBTs e diodos com recuperação

- IRG7PH42UD: 1200V

- IRGP50B60PD1: 600V

Combinação 2: Dispositivo MOSFET 1200V e IGBT rápido, diodos de SiC.

- SCH2080KEC: 1200V
- IRG4PC50W + IDW30G65C5: 600V

Estas combinações são interessantes pois os resultados comparados ao circuito de pulsos e o método analítico apresentaram bastante diferenças. Logo servem para validar os métodos aplicados ao conversor. Outro fato interessante é colocar em uma combinação interruptores mistos de SiC e Si, e na outra apenas de Si e ver a diferença. Encapsulamentos separados são utilizados para os dispositivos de 600V na combinação 2, diferente da combinação 1 que utiliza para interruptor e diodo mesmo encapsulamento.

Apesar de o conversor ser trifásico, optou-se por colocar a combinação em apenas uma fase. A mesma fase foi utilizada para as duas combinações diferentes de modo a evitar maiores distorções e fontes de erros.

8.8 RESULTADOS GERAIS

A seguir são apresentados os resultados dos métodos estudados neste trabalho comparando com os aplicados ao conversor. Devido a limitação de potência dos indutores no laboratório foi possível apenas utilizar carga indutiva com valor de 12mH ou menos. Para carga de 15 ohms isto equivale a um fator de potência de 0,957. Os dados analíticos e obtidos pelo circuito de extração de dados foram refeitos considerando esta condição.

Entretanto, o método analítico e o a partir da extração dos parâmetros pelo conversor de topologia *Chopper*, não levam em conta algumas não idealidades, como queda de tensão em elementos resistivos que existem no conversor, e ocorrem principalmente próximo à potência nominal. A tensão de saída do conversor foi 16V menor que a esperada, portanto aplicou corrente um pouco menor na carga em relação aos cálculos efetuados analiticamente e com o circuito de pulsos.

As combinações também foram aplicadas ao software PSIM e os resultados também são apresentados a seguir.

8.8.1 Resultados de perdas pelo método analítico

A Tabela 3 apresenta os resultados para as combinações pelo método analítico. Se este fosse considerado não seria possível utilizar a combinação 1 neste dissipador, e a combinação 2 aparenta ser muito vantajosa em relação a primeira tanto em relação à temperatura quando em relação ao rendimento.

Tabela 3 - Resultados de perdas obtidos através do método analítico aplicados ao conversor

	Dispositivo	Perdas de Condução [W]	Perdas de Comutação [W]	Perdas Totais [W]
Combinação 1	IGBT 1200V (IRG7PH42UD)	5,994	20,997	26,991
	Diodo 1200 (IRG7PH42UD)	0,086	1,418	1,504
	IGBT 600V (IRGP50B60PD1)	4,449	0,688	5,137
	Diodo 600V (IRGP50B60PD1)	3,996	10,159	14,155
Temperatura Dissipador [°C]		139,7°C	Perdas Totais ¹	95,574
Combinação 2	MOSFET 1200V (SCH2080KE)	9,069	10,179	19,248
	Diodo 1200V (SCH2080KE)	0,089	0,089	0,178
	IGBT 600V (IRG4PC50W)	3,718	0,114	3,832
	Diodo 600V (IDW30G65C5)	3,259	0,176	3,435
Temperatura Dissipador [°C]		89,1°C	Perdas Totais ¹	53,386

Tabela 4 – Rendimento do conversor estimado pelo método analítico

Combinação 1	
Rendimento	95,93%
Combinação 2	
Rendimento	97,36%

8.8.2 Resultados da combinação pelo método de extração de parâmetros pelo circuito de pulsos

A Tabela 5 apresenta os resultados para as combinações pelo método da extração dos parâmetros pelo circuito de pulsos. Por este método ambas as combinações apresentam resultados semelhantes de rendimento, e a temperatura do dissipador na combinação 1 apresenta 10°C a mais que a temperatura da combinação 2.

Tabela 5 - Resultados de perdas obtidos através do circuito de ensaio

	Dispositivo	Perdas de Condução [W]	Perdas de Comutação [W]	Perdas Totais [W]
Combinação 1	IGBT 1200V (IRG7PH42UD)	4,163	15,245	19,408
	Diodo 1200 (IRG7PH42UD)	0,106	0,608	0,714
	IGBT 600V (IRGP50B60PD1)	3,502	0,302	3,804
	Diodo 600V (IRGP50B60PD1)	4,374	5,885	10,259
Temperatura Dissipador [°C]		107,7	Perdas Totais ¹	68,370
Combinação 2	MOSFET 1200V (SCH2080KE)	8,641	13,445	22,086
	Diodo 1200V (SCH2080KE)	0,095	0,179	0,274
	IGBT 600V (IRG4PC50W)	3,517	0,256	3,773
	Diodo 600V (IDW30G65C5)	3,335	2,175	5,510
Temperatura Dissipador [°C]		96,44	Perdas Totais ¹	63,286

Tabela 6 - Rendimento estimado através do circuito de ensaio aplicado a conversor

Combinação 1	
Rendimento	96,85%
Combinação 2	
Rendimento	97,023%

8.8.3 Resultados obtidos pelo PSIM

A Tabela 7 apresenta os resultados para as combinações pelo software PSIM. O PSIM apesar considerar algumas não idealidades no cálculo (como ondulações do barramento e ondulações nas grandezas elétricas de saída) peca em relação as parametrizações. O software apresentou uma visão muito otimista em relação a combinação 2 em relação aos dispositivos de SiC comparando com os métodos apresentados anteriormente. Para a combinação 1, entretanto, houve certa convergência em relação ao método do circuito de pulsos.

Tabela 7 - Resultados de perdas obtidos por simulação no PSIM

	Dispositivo	Perdas de Condução [W]	Perdas de Comutação [W]	Perdas Totais [W]
Combinação 1	IGBT 1200V (IRG7PH42UD)	5,947	19,117	25,091
	Diodo 1200 (IRG7PH42UD)	0,008	0,366	0,374
	IGBT 600V (IRGP50B60PD1)	4,256	0,630	4,886
	Diodo 600V (IRGP50B60PD1)	3,938	0,424	4.362
Temperatura Dissipador [°C]		108,2 °C	Perdas Totais ¹	69,426
Combinação 2	MOSFET 1200V (SCH2080KE)	8,251	6,092	14,343
	Diodo 1200V (SCH2080KE)	0,008	0	0,008
	IGBT 600V (IRG4PC50W)	3,773	0,174	3,947

	Diodo 600V (IDW30G65C5)	3,773	0	3,773
Temperatura Dissipador [°C]		76,41 °C	Perdas Totais ¹	44,142

1 O somatório das perdas dos interruptores é multiplicado por dois devido a simetria entre as perdas de dispositivos 1200V e 600V.

Tabela 8 - Rendimento obtido pelo PSIM

Combinação 1	
Rendimento	96,7%
Combinação 2	
Rendimento	97,6%

8.8.4 Rendimento da combinação medida no conversor

Para a medição do rendimento, o conversor foi acionado em malha aberta através de um microcontrolador modelo DSC28335 com índice de modulação $M=0,778$ e tensão de barramento (E) de 800 V.

Operando como inversor, com carga de 15Ω e 12 mH , pode-se drenar em torno de 2500 W de potência de saída. Para a medição do rendimento foi utilizado o analisador de energia modelo PA4000 da Tektronix, medindo tensão e corrente no barramento CC e nos terminais da carga (parte CA) do conversor. A Tabela 9 mostra os valores obtidos de rendimento.

Tabela 9 - Rendimentos obtidos experimentalmente no conversor.

Combinação 1	
Rendimento	96,36%
Combinação 2	
Rendimento	96,08%

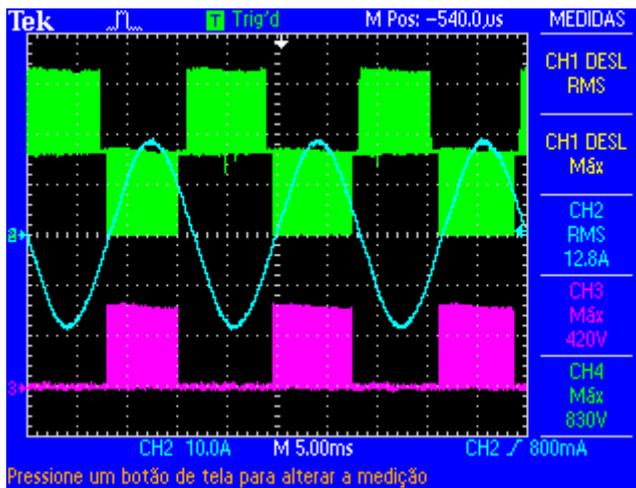
Como dito anteriormente a tensão de saída do conversor *RMS* era de aproximadamente 16 V abaixo da esperada pela modulação e tensão de barramento. Dentre os motivos principalmente estão:

- Perda de razão cíclica devido à atrasos e tempo morto (valor de 500 ns).
- Queda de tensão em elementos resistivos, tais como: Cabos de alimentação e impedância do indutor de saída.
- Valor de tensão total do barramento com pequenas diferenças para 800 V (+/- 5 V).
- Queda de tensão de condução nos interruptores

A Figura 95 mostra a forma de onda de obtenção do rendimento para a combinação 2. Nota-se pela forma de onda da tensão sob o interruptor S_p e S_2 que há uma pequena ondulação no barramento.

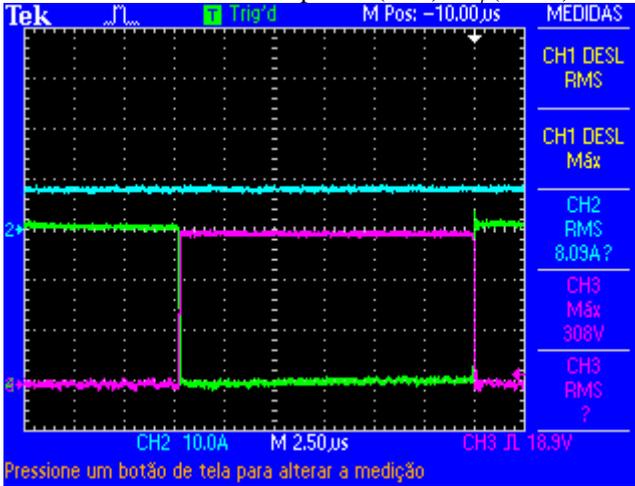
A Figura 96 ilustra o momento de comutação de ambos os interruptores. Não há sobretensão significativa no circuito. Já a Figura 97 remete a defasagem entre tensão e corrente na carga para o fator de potência de 0,957.

Figura 95 – Corrente de saída (azul claro), tensão em S_2 (rosa) e tensão em S_p (verde), na condição de medição de rendimento para a combinação 2.



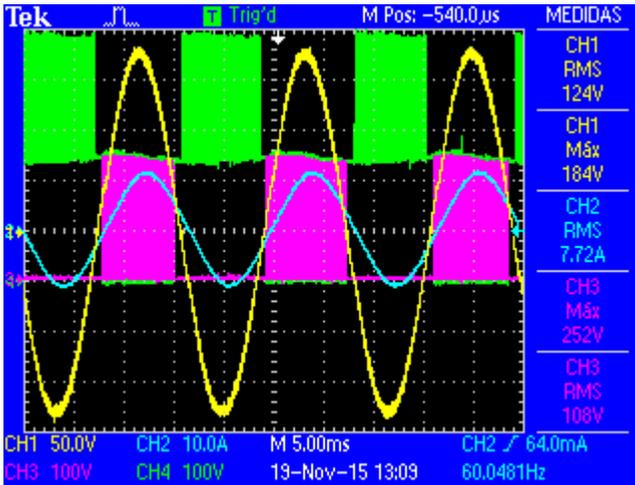
Fonte: Próprio autor.

Figura 96 – Tensão sobre o interruptor S_I (rosa) e S_p (verde).



Fonte: Próprio autor.

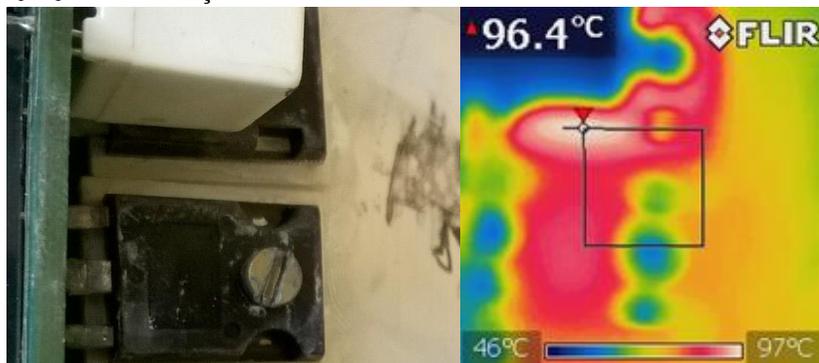
Figura 97 – Tensão e corrente defasadas em 17° .



Fonte: Próprio autor.

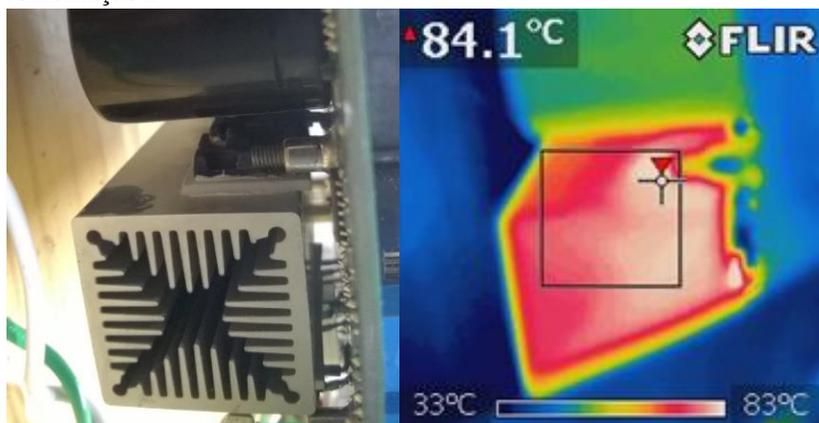
As medições de temperatura para a combinação 1 são ilustradas na Figura 98 no ponto mais quente, e na Figura 99 em um ponto alguns milímetros acima dos interruptores.

Figura 98 – Temperatura próximo às cápsulas dos dispositivos S_p/D_p e S_l/D_l na combinação 1



Fonte: Próprio autor.

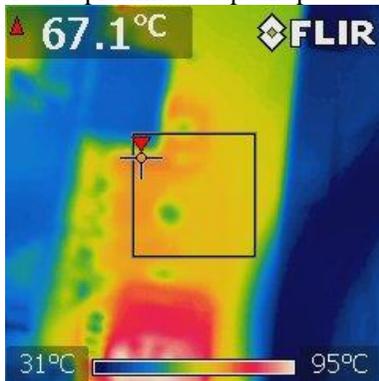
Figura 99 – Temperatura dissipador próximo ao interruptor S_2/D_2 na combinação 1



Fonte: Próprio autor.

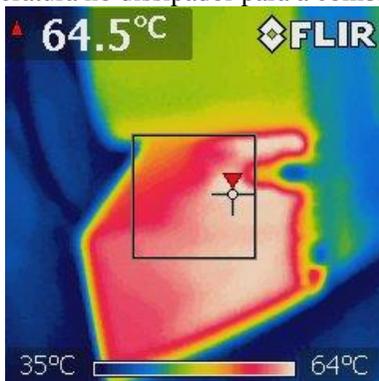
As medições nos mesmos pontos de temperatura para a combinação 2 são ilustradas na Figura 100 no ponto mais quente, e na Figura 101 em um ponto alguns milímetros acima dos interruptores.

Figura 100 – Temperatura próximo à capsula para a combinação 2



Fonte: Próprio autor.

Figura 101 – Temperatura no dissipador para a combinação 2



Fonte: Próprio autor.

8.9 DISCUSSÃO

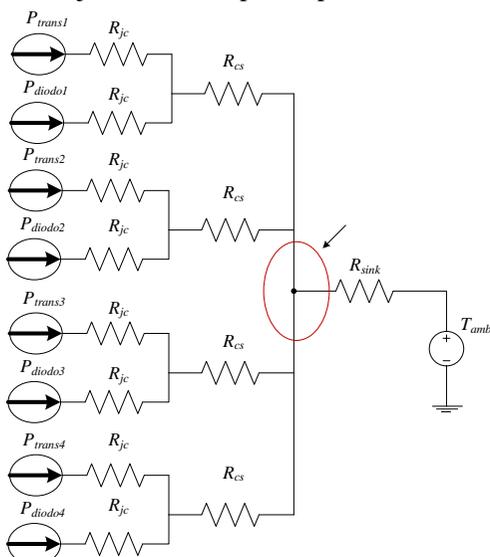
Como dito anteriormente, a tensão na carga sofreu queda de aproximadamente 16 V em relação ao esperado com o índice de modulação. Medindo as principais impedâncias do circuito, e adicionando

à simulação da Figura 103, a qual considera os principais elementos do ensaio de rendimento, chega-se a tensão eficaz de 205 V na carga com índice de modulação de 0,75. Valor próximo ao encontrado no experimento.

Apesar de que esse índice de modulação foi considerado nos cálculos, a queda de tensão por elementos resistivos não foi considerada pelo método analítico e nem pela extração dos parâmetros no circuito de pulsos. Portanto, a corrente em ambos os métodos acaba sendo um pouco maior, levando a maiores perdas, porém em potência também maior de saída, então não deveria afetar tanto o cálculo de rendimento. Já o cálculo de temperatura este sim é afetado, pois está diretamente relacionado às perdas nos interruptores. Se uma maior corrente estiver passando pelos mesmos, maior serão as perdas de condução e comutação e conseqüentemente maior a temperatura. Isto explica o porquê de a temperatura nos interruptores ser menor com os interruptores aplicados ao conversor.

Outro motivo, principalmente para a combinação 2, é que o modelo usado para o cálculo térmico não considera gradientes de temperatura no dissipador, mas, que todos os elementos emissores de calor se encontram em um mesmo ponto (Figura) no dissipador e que a sua temperatura é igual em qualquer ponto. E isto não acontece, quanto melhor distribuído estiverem os dispositivos, menor será a influência de um em relação ao outro. Na combinação 1, os dispositivos do lado direito do dissipador estavam lado a lado e no ponto mais quente apresentaram temperatura de 10°C a mais que no lado esquerdo. Já na combinação 2 havia ainda melhor distribuição de calor, pois os dispositivos do braço horizontal estão em encapsulamento separado, e a temperatura foi ainda menor que o calculado.

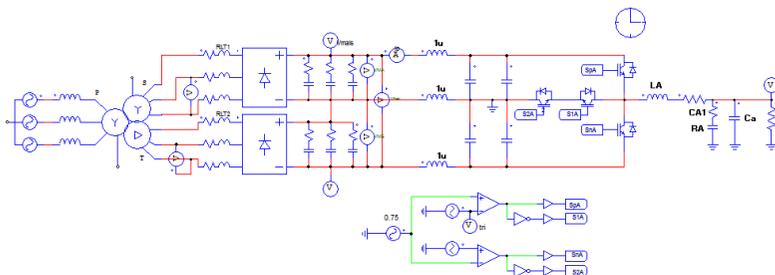
Figura 102 – Modelo de resistência térmica utilizado para cálculo da temperatura do dissipador. No círculo em vermelho está o ponto em que os dispositivos estão juntos no dissipador, pelo modelo.



Fonte: Próprio autor

Para o rendimento, os métodos analíticos e a partir do conversor Chopper implementado para ensaio, considerou-se apenas as perdas do cobre, além das perdas nos semicondutores. Porém além destes, há ainda as perdas no núcleo do indutor, e também na R_{SE} dos capacitores de barramento e capacitor de saída do conversor, os quais foram desprezados.

Figura 103 – Simulação através do software PSIM em condições próximas às de ensaio do conversor



Fonte: Próprio autor

Percebeu-se que os resultados obtidos com o circuito de ensaio apresentaram maior confiabilidade por trazerem resultados mais próximos aos encontrados quando os componentes foram aplicados no conversor, principalmente com relação a diferença de rendimento de uma combinação em relação à outra.

Os dispositivos de SiC não apresentaram melhoras significativas com relação à combinação de silício, mas não estavam em suas melhores regiões de operação. Obviamente que se o conversor fosse especificado desta forma, em relação à rendimento a combinação 1 seria vantajosa. Porém os resultados mostraram que a temperaturas mais elevadas as perdas nos dispositivos de SiC são menores, portanto a combinação 2 poderia drenar maior potência e passar a ter maior rendimento que a combinação de Si, que piora com o aumento da temperatura.

Outro ponto não mencionado é que a resistência de *gate* alta, traz menor influência ao IGBT que ao MOSFET, logo, a diminuição desta traria mais benefícios aos dispositivos de SiC que aos de Si. Tudo depende do que o projetista estará interessado e deseja investigar, e a implementação do circuito tem como maior objetivo trazer esta liberdade.

8.9.1 Análise de Custos

Em uma pesquisa atual, o custo dos semicondutores por unidades, para a combinação 1 foram de US\$ 39,57 mais baratos. Como apresentaram performance semelhante em relação ao rendimento, a combinação 1 é mais vantajosa para operação do conversor nas condições propostas. Entretanto, a combinação 2 apresentou melhor dissipação térmica pelo fato, principalmente, de o diodo ser em encapsulamento separado do interruptor de bloqueio de 600 V, portanto, deve-se considerar também os custos relativos aos dissipadores em uma análise mais criteriosa.

Tabela 10 - Comparação de custo das combinações de interruptores escolhidas

	Interruptor	Custo p/ unidade [US\$]	Total [US\$]
Combinação 1	IRG7PH42UD	11,54	19,90
	IRGP50B60PD1	8,36	

Combinação 2	SCH2080KE	36,38	59,47
	IRG4PC50W	7,37	
	IDW30G60C5	15,72	

9 CONCLUSÃO

A importância do entendimento dos fenômenos físicos relacionados com a comutação e condução de um dispositivo semicondutor aplicado em um conversor chaveado é essencial para o projetista que necessita especificar um interruptor dentre um conjunto de possíveis escolhas.

Em média potência, atualmente, MOSFETs e IGBTs destacam-se pela faixa de operação, mas apesar de desempenharem o mesmo papel se comportam de maneira diferente, o primeiro é interessante por possuir menores perdas em comutação e o segundo devido a injeção de portadores minoritários possui vantagens durante a condução e desvantagens durante o bloqueio.

Com o advento de novos materiais, novos parâmetros podem ser tomados como benefício e a escolha torna-se ainda mais complexa. Diodos *Schottky* fabricados com SiC atualmente parecem ser a melhor opção para diodos, devido à grande parcela de perdas relacionadas com a recuperação reversa em diodos de junção pn, e as grandes perdas em condução de diodos do tipo *Schottky* (sem recuperação reversa) de Si. Porém seu custo ainda é elevado e uma análise de viabilidade de sua utilização é necessária.

A tecnologia de carboneto de silício e nitreto de gálio apesar de apresentar grande potencial ainda é imatura. Muito há de se desenvolver quando o seu processo de fabricação evoluir, e quando os componentes externos de seu acionamento os tornarem mais fáceis de serem aplicados. Com a maior demanda pela melhoria dos dispositivos feitos com esses materiais emergentes, menor será o custo e parece não haver dúvida de que irão dominar o mercado futuramente. Porém, por enquanto, é necessário avaliar se é viável optar pela vantagem dos novos dispositivos e o quanto de melhoria esta acarretaria.

Devido as condições de teste limitadas oferecidas pela folha de dados do fabricante, um protótipo de ensaios para operar nas condições requeridas em um projeto de um conversor torna-se necessário, para uma etapa antes da escolha do interruptor mais adequado. Sua praticidade também evita o desperdício da aquisição de um maior número de amostras de interruptores que o necessário, num possível teste de rendimento em um conversor com diferentes tipos de dispositivos por exemplo, principalmente em topologias que operam com vários interruptores.

O circuito de ensaio implementado mostra que quando não se está nas condições próximas às de ensaio do fabricante, um erro grande pode

acarretar em sobredimensionamento ou até mesmo em um ponto de operação que pode danificar o conversor no caso de subdimensionamento.

Uma das fases do conversor de potência nominal de 3,5 kVA foi ensaiada e seu rendimento medido próximo a potência nominal, com potência ativa em torno de 2500W em duas combinações diferentes de interruptores. Pelos cálculos baseados na folha de dados uma combinação seria melhor que a outra, entretanto, pelo circuito implementado obteve-se resultados entre as semelhantes entre as combinações, assim como na aplicação no conversor. Isto comprova que o circuito de pulsos tende a ter uma melhor precisão nos cálculos das perdas que o método analítico, que usa as informações dos *datasheets*, fornecidas para diferentes condições de operação.

Durante o desenvolvimento deste trabalho foram observadas novas possibilidades de continuidade da pesquisa relacionada à este tema e como sugestões para trabalhos futuros propõe-se:

- Realizar uma nova plataforma de ensaios especialmente para testar o dispositivo de nitreto de gálio e calcular suas perdas, pois a sequência dos terminais é diferente do convencional (GSD ao invés de GDS) e percebeu-se que o mesmo é muito sensível a elementos parasitas.
- Desenvolver o método de cálculo das perdas através das capacitâncias considerando indutâncias parasitas, e comparar com o método através das curvas de energia.
- Estender o estudo de perdas para diferentes tipos de encapsulamentos, desde módulos de potência elevada à componentes SMD.
- Alterar a resistência de *gate* de acionamento e verificar sua influência em relação às perdas para diferentes regiões de operação.
- Aplicar o estudo de perdas analítico e a obtenção dos parâmetros experimentalmente à diferentes topologias de conversores e comparar com o obtido para o T-NPC.

REFERÊNCIAS

- Baliga, J. B. (2008). *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. North Carolina: Spring.
- Bascopé, R. P., & Perin, A. J. (1997). *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência* (1ª Edição ed.). Porto Alegre: Sagra Luzzatto.
- Batschauer, A. (2011). *Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte*. UFSC, Florianópolis.
- Boroyevich, D. (2015). Is SiC a Game Changer? *Power electronics Brazilian conference, Tutorial*.
- Bueno, D. A., & Silva, E. R. (2014). Dispositivos de Carboneto de Silício na Eletrônica de Potência. *XX Congresso Brasileiro de Automática*. Belo Horizonte.
- Casanellas, F. (1994, Sep). Losses in PWM inverters using IGBTs. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, 141(5), 235-239.
- Chen, Z. (2013). Electrical Integration of SiC Power Devices for High-Power-Density Applications. *Dissertation*.
- ChittiBabu, B., Samantaray, S., Saraogi, N., Ashwin Kumar, M., Sriharsha, R., & Karmaker, S. (2011, Jan). Synchronous Buck Converter based PV Energy System for Portable Applications. *Students' Technology Symposium (TechSym), 2011 IEEE*, (pp. 335-340).
- CREE. (2012). *CMF20120 Datasheet Rev. D*. Available: <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/C4D20120D.pdf>.
- Drofenik, U., & Kolar, J. W. (2005). A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction- Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems. *Proc. Int. Power Electron. Conf.*

- Elektronics, F. (2011). LAM 4. *Catálogo de dissipadores Fischer Elektronics*.
- Erickson, R. W. (1997). *Fundamentals of Power Electronics*. New York, EUA: Chapman & Hall.
- Gravoac, D., Purschel, M., & Kiep, A. (2006). *MOSFET Power Losses Calculation using the data-sheet parameters*. Retrieved Agosto 3, 2015, from <http://notes-application.abcelectronique.com/O70/70-41484.pdf>
- Han, D., & Sarlioglu, B. (2014, Oct). Understanding the influence of dead-time on GaN based synchronous boost converter. *Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), 2014 IEEE Workshop on*, (pp. 70-74).
- Heerd, J. A. (2013). *Carga Eletrônica Ativa Trifásica*. UFSC, Florianópolis.
- Huang, X., Li, Q., Liu, Z., & Lee, F. (2014, May). Analytical Loss Model of High Voltage GaN HEMT in Cascode Configuration. *IEEE Transactions on*, vol.29, pp.2208-2219.
- Infineon. (2013). *Datasheet IJW120R100T1*. Retrieved Maio 15, 2015, from Infineon: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IJW120R100T1-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a304341e0aed001420353f03a0e4b
- Infineon. (2014). *IGW40N120H3 Datasheet*. Available:https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGW25N120H3-DS-v02_01-en.pdf.
- ji Kim, M., Shin, M.-H., chon Choi, S., cheol Bae, K., Won, C.-Y., & chae Jung, Y. (2014, Feb). Reverse current control method of synchronous boost converter for fuel cell using a mode boundary detector. *Industrial Technology (ICIT), 2014 IEEE International Conference on*, (pp. 359-364).
- Kolar, J., & Zach, F. (1995, Jul). Losses in PWM inverters using IGBTs. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 142(4), 285-288.

- Kolar, J., & Zach, F. (1997, Mar). Losses in PWM converters using IGBTs: on the effect of bus-clamping on the distortion of the AC-side currents. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, 144(2), 169-171.
- Laprade, Alan; Randall, Ron H. (2000, Janeiro). *Application Note AN-7522: Numerical method for evaluating IGBT losses*. Retrieved Março 22, 2015, from <http://www.fairchildsemi.co.jp/an/AN/AN-7520.pdf>
- Liu, J., Wong, K. L., Allen, S., & Mookken, J. (n.d.). Performance Evaluations of Hard-Switching Interleaved DC/DC Boost Converter with New Generation Silicon Carbide MOSFETs.
- Lorenz, L., Deboy, G., Knapp, A., & Marz, N. (1998). COOLMOSTM-a new milestone in high voltage power MOS. *The 11th International Symposium on* , vol., no., pp.3-10, 1999.
- Lutz, J., Schangenotto, H., Scheuermann, U., & De Doncker, R. (2011). *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. Springer.
- Malvino, P. (1986). *Eletrônica, volume 1*. São Paulo: McGraw-Hill.
- Microsemi. (2014). *Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) in the High Frequency (RF) and Power Swiching Applications*. Retrieved Março 13, 2015, from Microsemi: <http://www.microsemi.com>
- Millán, J., Godignon, P., Perpiñà, Pérez-Tomás, A., & Rebollo, J. (2014, Maio). A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices. *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.29, no.5, pp. 2155-2163.
- Motto, E. R., Donlon, J. F., Tabata, M., Takahashi, H., Yu, Y., & Majumdar, G. (2004). Application Characteristics of an Experimental RB-IGBT (Reverse Blocking IGBT) Module.
- Ozpineci, B., Tolbert, L. M., & Islam, S. K. (2009). Silicon Carbide Power Device Characterization for HEVs.

- Pomilio, J. A. (2013). *Notas de Aula de Eletrônica de Potência - Graduação*. São Paulo, SP - UNICAMP.
- Powersim. (2010). PSIM User Manual.
- Rashid, M. (2001). *Power Electronics Handbook*. Florida: Academic Press.
- Rohm. (2014). *SCH2080KE Datasheet Rev.B*. Available:<http://rohmfms.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct2120af.pdf>.
- Sedra, A. S., & Smith, K. (n.d.). *Microeletrônica* (Vol. 5ª Edição). Editora Pretince Hall.
- Semikron. (2012). Application Note AN -11001: 3L NPC & TNPC Topology.
- Shen, M., & Krishnamurthy, S. (2012, Feb). Simplified loss analysis for high speed SiC MOSFET inverter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, (pp. 1682-1687).
- Shenai, K., Scott, R. S., & Baliga, B. J. (1999, September). Optimum semiconductors for high-power electronics. *IEEE Transactions on Electron Devices* 43 (9) 1811–1823.
- Silva, J. M. (2000). Notas de Aula, Wind-up da Ação integral. UFRGS.
- Suman, G., Kumar, B., Kumar, M., Babu, B., & Subhashini, K. (2012, Dec). Modeling, Analysis and Design of Synchronous Buck Converter Using State Space Averaging Technique for PV Energy System. *Electronic System Design (ISED), 2012 International Symposium on*, (pp. 281-285).
- Takei, M., Odaka, A., & Fujimoto, H. (2002). Application Technologies of Reverse-Blocking IGBT. *Fuji Electric Journal*.
- Vishay. (2012). *High Performance Schottky Rectifier, 300 A*. Disponível em <http://www.vishay.com/docs/94177/vs-303cnq100pbf.pdf>. Retrieved from Disponível em <http://www.vishay.com/docs/94177/vs-303cnq100pbf.pdf>

Williams, B. W. (2006). *Principles and Elements of Power Electronics*. Glasgow.

Zhou, Q., Jin, Y., Shi, Y., Mou, J., Bao, X., Chen, B., & Zhang, B. (2015). High Reverse Blocking and Low Onset Voltage AlGaIn-GaN-on-Si Lateral Power Diode with MIS-Gated Hybrid Anode. *Electron Device Letters, IEEE, PP(99)*, 1-1.