

RODRIGO MAURO BAUER MORITZ

**ESTUDO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO, CONDUÇÃO E
CÁLCULO TÉRMICO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE
DOIS NÍVEIS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Engenharia
Elétrica, no Centro de Ciências
Tecnológicas, da Universidade do
Estado de Santa Catarina.

Orientador: Alessandro Luiz
Batschauer

**JOINVILLE – SC
2014**

RODRIGO MAURO BAUER MORITZ

**ESTUDO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO, CONDUÇÃO E
CÁLCULO TÉRMICO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS
NÍVEIS**

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito
parcial para obtenção do título de Bacharel

Banca examinadora:

Joinvile,
04 de Dezembro de 2014

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
Orientador

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
Convidado 1

Eng. Mr. Rafael Luis Klein
Convidado 2

Dedico este trabalho à minha família,
aos meus amigos e aos professores
que me ajudaram tanto nessa
graduação.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais Fátima e Mauro que foram os primeiros a segurarem minha mão no início dessa jornada e compreenderam todos os momentos de ausência.

A minha irmã Carolina que me ajudou e apoiou tanto nos momentos difíceis. As minhas outras duas irmãs, que apesar de não estarem sempre presentes, sempre me deram todo apoio e nunca me negaram nada.

Aos meus amigos Guilherme, Rafael, Miguel, Amanda, Beatriz, Bianca, Marcus, Jean, Victor, Everton, Rodolfo que sempre me proporcionaram muitos momentos de descontração.

A Fabrina, uma pessoa que conheço há pouco tempo, mas já é muito importante para minha vida. Os momentos inesquecíveis que passamos juntos, das conversas, das risadas que foram fundamentais para realização deste trabalho.

Um agradecimento especial ao meu orientador Batschauer, por toda a sua paciência, ensinamentos e amizade que foram fundamentais para o desenvolvimento do meu trabalho e para minha evolução profissional.

A todos os bolsistas e membros do LAPER e do nPEE por todo auxílio e amizade ao longo dos semestres.

A todos que me apoiaram e que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

“Procure ser um homem de valor,
em vez de ser um homem de
sucesso.”

Albert Einstein.

RESUMO

Palavras-chave: Perdas de comutação. Perdas de condução. Cálculo Térmico. Inversor trifásico.

Este trabalho de conclusão de curso apresenta o estudo e análise de perdas de condução e comutação nos semicondutores de um inversor trifásico. Calcula-se, além das perdas, a temperatura de junção dos interruptores, mostrando cinco possibilidades de dissipação de calor, utilizando os dissipadores P-16/400 e o P- 0,71 de 300 mm, com e sem ventilação forçada. Aplica-se também, os devidos fatores de correção na resistência térmica dos dissipadores, de acordo com as condições do ambiente onde ele vai ser utilizado. Para comparar os resultados teóricos obtidos, foram feitas simulações do conversor no software PSIM, obtendo as perdas de comutação, condução e a temperatura do dissipador. Os resultados experimentais avaliam o comportamento dos dissipadores e validam a análise realizada. Todas as considerações práticas e teóricas são apresentadas juntamente com os resultados obtidos

ABSTRACT

Key-words: Switching losses. Conduction losses. Thermal calculation. Three-phase inverter.

This work presents the study and analysis of conduction and switching losses in the semiconductor of a three-phase Voltage Source Inverter (VSI). It's estimated, in addition to losses, the junction temperature of switches, showing five possible using the P-16/400 and P-71 skins with or without forced ventilation. It also applies the correction factors due to thermal resistance of heat sinks, according to the conditions of the place where it will be used. To compare the theoretical results, simulations of the converter were made in PSIM software, obtaining the switching losses, conduction and the heat sink temperature. Experimental results evaluate the behavior of sinks and validate the analysis. All practical and theoretical considerations are presented together with the results obtained

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Retificador trifásico Ponte de Graetz.	18
Figura 2 - Forma de onda da saída do retificador Ponte de Graetz operando em condições normais.	18
Figura 3 - Forma de onda na carga do retificador Ponte de Graetz quando o diodo D1 para de funcionar.	18
Figura 4 - Inversor trifásico tipo fonte de tensão.	22
Figura 5 - Esquemático dos pinos do MOSFET.	28
Figura 6 - Estrutura física de um MOSFET canal N.	28
Figura 7 - Estrutura física do IGBT canal N.	29
Figura 8 - Esquemático dos pinos do IGBT.	30
Figura 9 - Circuito equivalente do semiconductor em condução.	31
Figura 10 - Corrente de recuperação reversa no diodo.	33
Figura 11 - Representação do MOSFET em condução.	34
Figura 12 - Entrada em condução do MOSFET.	35
Figura 13 - Entrada em bloqueio do MOSFET.	37
Figura 14 - Entrada em condução do IGBT com carga resistiva.	39
Figura 15 - Entrada em bloqueio do IGBT com carga resistiva.	40
Figura 16 - Entrada em condução do IGBT com carga indutiva.	40
Figura 17 - Entrada em bloqueio do IGBT com carga indutiva.	41
Figura 18 - Formas de onda idealizadas de tensão e corrente linearizadas durante a entrada em condução do IGBT.	42
Figura 19 - Potência instantânea no instante de bloqueio do IGBT.	45
Figura 20 - Circuito térmico equivalente de um componente.	48
Figura 21 - Circuito térmico equivalente com múltiplos semicondutores no dissipador.	50
Figura 22 - a) Módulo; b) Circuito térmico equivalente.	51
Figura 23 - a) Módulo b) Circuito térmico equivalente.	52
Figura 24 - Circuito térmico equivalente com dois módulos no mesmo dissipador.	53
Figura 25 - Exemplo de um dissipador refrigerado por convecção natural.	56
Figura 26 - Exemplo de dissipador refrigerado por ventilação forçada.	57
Figura 27 - Exemplo de um dissipador refrigerado a líquido.	58
Figura 28 - Aumento percentual da diferença de temperatura Filme-ambiente com o aumento da altitude.	59
Figura 29 - Variação da resistência térmica do dissipador com a diferença da temperatura ambiente-dissipador.	60

Figura 30 - Correção da resistência térmica de acordo com o comprimento do dissipador.	61
Figura 31 - Estrutura de um inversor trifásico.....	63
Figura 32 - Linearização da curva de tensão e corrente do IGBT, fornecido pelo fabricante.....	68
Figura 34 - Linearização da curva de corrente por tensão dos diodos, fornecidos pelo fabricante.	69
Figura 35 - Polinômio obtido da energia de entrada em condução.	72
Figura 36 - Polinômio obtido da energia de entrada em bloqueio.....	72
Figura 37 - Circuito térmico equivalente.	77
Figura 38 - Circuito responsável pela medição das perdas na simulação.	80
Figura 39 - Circuito de potência utilizado na simulação.	80
Figura 40 - Ferramenta Pcd Editor do PSIM.....	81
Figura 41 - Ferramenta de seleção do dispositivo e calibração das perdas.	82
Figura 42 - Perdas totais por módulo obtidas na simulação.	82
Figura 43 - Temperaturas encontradas na simulação utilizando uma resistência de dissipador de $0,283^{\circ}\text{C}/\text{W}$	83
Figura 44 - Temperaturas encontradas na simulação utilizando uma resistência de dissipador de $0,155^{\circ}\text{C}/\text{W}$	83
Figura 45 - Curva da resistência térmica em função da potência de saída.	90
Figura 46 - Dissipador P-400 da SEMIKRON.....	91
Figura 47 - Resistência térmica do P-71, sem ventilação forçada.....	92
Figura 48 - Curvas, fornecidas pelo fabricante do SKM75GB063D, que mostram a variação das perdas de comutação em função do resistor de gate.	94
Figura 49 - Curva do fator de correção para energia dissipada na entrada em condução do IGBT, em função da resistência de gate.....	95
Figura 50 - Curva do fator de correção para energia dissipada na saída em condução do IGBT, em função da resistência de gate.....	95
Figura 51 - Curvas da energia dissipada na comutação do IGBT, utilizando V_{ce} de 400V e R_g de 20Ω	96
Figura 52 - Curvas da energia dissipada na comutação do IGBT, utilizando V_{ce} de 400V e R_g de 40Ω	97
Figura 54 - Configuração da fonte de alimentação SKHI PS2.....	103
Figura 55 - Esquema de montagem do Driver para acionar os IGBTs.	105
Figura 56 - Circuito multivibrador em cascata com um integrador para gerar a onda triangular da portadora.....	105

Figura 57 - Comparador que gera o PWM para uma das fases do inversor.	106
Figura 58 - Porta inversora para gerar o comando complementar dos dois IGBTs de um braço do inversor.	106
Figura 59 - Pontos de medição da temperatura do dissipador.....	107
Figura 60 - Circuito utilizado para obter a resistência térmica dos dissipadores.....	107
Figura 61 - Esquemático do circuito utilizado nos experimentos práticos do inversor trifásico.	110

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tabela mostrando a evolução das gerações dos IGBTs, com a diminuição das perdas, sendo a tensão de bloqueio de 300V e corrente de condução de 25 A.	16
Tabela 2 - Estados de comutação do inversor trifásico em tensão.	23
Tabela 3 - Comparação das características dos transistores de potência	30
Tabela 4 - Valores da condutância térmica para diferentes materiais	54
Tabela 5 - Valores do fator Cf de acordo com a montagem do dissipador.	55
Tabela 6 - Parâmetros de projeto.....	69
Tabela 7 - Valores de corrente média e eficaz nos interruptores.....	70
Tabela 8 - Perdas de condução nos semicondutores.	70
Tabela 9 - Coeficientes dos polinômios de segunda ordem que representam a energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio do interruptor SKM 75BG063D em função da corrente.	73
Tabela 10 - Perdas por entrada em condução e bloqueio nos interruptores.	73
Tabela 11 - Dados fornecidos pelo fabricante do semicondutor.	74
Tabela 12 - Coeficientes do polinômio obtidos com os parâmetros fornecidos pelo fabricante.	74
Tabela 13 - Perdas por recuperação reversa nos diodos.	75
Tabela 14 - Potência total dissipada nos semicondutores.....	75
Tabela 15 - Parâmetros do dissipador.	78
Tabela 16 - Parâmetros de projeto com uma temperatura de junção menor	78
Tabela 17 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o ângulo de carga igual à zero e temperatura de junção dos IGBTs de 90°C e dos diodos de 84,06°C.....	84
Tabela 18 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o fator de potência da carga é 0,8 e temperatura de junção dos IGBTs de 90°C e de 84,06°C.....	84
Tabela 19 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o ângulo de carga igual à zero e temperatura de junção dos IGBTs de 70°C e de 67°C para os diodos.	85
Tabela 20 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o fator de potência da carga é 0,8 e temperatura de junção dos IGBTs de 70°C e de 67°C para os diodos.....	85
Tabela 21 - Valores calculados das perdas nos semicondutores em função da variação do índice de modulação.....	86

Tabela 22 - Valores obtidos, via simulação, das perdas nos semicondutores em função da variação do índice de modulação.....	87
Tabela 23 - Valores teóricos das perdas nos semicondutores em função da variação do fator de potência	87
Tabela 24 - Valores obtidos, via simulação, das perdas nos semicondutores em função da variação do Fator do fator de potência. .	88
Tabela 25 - Variação das perdas de comutação em função da frequência de comutação.	88
Tabela 26 - Resistência térmica necessária para cada potência de saída.	89
Tabela 27 - Valores das resistências térmica dos dissipadores utilizados para realizar a análise de perdas neste trabalho.....	90
Tabela 28 - Fator de correção da resistência térmica do dissipador.....	93
Tabela 29 - Fator de correção das perdas de comutação de acordo com a resistência de gate.	94
Tabela 30 - Fator de correção total, considerando as correções da tensão de barramento de entrada e da resistência de gate.	96
Tabela 31 - Valores dos componentes de carga, potência de saída e resistência de gate utilizados em cada caso.....	98
Tabela 32 - Valores obtidos utilizando o P-71 sem ventilação forçada sem os devidos fatores de correção.....	98
Tabela 33 - Valores encontrados para o caso 1, aplicado os fatores de correção.....	99
Tabela 34 - Valores obtidos para o caso dois, sem os devidos fatores de correção.....	99
Tabela 35 - Valores obtidos para o caso dois, com os fatores de correção.	100
Tabela 36 - Resultados obtidos para o caso quatro.	100
Tabela 37 - Resultados obtidos para caso quatro, aplicando os fatores de correção.....	101
Tabela 38 - Resultados obtidos utilizando o P-300 com turbina.....	101
Tabela39 - Resultados obtidos para o caso cinco, aplicando os fatores de correção.....	102
Tabela 40 - Resultados obtidos do ensaio experimental para encontrar a Rda do P-16/400	108
Tabela 41 - Resultados obtidos do ensaio experimental para encontrar a Rda do P71-300 mm.	108
Tabela 42 - Comparação dos valores teóricos e práticos utilizando os parâmetros de catálogo.....	112
Tabela 43 - Valores experimentais para os parâmetros de catálogo empregando o método dois.	113

Tabela 44 - Valores dos elementos da carga RL e do resistor de gate utilizados em cada caso prático.	113
Tabela 45 - Resultados práticos encontrados para os quatro casos, empregando o método 1.	114
Tabela 46- Resultados obtidos para os quatro casos, utilizando o método 2.	114
Tabela 47 - Comparação do erro encontrado em cada método de medição.	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
SIT's	Static Induction Transistor
BJT	Bipolar Junction Transistor
MOSFET	Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina
THD	Total Harmonic Distortion

LISTA DE SÍMBOLOS

m_a	Índice de modulação
f_s	Frequência de chaveamento
\emptyset	Defasagem entre a corrente de carga e a tensão de referência
V_{GS}	Tensão Gate Source
V_{TO}	Fonte de tensão do semiconductor, quando ele esta em condução
r_T	Resistência do semiconductor quando ele esta em condução.
I_{med}	Corrente média do semiconductor
I_{ef}	Corrente eficaz do semiconductor
P_o	Potência total de saída
V_{in}	Tensão do barramento de entrada
V_o	Tensão eficaz de saída
T_a	Temperatura ambiente
T_C	Temperatura de cápsula
T_d	Temperatura de dissipador
T_j	Temperatura de junção
R_{da}	Resistência térmica dissipador ambiente
R_{jc}	Resistência junção cápsula
R_{cd}	Resistência cápsula dissipador
E_{on}	Energia dissipada na entrada em condução
E_{off}	Energia dissipada na entrada em bloqueio
P_{con}	Perdas por condução
P_{com}	Perdas por comutação
I_p	Corrente de pico na carga do inversor.
I_O	Corrente nominal no diodo
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa
I_{rr}	Corrente de recuperação reversa
P_{diodo}	Perdas totais no diodo
P_{IGBT}	Perdas totais no IGBT

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	16
1.1	IMPORTÂNCIA DO CÁLCULO DE PERDAS E DO CÁLCULO TÉRMICO	17
2	INVERSORES	22
2.1	INVERSORES TRIFÁSICOS TIPO FONTE DE TENSÃO	22
2.2	APLICAÇÕES DOS INVERSORES TRIFÁSICOS	25
3	ESTUDO DE PERDAS	27
3.1	INTRODUÇÃO AO ESTUDO DE PERDAS	27
3.2	PERDAS NOS SEMICODUTORES	31
3.2.1	Perdas em Diodos.....	32
3.2.2	Cálculo de perdas para o MOSFET.....	34
3.2.3	Calculo de perdas para o IGBT	37
3.2.3.1	Perdas por condução.....	37
3.3	CÁLCULO TÉRMICO	47
3.3.1	Um Simples Semicondutor no Dissipador	48
3.3.2	Vários Semicondutores no Mesmo Dissipador	49
3.3.3	Um módulo no Dissipador	50
3.3.4	Dois módulos ou Mais no Mesmo Dissipador	52
3.4	DISSIPADORES.....	54
3.4.1	Dissipadores refrigerados por convecção natural.....	55
3.4.2	Dissipadores refrigerados por ventilação forçada.	56
3.4.3	Dissipadores refrigerados por líquido.	57
3.4.4.	Correção da altitude	58
3.4.7.	Montagem do componente semicondutor no dissipador.	61
4.	ANÁLISE DO ESTUDO DE PERDAS DE UM INVERSOR TRIFÁSICO	63
4.1	Esforços nos interruptores.....	63

4.2	Perdas por condução nos semicondutores.	67
4.3	Perdas por comutação nos semicondutores	71
4.4	Potência Total Dissipada nos semicondutores.....	75
4.5	Cálculo Térmico	76
4.6	Simulação	79
4.7	Variação das Perdas em Função do Índice de Modulação.....	86
4.8	Variação das Perdas em Função do ângulo de defasagem da Carga	87
4.9	Variação Das Perdas de Comutação em Função da Frequência de Chaveamento.	88
4.10	Resistência Térmica do Dissipador de Acordo com a Potência de Saída	89
4.11	Dissipadores utilizados	90
4.12	Fatores de Correção.....	92
4.13	Ensaio Utilizando os Dissipadores Propostos	97
5.	RESULTADOS PRÁTICOS	103
5.1	Driver e circuito de comando	103
5.2	MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA TÉRMICA DO DISSIPADOR	106
5.3	INVERSOR TRIFÁSICO	109
5.3.1	Análise das perdas utilizando os parâmetros de catálogo.....	112
5.3.2	Casos Utilizando o P16/400 e o P-0,71	113
6.	CONCLUSÕES.....	117
	REFERÊNCIAS.....	119

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

A eletrônica de potência teve seu início na indústria eletrônica a cerca de 100 anos atrás. No início do século XX ocorreu a invenção do diodo semiconductor tipo cristal [1]. As inovações tecnológicas, nas últimas décadas, fizeram com que a eletrônica de potência se tornasse uma das áreas mais ativas da engenharia elétrica e eletrônica [2].

Desde que se desenvolveu o primeiro dispositivo semiconductor, no fim da década de 60, tem surgido grandes avanços no desenvolvimento destes. Em 1970, surgiram os primeiros semicondutores totalmente controladores (na entrada em condução e no bloqueio) para aplicação no desenvolvimento de conversores estáticos de potência. Entre os principais dispositivos não controlados e controlados estão: os diodos de potência, os tiristores, os transistores bipolares (BJT-*Bipolar Junction Transistor*), os transistores MOSFETs (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*) os transistores IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

Os IGBTs tornam-se comercialmente disponíveis nos anos 80, com o surgimento da primeira geração do dispositivo. A partir da terceira geração, os fabricantes começaram a desenvolver dispositivos inteligentes que possuem os circuitos de comando e proteção dentro do mesmo invólucro. Com a evolução, os dispositivos tem possibilitado a diminuição das perdas de condução devido à redução da queda de tensão do dispositivo quando ativo. Além da diminuição nas perdas de condução, as perdas de comutação também têm reduzido com o desenvolvimento tecnológico. A Tabela 1 mostra a evolução das gerações dos IGBTs, com a diminuição dos valores do tempo de comutação e da queda de tensão durante a comutação [3].

Tabela 1 - Tabela mostrando a evolução das gerações dos IGBTs, com a diminuição das perdas, sendo a tensão de bloqueio de 300V e corrente de condução de 25 A.

Geração IGBT	tr(μ s)	Vce (V)
Primeira	0,9	3,33
Segunda	0,7	2,37
Terceira	0,5	1,72
Quarta	0,3	1,43

Da mesma maneira que os IGBTs, os MOSFETs também evoluíram significativamente. Atualmente os transistores MOSFET de SiC podem ser encontrados para tensões da ordem de 1,2 kV, com uma resistência série de 80 m Ω . Já os tiristores (SCR, IGCT e GTO) possibilitam comutações de maiores níveis tanto de tensão quanto de corrente. As suas desvantagens estão na limitação na frequência de comutação, na necessidade de circuitos auxiliares e a complexidade nos circuitos de comando [4].

Com a evolução dos semicondutores e a consequente diminuição das perdas de comutação e de condução ao longo dos anos, os conversores se tornaram mais eficientes e mais compactos. Atualmente, os dissipadores também estão menores. Uma nova tecnologia desenvolvida utilizando nano tubos de carbono possibilitou a construção de dissipadores tão eficientes quanto os de cobre, porém com um tamanho muito menor [5].

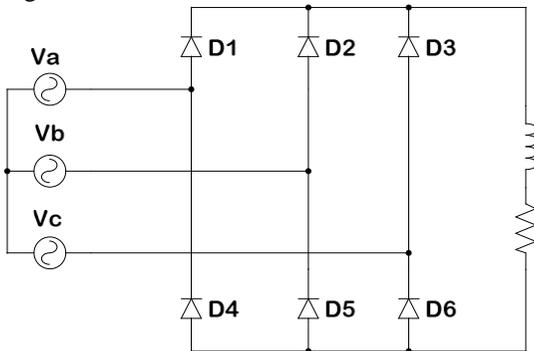
1.2 IMPORTÂNCIA DO CÁLCULO DE PERDAS E DO CÁLCULO TÉRMICO

O cálculo de perdas é uma etapa essencial em qualquer projeto de um conversor. Erros no dimensionamento do dissipador podem elevar a temperatura de junção do semicondutor a um valor superior do seu limite, podendo danificar o componente, comprometendo o funcionamento do conversor.

Por exemplo, se um retificador trifásico Ponte de Graetz com carga RL (Figura 1) estiver operando em suas condições normais, a forma de onda de saída do conversor será conforme mostrado na Figura 2.

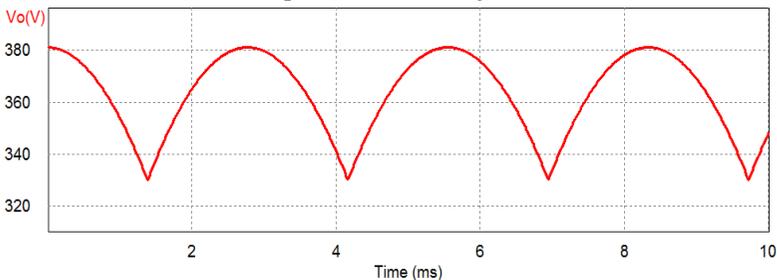
Considerando que diodo D1 pare de funcionar em função do cálculo de perdas tenha sido feito de forma errônea e o dissipador esteja mal dimensionado. A forma de onda da tensão na carga do retificador fica de acordo como mostrado na Figura 3. Isso diminui o valor médio da tensão de saída, prejudicando a potência fornecida a carga. Além disso, a corrente média e eficaz nos demais diodos aumentam, elevando os valores das perdas de condução.

Figura 1 - Retificador trifásico Ponte de Graetz.



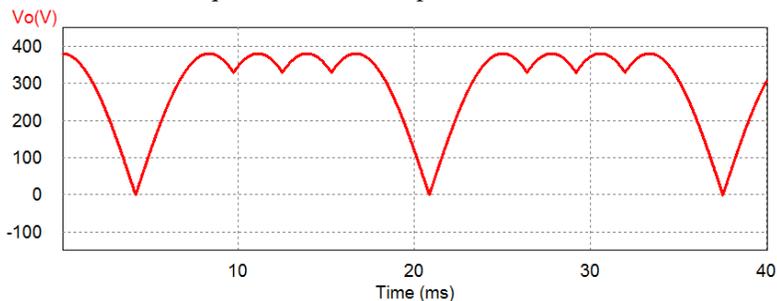
Fonte: Produção do autor.

Figura 2 - Forma de onda de tensão de saída do retificador Ponte de Graetz operando em condições normais.



Fonte: Produção do autor.

Figura 3 - Forma de onda de tensão na carga do retificador Ponte de Graetz quando o diodo D1 para de funcionar.



Fonte: Produção do autor.

O cálculo térmico envolve os seguintes passos:

- Cálculo da corrente eficaz e da corrente média de cada semiconductor;
- Escolha do semiconductor a ser utilizado;
- Com os parâmetros fornecidos no catálogo, calcular as perdas de condução e de comutação nos interruptores;
- Aplicar os devidos fatores de correção nas perdas de comutação;
- Calcular a temperatura do dissipador;
- Verificar a diferença de temperatura entre o dissipador e o ambiente, obtendo assim o fator de correção para resistência do dissipador;
- Dessa maneira é possível calcular a resistência térmica do dissipador;
- Por fim, escolher um dissipador com uma R_{da} menor ou igual que a calculada no projeto.

A sobretemperatura na junção do semiconductor pode ocorrer também devido a sobrecargas, curto-circuito de braço, curto-circuito na saída, curto-circuito à terra e falha do sistema de ventilação. Para estes casos a proteção deve atuar, evitando que o componente se danifique.

Os dois métodos de proteção contra sobretemperatura são:

- Medição de forma indireta, adicionando um sensor de temperatura sobre a base metálica do interruptor.
- Medição direta da temperatura da pastilha do semiconductor. Esta medição somente é realizada nos módulos inteligentes de potência (IPM).

No método de medição direta as constantes de tempo estão na ordem de poucos segundos. Já o primeiro método de medição a resposta é mais lenta, pois o sensor encontra-se sobre a base metálica do semiconductor. Este sistema de medição direta protege somente algumas falhas [3].

Usuários e fabricantes de conversores de potência e semicondutores interessam-se pelos métodos de proteção dos IGBT, por razões de segurança e considerações econômicas, já que uma explosão pode provocar incêndios, danos em outros componentes ou até mesmo danos físicos as pessoas. Para evitar esses danos são adicionados fusíveis rápidos de baixa indutância parasita. O fusível deve ser colocado antes

do capacitor do filtro de entrada do inversor para poder proteger todos os interruptores do circuito [3].

Basicamente, para um circuito inversor típico à transistores deve apresentar basicamente as seguintes proteções:

- Proteção de sobrecorrente localizada no barramento CC;
- Proteção de falhas à terra, se a entrada não for isolada;
- Proteção de sobretensão com circuito passivo;
- Proteção para evitar a explosão dos semicondutores;
- Proteção de sobretemperatura.

1.3 OBJETIVOS

O enfoque deste trabalho de conclusão de curso é realizar a análise completa do estudo de perdas e do cálculo térmico de um conversor, mostrando a importância destas etapas no projeto. A topologia escolhida é um inversor de tensão trifásico (*Voltage Source Inverter – VSI*), que é amplamente utilizado na eletrônica de potência para acionamento, controle de velocidade e de torque em motores, além de diversas outras aplicações.

Os dissipadores utilizados como parâmetro de cálculo e para os testes práticos são o P 16/400 e o P 0.71, fabricados pela Semikron.

O capítulo 2 apresenta uma breve explicação sobre as etapas de operação de um inversor trifásico e suas principais aplicações.

No capítulo 3 é apresentada uma introdução ao estudo de perdas nos principais semicondutores, exemplos de cálculo térmico para diversos casos e detalhes sobre resistência térmica dos dissipadores com e sem ventilação forçada.

A seguir, é mostrada no capítulo 4 a análise de perdas e o cálculo térmico em um inversor trifásico de dois níveis, realizando simulações e apresentando os fatores de correção que devem ser aplicados nas perdas de comutação. Além disso, nesta sessão são propostos quatro casos utilizando os dissipadores P 16/400 e o P 0.71.

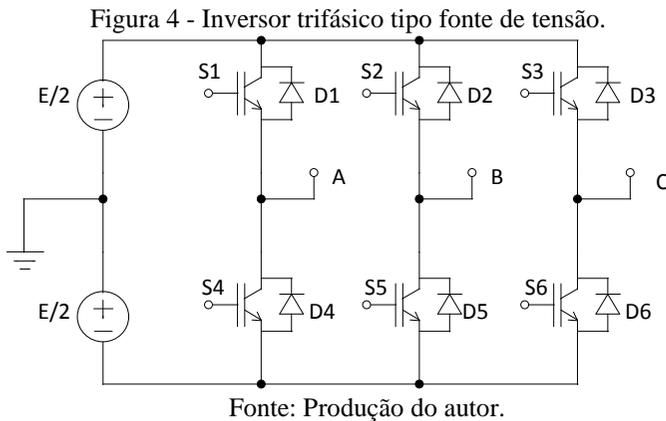
O capítulo 5 aborda os resultados experimentais, apresentando como é feita a medição da resistência térmica dos dissipadores. Neste capítulo também é feita a análise prática dos quatro casos utilizando os dissipadores propostos, para validação dos e comprovação dos cálculos teóricos.

Por fim são feitas as conclusões gerais do trabalho, avaliando os pontos positivos, negativos e os resultados encontrados.

2 INVERSORES TRIFÁSICOS

2.1 INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS

A estrutura de um inversor trifásico de dois níveis é mostrada na Figura 4. O conversor é composto por três braços inversores em meia ponte, que devem operar de forma complementar. A implementação do circuito pode ser feita utilizando qualquer interruptor controlado, sendo que os diodos garantem o sentido bidirecional da corrente do conversor. Os inversores trifásicos normalmente são utilizados em aplicações de maior potência, quando comparado com as estruturas monofásicas [6].



Os estados de comutação, as tensões de fase e as tensões de linha do inversor trifásico são mostrados na Tabela 2.

A conexão da carga pode ser feita em estrela, sendo que a tensão sobre a carga é a diferença de potencial entre a fase e o neutro. A forma de onda das correntes dependerá das tensões fase-neutro.

Para acionar os interruptores é utilizado uma modulação PWM (Figura 5), que consiste na comparação de dois sinais de tensão, um de baixa frequência (referência) e outra de alta frequência (portadora), resultando em um sinal com a largura do pulso variável e frequência fixa.

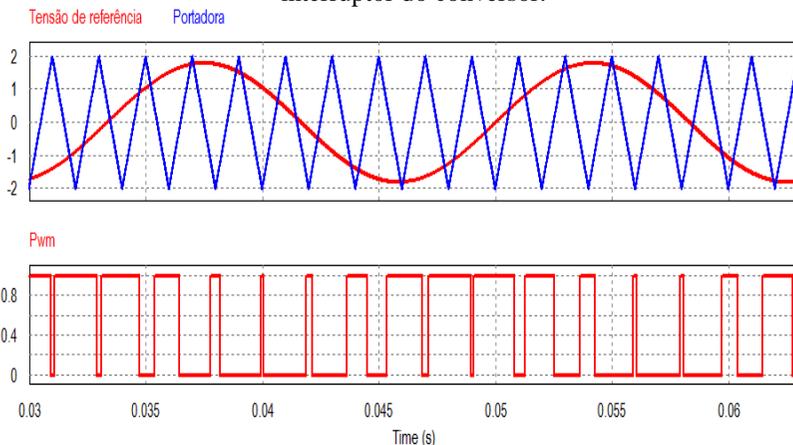
Tabela 2 - Estados de comutação do inversor trifásico em tensão.

Estado	S_1	S_2	S_3	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
1	OFF	OFF	OFF	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0
2	OFF	OFF	ON	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	0	$-E$	E
3	OFF	ON	OFF	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E$	E	0
4	OFF	ON	ON	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-E$	0	E
5	ON	OFF	OFF	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	E	$-E$	0
6	ON	OFF	ON	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	E	$-E$	0
7	ON	ON	OFF	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	0	E	$-E$
8	ON	ON	ON	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0

O sinal de referência deve ser senoidal com a frequência desejada na saída do conversor. Para um inversor trifásico, faz-se necessário o uso de três referências senoidais, defasadas em 120° .

A portadora deve ser um sinal triangular na ordem dos quilohertz, de mesmo valor que a frequência de comutação dos interruptores do circuito de potência. Na prática, este sinal deve possuir uma frequência de pelo menos dez vezes maior que a senóide de referência.

Figura 5 - Sinais necessários para gerar a modulação PWM e acionar um interruptor do conversor.

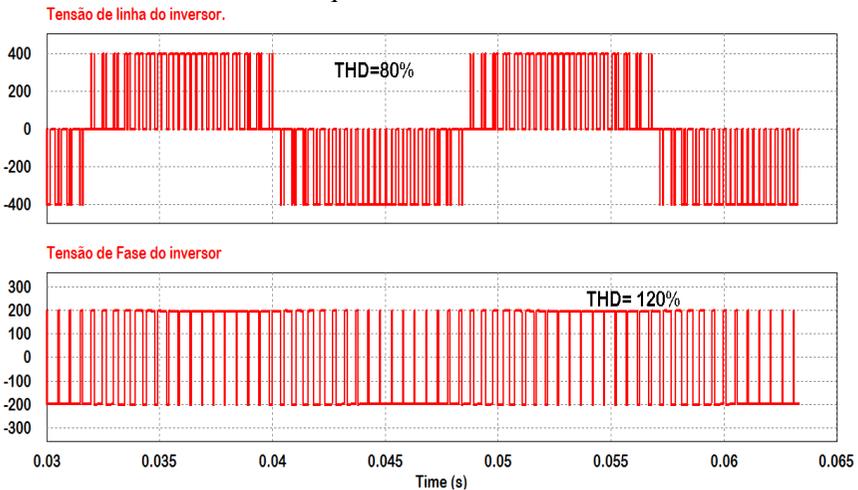


Fonte: Produção do autor.

O acionamento dos interruptores é feito de maneira complementar, ou seja, quando o transistor S1 está conduzindo, S4 está bloqueado e vice-versa. Para evitar um curto circuito de braço, deve ser introduzido um tempo morto entre o instante que um semiconductor bloqueia até o instante em que o interruptor oposto do mesmo braço entra em condução, assegurando o bom funcionamento e segurança do conversor.

As formas de onda da tensão de linha e tensão de fase do inversor trifásico com modulação PWM de dois níveis são mostradas na Figura 6. Como mencionado na Tabela 2, a tensão entre as fases possui três níveis e a tensão de fase dois níveis. Ambas possuem uma taxa de distorção harmônica elevada, pois a forma de onda é quadrada e pulsada. Quando há a necessidade de uma tensão com uma menor quantidade de harmônicos, faz se necessário o uso de conversores multiníveis, aproximando esta forma de onda de uma senóide.

Figura 6 - Formas de onda da tensão de linha e da tensão de fase do inversor trifásico de dois níveis utilizando frequência de chaveamento de cinco quilohertz e ma de 0,9.



Fonte: Produção do autor.

2.2 APLICAÇÕES DOS INVERSORES TRIFÁSICOS

Um dos principais problemas associados ao desenvolvimento e modernização da sociedade atual está relacionado ao aumento do consumo de recursos e de energia elétrica. Com o crescimento da demanda de energia elétrica no mundo, surge à busca por fontes renováveis, como a eólica e a solar, para geração de energia, tornando o sistema mais robusto. Os inversores trifásicos surgem como uma opção para interligar esses sistemas a rede [4].

Em linhas de transmissão em corrente contínua, que apresentam menores perdas do que a transmissão em CA para longas distâncias, os inversores trifásicos são utilizados para realizar a conversão CC-CA. Outras possíveis aplicações dos inversores trifásicos [4]:

- Acionamento de motores de pequeno, médio e grande porte, tendo como vantagens: o controle de corrente de partida, controle de torque, permite a variação da velocidade e o controle de posição. A WEG S.A fabrica inversores de média tensão (Figura 7) para acionamentos de motores com potência de até 8000 cv. A empresa multinacional ABB produz inversores de três níveis, utilizando o interruptor IGCT para acionamento de motores de até 5MW. A SIEMENS possui quatro linhas de inversores para média tensão com potência de até 31 MVA. Estes conversores apresentam alto rendimento, atendendo a diversas normas internacionais [4].
- Sistemas de geração de energia: A geração a partir de fontes renováveis como a eólica e a solar tem alcançado potências significativas e os inversores trifásicos surgem como uma alternativa para interligar esses sistemas a rede.
- Sistemas de transmissão e Qualidade de energia: Um exemplo do emprego de inversores nos sistemas de transmissão é o controlador unificado do fluxo de energia, no EUA. Um controlador unificado do fluxo de energia é composto por dois conversores eletrônicos, um destinado a realizar a compensação série da linha de transmissão e outro a compensação em paralelo. Filtros ativos de grande porte (utilizados para eliminar distorções e quedas de tensão na rede) empregando conversores podem ser conectados diretamente à rede de média tensão, eliminando o emprego de transformadores. A conexão de filtros ativos com a linha permite que estes sejam controlados para prover às cargas uma tensão

senoidal pura, sem flutuações de tensão, afundamentos ou distorções harmônicas [4].

- Podem ser utilizados também em: fontes interruptas de energia, carros híbridos e elétricos, mineração, tração elétrica.

Figura 7 - Inversor de média tensão da WEG.



Fonte: [29]

3 ESTUDO DE PERDAS

3.1 INTRODUÇÃO AO ESTUDO DE PERDAS

Os principais dispositivos não controlados e controlados são: os diodos de potência, os tiristores, os transistores bipolares de junção (BJT), os transistores MOSFET's (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*), os transistores IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e os transistores de indução estáticos [3].

O transistor bipolar de potência, antes do desenvolvimento dos MOSFET's, era o único interruptor disponível no mercado para aplicações de até 100 kW e frequências entre 5 kHz e 20 kHz [7]. Com o desenvolvimento da tecnologia, foi possível desenvolver transistores bipolares capazes de suportar correntes de centenas de ampères e tensões de bloqueio de até 800 V [8]. O transistor bipolar é um dispositivo controlado por corrente de base, sendo essa corrente em torno de 10% a 15 % da corrente de coletor. Apesar de processar potências consideráveis, esse dispositivo apresenta algumas desvantagens, como:

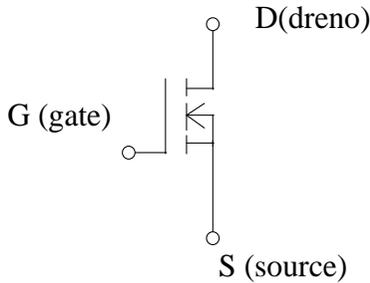
- Circuitos de comando complexos e caros [8];
- Este dispositivo apresenta coeficiente de temperatura de tensão de saturação (V_{CESAT}) negativo. Este coeficiente indica que V_{CESAT} reduz quando a temperatura de junção aumenta, sendo um fenômeno indesejável, pois pode provocar desequilíbrios crescentes na distribuição de correntes. Este fato ocorre quando os interruptores são conectados em paralelo.
- Este interruptor quando operado com carga indutiva, ocorre o surgimento de pontos de aquecimento por aplicação simultânea de valores de tensão coletor-emissor e corrente de coletor elevadas. Essa falha pode acabar danificando o componente [7].

Para minimizar as limitações do desempenho do transistor bipolar de potência foi desenvolvido o MOSFET de potência, sendo um dispositivo controlado por um sinal de tensão aplicado entre gate e source (V_{gs}). Comparando com o bipolar, o MOSFET apresenta um circuito de comando muito mais simples e barato. Em operações de alta frequência, onde as perdas por comutação são dominantes, o uso do

MOSFET se torna mais atraente, pois não são observados retardos no tempo de comutação [9].

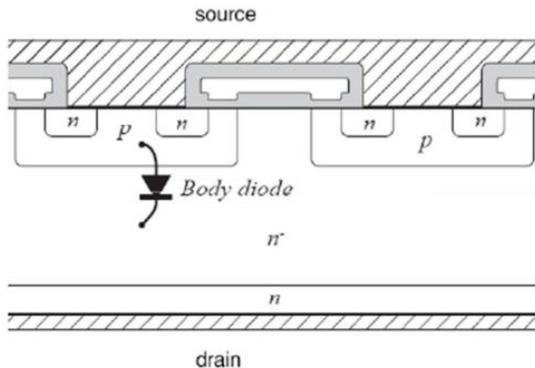
O MOSFET de potência é um semiconductor que, em estado de condução, comporta-se como um resistor entre dreno e fonte. Para suportar elevadas tensões de operação entre dreno-fonte, a espessura da camada substrato N-base é aumentada, porém ocorre um incremento da resistência de condução dreno-fonte. Isso limita a capacidade de corrente em função do aumento das perdas por condução [10]. O MOSFET, diferentemente do BJT, é um dispositivo controlado por tensão. Essa tensão é aplicada entre o gate e source, fazendo o interruptor conduzir ou bloquear. O esquemático dos pinos do MOSFET é mostrado na Figura 8.

Figura 8 - Esquemático dos pinos do MOSFET.



Fonte: Produção do autor.

Figura 9 - Estrutura física de um MOSFET canal N.

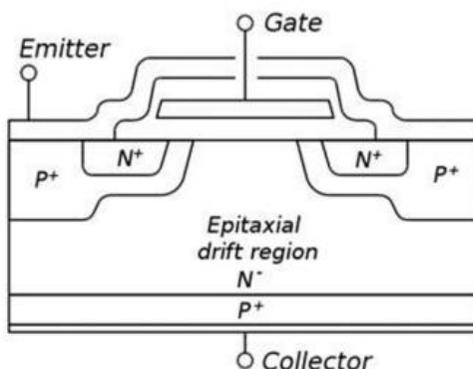


Fonte: Transistor IGBT aplicado a eletrônica de potência [3].

Com as limitações de ambos os transistores apresentados, os pesquisadores buscaram criar um novo componente, que contornasse as desvantagens do MOSFET e do transistor bipolar de junção. Esse dispositivo criado denominou-se transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Esse transistor pertence à família de dispositivos BIMOS, sendo um dos mais avançados em tecnologia disponível no mercado. Suas principais características são [11]:

- A entrada em condução e o bloqueio do transistor são controlados aplicando-se tensão entre o gate e o emissor.
- Apresenta baixas perdas por condução, pois o canal do IGBT é menos resistivo pelo fato de ter-se o substrato P junto ao coletor.
- Operações em tensões elevadas, superiores a 1.000V e elevada capacidade de corrente de coletor [3].
- O dispositivo suporta simultaneamente elevadas tensões e correntes de curta duração sem danificar-se.
- Os IGBTs são mais rápidos que os transistores bipolares de potência (BJT), pois não apresentam o problema do tempo de estocagem, mas são menos rápidos que os MOSFETs de potência.
- Uma desvantagem do IGBT é o problema da corrente de cauda, que ocorre durante o bloqueio devido à recombinação de portadores minoritários injetados na região N-base cujo efeito aumenta com o incremento da temperatura.

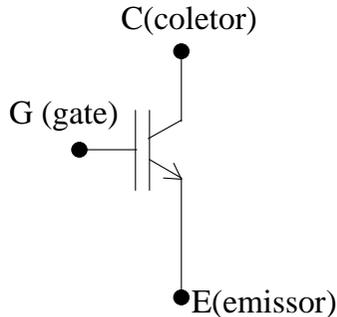
Figura 10 - Estrutura física do IGBT canal N.



Fonte: Livro O transistor IGBT aplicado a eletrônica de potência [3].

A estrutura física do IGBT é mostrada na Figura 10. A estrutura física do IGBT difere da estrutura física do MOSFET pela presença do substrato P⁺ que encontra-se junto ao terminal de coletor como mostrado nas Figura 9 e Figura 10 [3]. A Figura 11 mostra o esquemático dos pinos do IGBT.

Figura 11 - Esquemático dos pinos do IGBT.



Fonte: Produção do autor.

A Tabela 3 a seguir faz uma comparação entre características dos transistores de potência.

Tabela 3 - Comparação das características dos transistores de potência

	MOSFET	IGBT	BIPOLAR
Tipo de comando	Tensão	Tensão	Corrente
Pot. Circuito de comando	Mínima	Mínima	Elevada
Complex. Circuito Comando	Simples	Simples	Grande
Densidade de corrente	Elevada	Bem elevada	Média
Perdas por comutação	Baixa	Baixa para media	Média para alta

Fonte: Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência [3].

3.2 PERDAS NOS SEMICODUTORES

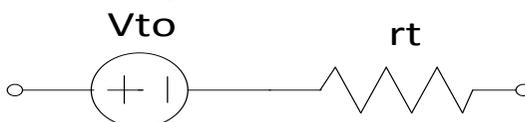
Um dos fatores que limita a capacidade de corrente de qualquer semiconductor é a máxima temperatura de junção. Esta temperatura se deve ultrapassar o valor limite indicado pelo fabricante, pois pode ocasionar na destruição do componente em função do aquecimento. Para manter a temperatura dentro dos limites suportados pelo semiconductor, é necessário montá-lo sobre um dissipador de calor adequado, de acordo com os parâmetros de projeto.

Para dimensionar o dissipador é necessário calcular as perdas durante o período de condução e comutação do interruptor. As perdas em qualquer semiconductor são divididas em perdas por condução e perdas por comutação. As perdas de comutação são subdivididas em: perda de comutação durante a entrada em condução (E_{on}) e perda de comutação durante o bloqueio (E_{off}) [3].

As perdas por condução ocorrem em função da oposição à passagem de corrente, exercida pelo semiconductor. Essa força contrária é representada por uma força-eletromotriz V_{TO} , associada em série a uma resistência r_T , como mostrado na Figura 12. A potência dissipada no dispositivo pode ser calculada através da equação (3.1), onde I_{med} e I_{ef} são respectivamente a corrente média e a corrente eficaz que circulam pelo semiconductor. As variáveis de cada interruptor devem ser retiradas de um catálogo do fabricante ou obtidas através de ensaios realizados em laboratório, em condições específicas [10].

$$P_{con} = V_{to} \cdot I_{med} + I_{ef}^2 \cdot r_t \quad (3.1)$$

Figura 12 - Circuito equivalente do semiconductor em condução.



Fonte: Produção do autor.

No caso de componentes unipolares (diodos, BJT ou IGBT) e em situações em que ocorre grande variação de corrente enquanto o

interruptor estiver em condução, pode-se considerar a utilização da curva entre tensão coletor-emissor e corrente de coletor. Com ajuda de algum programa numérico e da curva $V_{CE} \times I_c$ fornecida pelo fabricante, é possível aproximar a mesma para uma expressão polinomial. Dessa maneira é possível obter um cálculo de perdas mais preciso [12].

Além das perdas na condução, um semiconductor também tem perdas em função da comutação. Um interruptor não ideal leva certos períodos finitos para passar do estado de condução para o estado de bloqueio. O atraso na transição do modo de condução para o modo de bloqueio no interruptor faz com que ocorram perdas. Além de causar perdas, esse atraso na mudança de estado limita a máxima frequência de chaveamento que pode ser utilizada [13]. Dessa maneira é desejável que o semiconductor de projeto apresente comutações rápidas para diminuir as perdas.

Um modo para calcular essa potência dissipada baseia-se na integração de equações polinomiais que representam a energia dissipada. Seguindo a metodologia apresentada por Drogenik e Kolar [4], a energia dissipada na comutação para um dado nível de tensão de alimentação é aproximada por um polinômio de segunda ordem. Com essa simplificação é possível representar a energia dissipada pelos semicondutores na comutação por três coeficientes k_0 , k_1 e k_2 [4].

Após encontrar a potência total dissipada no interruptor é feito o dimensionamento do dissipador, através do cálculo térmico.

3.2.1 Perdas em Diodos

3.2.1.1 Perdas por condução nos diodos

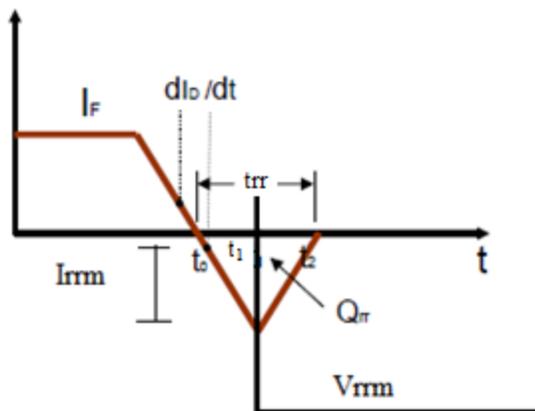
Para calcular as perdas por condução nos diodos e tiristores, é utilizado o circuito equivalente da Figura 12. Dessa maneira, a equação (1.1) serve para obter as perdas por condução nos diodos e tiristores.

3.2.1.2 Perdas nas comutações em diodos

Durante a saída em condução do diodo, a carga devido aos portadores minoritários deve ser removida, isso ocorre através da recombinação dos elétrons livres no interior do dispositivo. A saída de

condução ocorre até que todos os portadores minoritários sejam retirados. As perdas por comutação nos diodos são ocasionadas por essa recombinação de portadores minoritários e pela corrente de recuperação reversa. Isso ocorre durante a saída de condução. A Figura 13 mostra o comportamento da corrente de recuperação reversa. Observa-se, que quanto maior for essa corrente de recuperação do diodo, maiores serão as perdas por comutação [14].

Figura 13 - Corrente de recuperação reversa no diodo.



Fonte: Produção do autor.

Durante o intervalo de tempo entre t_0 e t_1 , a queda de tensão no diodo é muito pequena, dessa maneira, as perdas deste período podem ser desconsideradas. O tempo em que a corrente de recuperação reversa está sobreposta à derivada de subida da tensão de barramento aplicada sobre o diodo, entre t_1 e t_2 , caracterizam as perdas totais nas comutações.

Através da forma de onda da Figura 13 é possível obter a equação para as perdas de comutação no diodo. Sabendo-se que I_{rrm} é o pico da corrente de recuperação reversa e V_{rrm} é tensão de recuperação reversa, chega-se a equação (3.2). Onde F_s e T_r são respectivamente a frequência de chaveamento e o tempo entre t_1 e t_2 .

$$P_{rr} = 0,5. V_{rrm}. I_{rrm}. F_s . T_r \quad (3.2)$$

Os valores de V_{rrm} , I_{rrm} e T_r são disponibilizados pelo fabricante.

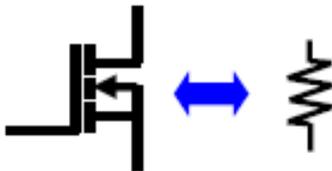
3.2.2 Cálculo de perdas para o MOSFET

3.2.2.1 Perdas por condução

As perdas por condução no MOSFET são muito significativas, pois ele apresenta uma característica resistiva no modo de condução (Figura 14). Para determinados valores de corrente torna-se inviável a utilização deste interruptor, pois a potência dissipada durante a condução será muito elevada. As perdas por condução do MOSFET são determinadas pela equação (3.3) [14]. Vale ressaltar, que a resistência R_{on} varia muito com a temperatura de junção do componente.

$$P_{CON} = R_{on} \cdot I_{rms}^2 \quad (3.3)$$

Figura 14 - Representação do MOSFET em condução.



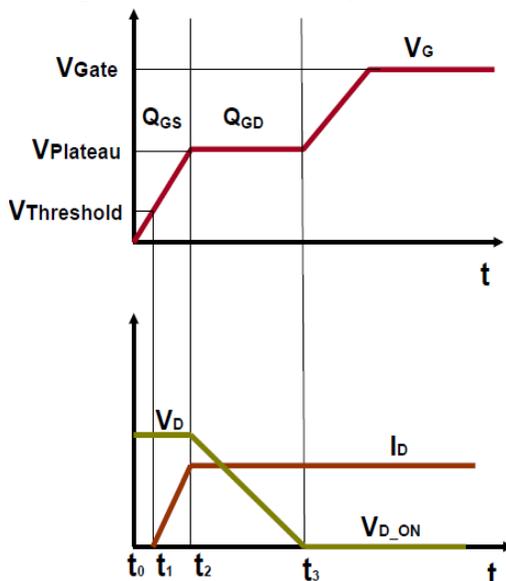
Fonte: Dissertação de mestrado de Hamilton Sartori [14]

3.2.2.2 Perdas por comutação

A maior parte da potência dissipada durante as comutações ocorre por sobreposição entre tensão e corrente na entrada e saída de condução. Os tempos em que ocorrem estas sobreposições são proporcionais a cargas e descargas das capacitâncias parasitas do MOSFET. Para o cálculo de perdas por comutação do MOSFET é necessário encontrar o tempo de entrada e saída em condução. A Figura 15 mostra a entrada em condução do MOSFET.

A tensão de Threshold representa a mínima tensão necessária para criar um canal de condução entre a fonte e o dreno. O valor dessa tensão varia entre 2V e 4V, dependendo do MOSFET.

Figura 15 - Entrada em condução do MOSFET.



Fonte: Dissertação de mestrado de Hamilton Sartori [14].

Onde:

- Q_{GS} : Capacitância gate- source.
- Q_{GD} : Capacitância gate-dreno.
- Q_{DS} : Capacitância dreno-source.

No momento em que a tensão de gate atingir o valor da tensão de limiar, a corrente começará a circular pelo dreno. A tensão da porta permanece crescendo, até que o capacitor entre a porta e a fonte se carregue por completo (t_2). Neste instante, a tensão sobre a chave V_D começa a diminuir. O intervalo de tempo entre t_2 e t_3 é relativamente grande, dessa maneira a carga do circuito de acionamento é mais elevada para a capacitância entre o dreno e o gate do que para a capacitância entre o gate-source. No instante t_3 o MOSFET entra em condução [14].

As cargas das capacitâncias parasitas são proporcionais entre o produto da corrente e do tempo. Há uma relação direta entre a corrente de porta e os tempos de comutação. Quanto maior for a corrente, menor será o tempo de carga das capacitâncias parasitas. A perda por entrada em condução do MOSFET é obtida a partir da equação (3.5).

$$P_{ON} = Fs \cdot \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} V_D \cdot I_D \cdot t \cdot dt + \frac{1}{t_3 - t_2} \int_{t_2}^{t_3} V_D \cdot I_D \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.4)$$

$$P_{ON} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot Fs \cdot (t_3 - t_1) \quad (3.5)$$

A Figura 16 mostra a saída em condução do MOSFET. Quando o interruptor é comandado a bloquear (t_5), a tensão sobre o interruptor V_D começa a aumentar, mas I_D ainda se mantém constante. No instante t_6 , a tensão sobre o interruptor fica constante e a corrente I_D decresce bruscamente até atingir o valor zero (t_7). A partir desse momento, o MOSFET está bloqueado. As perdas por bloqueio do semiconductor são obtidas com a equação (3.7).

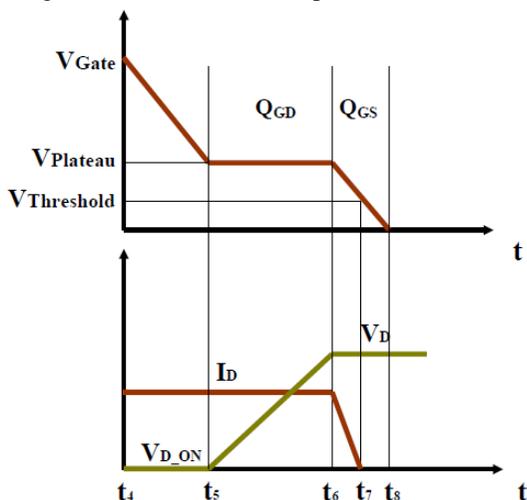
$$P_{off} = Fs \left[\frac{1}{t_6 - t_5} \int_{t_5}^{t_6} V_D \cdot I_D \cdot t \cdot dt + \frac{1}{t_7 - t_6} \int_{t_6}^{t_7} V_D \cdot I_D \cdot t \cdot dt \right] \quad (3.6)$$

$$P_{off} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot Fs \cdot (t_7 - t_5) \quad (3.7)$$

Além das perdas por entrada em condução e da entrada em bloqueio, o MOSFET também apresenta perdas em função da condução capacitiva, mas que podem ser desconsideradas. Assim, a potência total dissipada pelo MOSFET durante as comutações pode ser definida pelo somatório das perdas produzidas em cada etapa, equação (3.8) [14].

$$P_{sw} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot Fs \cdot (t_7 - t_5 + t_3 - t_1) \quad (3.8)$$

Figura 16 - Entrada em bloqueio do MOSFET.



Fonte: Dissertação de mestrado de Hamilton Sartori [14].

3.2.3 Cálculo de perdas para o IGBT

3.2.3.1 Perdas por condução.

As perdas por condução no IGBT são determinadas, pelo produto da corrente que flui através do interruptor e pela tensão coletor emissor. As curvas que relacionam a tensão direta com a corrente direta em função da temperatura de junção são disponibilizadas pelos fabricantes.

A equação 3.9 determina as perdas por condução do IGBT [14].

$$P_{CONDUÇÃO} = V_{ce} \cdot I_{med} \quad (3.9)$$

Onde:

- V_{ce} : Tensão coletor emissor do IGBT;
- I_{med} : Corrente média que passa pelo interruptor.

A expressão para cálculo de perdas de condução, de forma mais exata, para uma modulação PWM é:

$$P_i = \left[V_{CE0} + (V_{CEN} - V_{CE0}) \cdot \frac{I_{CMD}}{I_{CN}} \right] \cdot I_{CMD} \cdot D \quad (3.10)$$

Sendo:

- V_{CE0} : valor de limiar da tensão de saturação coletor-emissor, aproximadamente 1V;
- V_{CEN} : valor da tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal. Pode ser obtido do catálogo do fabricante;
- I_{Cmd} : valor médio da corrente de coletor no intervalo de tempo de condução;
- I_{CN} : corrente nominal de coletor do IGBT;
- D : razão cíclica.

3.2.3.2 Perdas por comutação

As perdas por comutação do IGBT podem ser determinadas da mesma maneira que no MOSFET, porém sua capacitância de gate é levemente superior. A principal diferença está na saída de condução do IGBT, pois há uma corrente devido à recombinação dos portadores minoritários, aumentando as perdas nessa etapa. Esta corrente limita o uso desse interruptor para aplicações com frequências mais altas. Para obter as equações de perdas do IGBT, serão consideradas as situações de carga indutiva e carga resistiva, mostrando o modelo simplificado e o modelo exato de perdas do IGBT para uma modulação PWM.

Os modelos de perdas de comutação do IGBT são apresentados nos próximos itens.

3.2.3.2.1 Modelos aproximados de perdas de comutação do IGBT

Neste modelo aproximado, as formas de onda da corrente do coletor e tensão coletor-emissor são aproximadas sem levar em

consideração o efeito da indutância de dispersão, a corrente de recuperação reversa do diodo de roda livre, entre outras não idealidades.

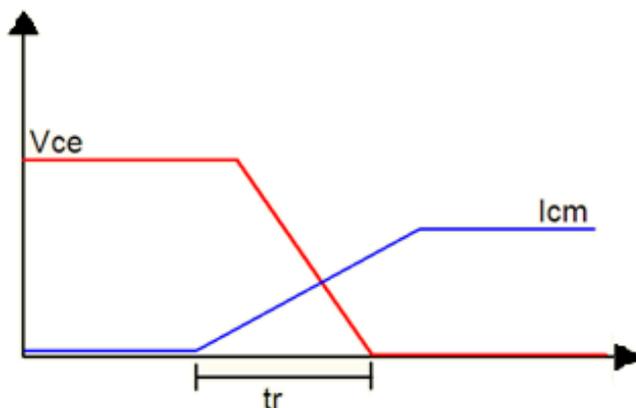
Na entrada em condução e entrada em bloqueio, os tempos de subida e de descida da corrente de coletor indicada no catálogo do fabricante, devem ser multiplicados por um fator de correção de 1,2, pois o tempo não é medido de zero até o valor máximo [3].

a) Carga resistiva

A Figura 17 e a Figura 18 mostram as formas de onda da entrada em condução e entrada em bloqueio respectivamente, do IGBT com carga resistiva.

Para obter as perdas por entrada em condução (equação 3.11) e entrada em bloqueio (equação 3.12), é feita a integração das curvas de corrente de coletor e tensão coletor-emissor.

Figura 17 - Entrada em condução do IGBT com carga resistiva.

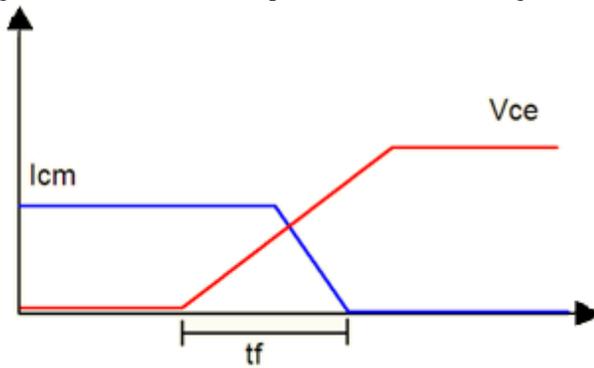


Fonte: Produção do autor.

$$P_{on} = I_{CM} \cdot \frac{V_{CE}}{6} \cdot F_s \cdot t_r \quad (3.11)$$

$$P_{off} = I_{CM} \cdot \frac{V_{CE}}{6} \cdot F_s \cdot t_f \quad (3.12)$$

Figura 18 - Entrada em bloqueio do IGBT com carga resistiva.

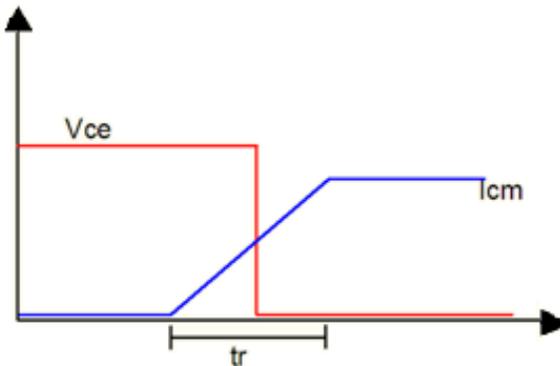


Fonte: Produção do autor.

b) Carga Indutiva

Durante o processo de entrada em condução do IGBT com carga indutiva, as formas de onda de corrente de coletor e tensão coletor emissor são aproximadamente como as mostradas na Figura 19. t_r é o tempo de subida da corrente de coletor. Dessa maneira, é possível obter as perdas em entrada em condução do IGBT com carga indutiva através da equação 3.14.

Figura 19 - Entrada em condução do IGBT com carga indutiva.



Fonte: Produção do autor.

$$P_{on} = \int_0^{t_r} I_{CM} \cdot \frac{t}{t_r} V_{CE} F_s dt \quad (3.13)$$

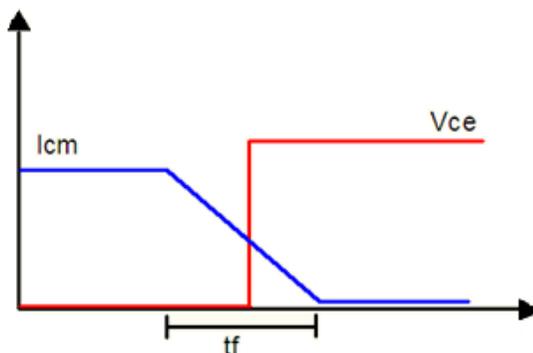
$$P_{on} = I_{CM} \cdot \frac{V_{CE}}{2} \cdot F_s t_r \quad (3.14)$$

O processo de entrada em bloqueio do interruptor com a carga indutiva é mostrado na Figura 20. O tempo de descida da corrente de coletor é representado por t_f . As perdas por entrada em bloqueio são obtidas pela equação 3.16 [3].

$$P_{off} = \int_0^{t_f} I_{cm} \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) V_{ce} F_s dt \quad (3.15)$$

$$P_{off} = I_{cm} \cdot \frac{V_{ce}}{2} \cdot F_s t_f \quad (3.16)$$

Figura 20 - Entrada em bloqueio do IGBT com carga indutiva.



Fonte: Produção do autor.

3.2.3.2.2 Modelo exato de perdas de comutação do IGBT

Neste modelo, as formas de onda da corrente de coletor e da tensão coletor-emissor são aproximadas ao seu comportamento real, com carga indutiva e em modo de condução contínua, para facilitar os

cálculos [3]. A perda de potência durante a entrada em condução é calculada através da equação 3.17.

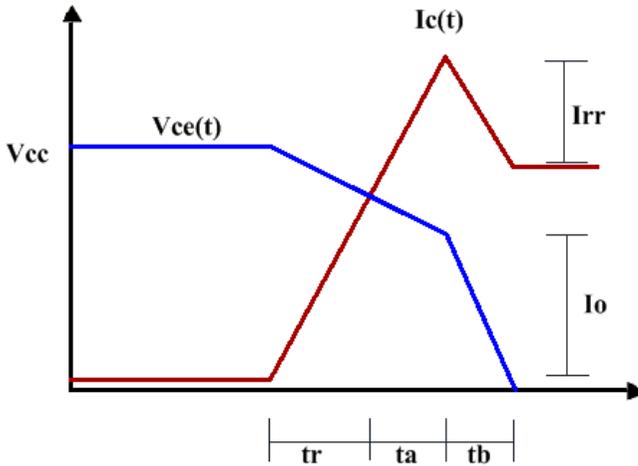
$$P_{on} = \int_0^{t_{on}} I_c(t) V_{ce}(t) F_s dt \quad (3.17)$$

Onde:

- $I_c(t)$: é a corrente que passa pelo interruptor;
- $V_{CE}(t)$: é a tensão sobre o IGBT;
- F_s : é a frequência de chaveamento;
- t_{on} : é o tempo de subida somado com o tempo de descida da corrente ($t_r + t_a + t_b$).

As formas de onda linearizadas da corrente de coletor e da tensão coletor-emissor são mostradas na Figura 21.

Figura 21 - Formas de onda idealizadas de tensão e corrente linearizadas durante a entrada em condução do IGBT.



Fonte: Produção do autor.

A expressão linearizada da corrente de coletor durante o intervalo $t_r + t_a$ é:

$$I_c(t) = \frac{I_o + I_{rr}}{1,2 t_r + t_a} t \quad (3.18)$$

Já a equação da corrente de coletor durante o intervalo de tempo t_b é a seguinte:

$$I_c(t) = I_o + I_{rr} - \frac{I_{rr}}{t_b} \cdot t \quad (3.19)$$

Sendo:

- I_o : corrente em regime permanente;
- I_{rr} : corrente de recuperação reversa do diodo de roda livre;
- $1,2 t_r$: tempo de subida da corrente com o coeficiente de correção;
- t_a : tempo da primeira parte da recuperação reversa do diodo.
- t_b : tempo da segunda parte da recuperação reversa do diodo.

A equação linear da tensão sobre o IGBT durante o intervalo $t_r + t_a$ é:

$$V_{ce}(t) = V_{cc} - \frac{L_s \frac{di_c}{dt}}{1,2 t_r + t_a} t \quad (3.20)$$

Como é possível analisar, a tensão coletor-emissor depende do valor da indutância parasita (L_s) e da derivada de corrente de coletor (di_c/dt). O valor de L_s é estipulado e o valor da variação de I_c é obtido através do catálogo do interruptor.

Para minimizar os efeitos dessa indutância, o circuito deve ser implementado com um bom layout, visando minimizar o comprimento das trilhas [3].

A variação linear da tensão sobre o IGBT durante o intervalo t_b é dada por:

$$V_{ce}(t) = V_b - \frac{V_b}{t_b} t \quad (3.21)$$

O valor da tensão V_{CE} no instante $t_r + t_a$ é:

$$V_b = V_{cc} - L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (3.22)$$

Substituindo as equações 3.19, 3.20, 3.21 e 3.22 na equação 3.18, obtém-se a expressão para a perda de potência durante a entrada em condução do IGBT.

$$P_{on} = \left[(I_o + I_{rr}) \cdot (1,2 t_r + t_a) \cdot \left(0,5 V_{cc} - 0,333 L_s \frac{di_c}{dt} \right) + t_b \left(V_{cc} - L_s \frac{di_c}{dt} \right) (0,5 I_o + 0,33 I_{rr}) \right] \cdot F_s \quad (3.23)$$

Para a entrada em bloqueio, a aproximação linear da forma de onda da corrente de coletor não é válida, pois ela possui um formato exponencial. Dessa maneira, é aconselhável utilizar a forma de onda da potência, simplificando os cálculos. A Figura 22 mostra a potência instantânea na entrada em bloqueio. A forma de onda é dividida em duas regiões. O primeiro intervalo de tempo, t_{rv} , a potência cresce linearmente e no segundo instante, t_i , ela decresce exponencialmente [3].

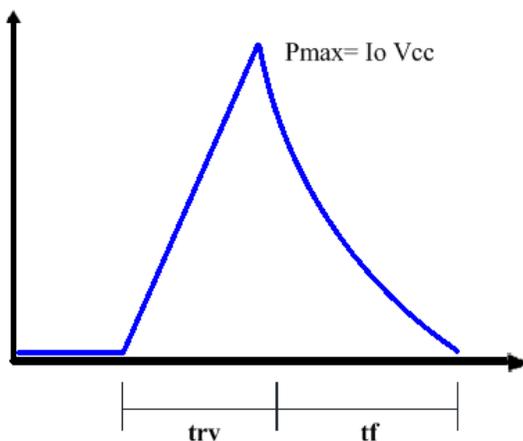
Com a equação 3.24 é possível obter as perdas de comutação durante o tempo t_{rv} .

$$P_{off1} = 0,5 \cdot I_o \cdot V_{cc} \cdot t_{rv} \cdot F_s \quad (3.24)$$

Onde:

- I_o : valor em regime permanente da corrente;
- V_{cc} : tensão de barramento;
- tr_v : é o tempo de subida da tensão coletor-emissor já corrigido pelo fator de 1,2.
- t_f : tempo que a potência instantânea leva para ir do valor máximo até zero;
- F_s : frequência de comutação do IGBT;
- P_{max} : potência máxima.

Figura 22 - Potência instantânea no instante de bloqueio do IGBT.



A expressão da potência instantânea para segunda região é:

$$p(t) = P_{max} e^{-t/\delta} \quad (3.25)$$

Sabendo que a potência final no instante t_f é aproximadamente 10% do valor de P_{max} , assim:

$$\delta = 0,434 \cdot t_f \quad (3.26)$$

Integrando a equação 3.25 entre zero e infinito, obtêm-se as perdas durante o intervalo t_f . Assim:

$$P_{off2} = \delta \cdot P_{max} \quad (3.27)$$

Substituindo a equação 3.26 na equação 3.27, temos a expressão simplificada:

$$P_{off} = 0,434 \cdot t_f \cdot P_{max} \quad (3.28)$$

Assim as perdas totais no instante de entrada em bloqueio do IGBT são obtidas somando as equações 3.24 e 3.28. Portanto:

$$P_{off} = (0,5 \cdot I_o \cdot V_{cc} \cdot t_{rv} + 0,434 \cdot t_f \cdot I_o \cdot V_{cc}) \cdot F_s \quad (3.29)$$

3.2.3.2.3 Método alternativo de determinação de perdas de energia de comutação

Certos fabricantes de IGBT's disponibilizam informações sobre as perdas de potência de comutação em função de alguns parâmetros, como por exemplo: corrente de coletor, resistência de gate, temperatura de cápsula. Essas informações são disponibilizadas em forma de curvas, que permitem ao projetista obter as perdas de comutação sem realizar cálculos mais complexos [3].

3.2.3.2.4 Análise do desempenho do IGBT em diferentes tipos de comutação

Os IGBTs possuem diferentes técnicas de comutação, que diminuem as perdas, pelo fato de que as maiores das perdas nos dispositivos IGBTs são dadas durante esta situação por causa da corrente de cauda (*tail current*), que aparece em função do fenômeno de recombinação dos portadores minoritários armazenados no canal-N do IGBT durante a etapa de condução. As principais técnicas de comutação utilizadas em IGBTs são: comutação dissipativa (Hard Switching),

comutação sobtensão nula (ZVS – Zero Voltage Switching) e comutação sob corrente nula (ZCS – Zero Current Switching).

Na técnica de comutação dissipativa, ocorre superposição das formas de onda de tensão coletor-emissor e corrente de coletor (entrada em condução e bloqueio). As maiores perdas, utilizando esta forma de comutação estão na entrada em condução do IGBT.

Já na técnica de comutação sob tensão nula, a entrada em condução dos IGBTs é realizada sob tensão nula e durante o bloqueio são destacadas duas situações: a rápida descida da corrente coletor, que ocorre sob tensão nula e a corrente de cauda ocorre sob tensão diferente de zero, portanto, as perdas de comutação ocorrem por causa da corrente de cauda.

Finalmente, com a técnica de comutação sob corrente nula, as perdas durante o bloqueio podem ser nulas ou muito pequenas, dependendo do tempo de condução do diodo em antiparalelo com o IGBT.

A corrente de cauda do IGBT pode ser reduzida através de processos de dopagem do material semicondutor e também pela forma de montagem das camadas do dispositivo. Dessa forma, as perdas correspondentes à corrente de cauda são impossíveis de evitar na comutação dissipativa, comutação sob tensão nula e, dependendo das condições de comutação, pode ser evitada na comutação sob corrente nula. Quando utilizadas as técnicas de ZVS e ZCS, os IGBTs podem operar em frequências de comutação acima de 200 kHz [3].

3.3 CÁLCULO TÉRMICO

A corrente que circula no semicondutor gera calor, tanto no modo de condução como na sua comutação e esse calor deve ser dissipado para o ambiente. Caso isso não ocorra, a temperatura da junção se eleva acima dos limites permitidos e pode provocar danos e falhas nos componentes. A corrente máxima e, portanto a potência máxima que um diodo, um tiristor ou um transistor pode processar é limitada apenas pela temperatura de junção [10].

A degradação de um semicondutor resulta de reações químicas que provocam alterações na estrutura de silício em escala nuclear. Em geral, pode-se dizer que todo semicondutor tem uma vida limitada, sendo que a máxima temperatura de junção influencia nessa vida útil

aceitável [12]. Dessa maneira o cálculo do dissipador e o cálculo de perdas são etapas fundamentais nos projetos de conversores [10].

Para dimensionar o dissipador o projetista deve considerar uma temperatura de junção um pouco menor que o valor máximo indicado no catálogo, pois podem ocorrer possíveis excessos de temperatura para certas situações não ideais, como por exemplo, aproximações no cálculo das energias, correntes de recuperação reversa, oscilações de corrente pela presença de indutâncias e capacitâncias parasitas, entre outras [3].

Nos próximos tópicos, serão apresentados diferentes casos para o cálculo da resistência térmica do dissipador.

3.3.1 Um Simples Semicondutor no Dissipador

Para realizar o cálculo da resistência dissipador ambiente é necessário conhecer o circuito equivalente, como o exemplificado na Figura 23.

Figura 23 - Circuito térmico equivalente de um componente.



Fonte: Produção do autor.

As variáveis envolvidas são:

- Tj – Temperatura de junção (°C).
- Tc – Temperatura de cápsula (°C).
- Td – Temperatura do dissipador (°C).
- Tc – Temperatura de cápsula (°C).
- Rjc- Resistência térmica entre junção e a cápsula (°C/W).
- Rcd- Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador (°C/W).
- Rda- Resistência térmica entre dissipador e o ambiente (°C/W).
- Rja- Resistência térmica entre junção e o ambiente (°C/W).
- P- Potência dissipada no componente, que deve ser transferida ao ambiente(W).

Associando as resistências é obtida a equação 3.30 e calculando a resistência junção/ambiente pela equação 3.31 é possível encontrar a resistência do dissipador para as piores condições de operação.

Os valores da temperatura de junção, resistência cápsula/dissipador e a resistência junção/ambiente são fornecidos pelo fabricante do dispositivo [10].

$$R_{da} = R_{ja} - R_{cd} - R_{jc} \quad (3.30)$$

$$T_j - T_a = R_{ja} P \quad (3.31)$$

3.3.2 Vários Semicondutores no Mesmo Dissipador

Caso tenha mais de um dispositivo semicondutor no mesmo dissipador, o circuito térmico equivalente neste caso é exemplificado na Figura 24. O cálculo da resistência térmica do dissipador com vários semicondutores pode ser feito de duas maneiras.

A primeira maneira é calculando a temperatura do dissipador para cada dispositivo. Dessa maneira, toma-se como temperatura do dissipador, o menor valor encontrado de T_d para todos os dispositivos. Assim a resistência térmica do dissipador é dada pela seguinte equação:

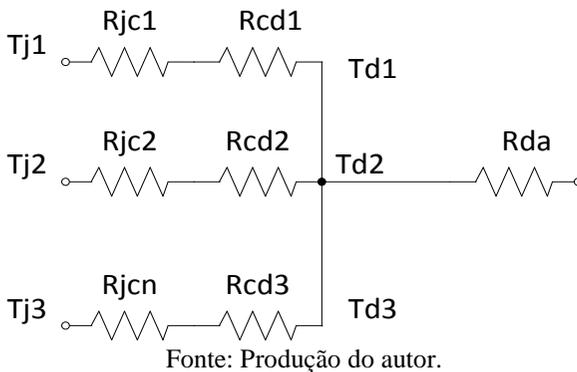
$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_1 + P_2 + \dots + P_N} \quad (3.32)$$

A segunda maneira de encontrar a resistência do dissipador é inicialmente considerar todas as temperaturas de junção iguais e menores à máxima temperatura de junção. Dessa maneira é possível calcular a temperatura do dissipador de cada componente.

O valor de T_d é obtido como sendo a média dos valores das temperaturas de dissipador dos componentes. Sabendo-se T_d , verificam-se as temperaturas da junção de cada semicondutor estão dentro da margem indicada pelo fabricante no catálogo de cada semicondutor. Se alguns deles estão acima do valor máximo, deve-se reduzir o valor de T_d até conseguir que todos os dispositivos estejam com o valor de temperatura de junção adequado. Tendo um valor T_d adequado para

todos os dispositivos, a resistência térmica do dissipador é encontrada com a equação (3.32) [3].

Figura 24 - Circuito térmico equivalente com múltiplos semicondutores no dissipador.



3.3.3 Um módulo no Dissipador

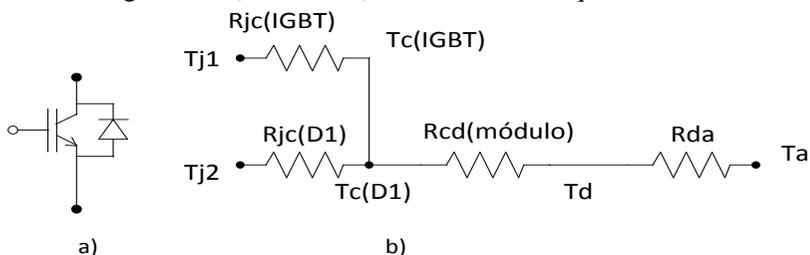
Um módulo é composto de várias pastilhas conectadas em paralelo e encapsulados com uma mesma resina térmica.

Para exemplificar o cálculo da resistência neste caso, foi usado módulo composto por IGBT(s) e diodo(s) em antiparalelo. O primeiro exemplo proposto é um módulo composto por um IGBT e um diodo, como mostrado na Figura 25. Os elementos são conectados internamente dentro de um invólucro. Como são conhecidos os valores das resistências R_{jc} , das temperaturas de junção e das potências dissipadas em cada componente, é possível encontrar a temperatura de cápsula do diodo e do IGBT da seguinte maneira [3]:

$$T_c(T1) = T_j(T1) - P_{T1} \cdot R_{jc}(T1) \quad (3.33)$$

$$T_c(D1) = T_j(D1) - P_{D1} \cdot R_{jc}(D1) \quad (3.34)$$

Figura 25 - a) módulo; b) Circuito térmico equivalente.



Fonte: Produção do autor.

Com os valores obtidos nas equações 3.33 e 3.34, adota-se o menor valor das temperaturas calculadas, para ser a temperatura de cápsula do módulo ($T_{C(mod1)}$). A escolha do menor valor garante que nenhuma temperatura de junção vai ultrapassar o seu valor limite.

O próximo passo é estabelecer a temperatura do dissipador. A equação para obter essa temperatura é:

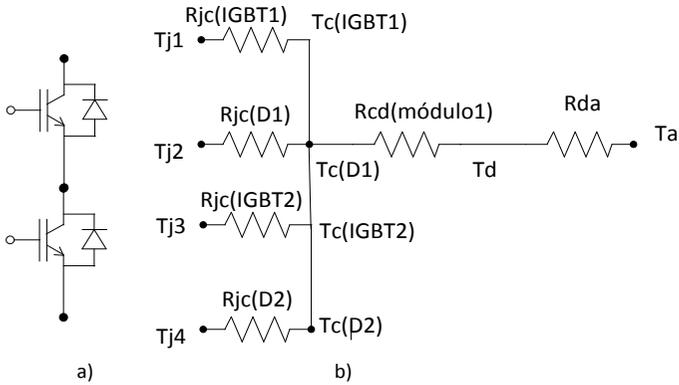
$$T_d = T_c(mod1) - R_{cd(mod1)} \cdot (P_{T1} + P_{D1}) \quad (3.35)$$

O valor da resistência cápsula-dissipador do módulo ($R_{cd(mod1)}$) é obtido através do catálogo do componente. Finalmente, é determinada a resistência térmica do dissipador pela equação 3.36.

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_{T1} + P_{D1}} \quad (3.36)$$

O segundo exemplo, é um módulo meia-ponte, composto por dois diodos e dois IGBTs. O procedimento para obter a resistência do dissipador é similar ao módulo anterior. Amostra o diagrama de resistência térmica e o módulo em questão [3].

Figura 26 - a) módulo b) circuito térmico equivalente.



Fonte: Produção do autor.

Encontrando a temperatura de cápsula de cada componente, adota-se a menor temperatura encontrada para ser a temperatura de cápsula do módulo. Similar ao exemplo anterior, o segundo passo é encontrar a temperatura do dissipador através da fórmula:

$$T_d = T_c(\text{mod2}) - R_{cd}(\text{mod2}) \cdot (P_{T2} + P_{T3} + P_{D2} + P_{D3}) \quad (3.37)$$

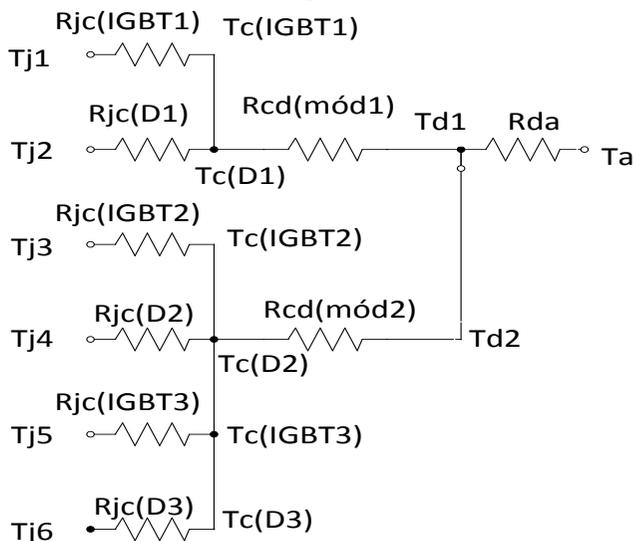
Logo, a resistência térmica do dissipador é obtida com a expressão:

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_{T2} + P_{D2} + P_{T3} + P_{D3}} \quad (3.38)$$

3.3.4 Dois módulos ou Mais no Mesmo Dissipador

A Figura 27 exemplifica um caso com mais de um módulo o mesmo dissipador [3].

Figura 27 - Circuito térmico equivalente com dois módulos no mesmo dissipador.



Fonte: Produção do autor.

Ao adicionar mais de um módulo no mesmo dissipador, é necessário realizar as mesmas etapas do item anterior, acrescentando mais um passo.

A seguir são apresentados os passos para obter a resistência do dissipador com mais de um módulo.

Primeiramente é necessário encontrar as temperaturas de cápsula de todos os módulos conectados no dissipador. Adota-se, para cada módulo, o menor valor de temperatura de cápsula dos elementos presentes no módulo em questão.

O segundo passo é determinar a temperatura do dissipador de cada módulo. Logo deve ser escolhido, como o valor T_d da temperatura do dissipador, o menor valor entre as temperaturas de dissipador dos módulos.

Como último passo, a resistência térmica do dissipador é obtida com a equação:

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N} \quad (3.39)$$

3.4 DISSIPADORES

Os valores tipicamente usados para expressar a eficiência de um dissipador são a resistência térmica, sendo expressa como o aumento da temperatura por watt ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$). Quanto menor o valor, melhor o desempenho térmico do dissipador. Em geral estes dispositivos são construídos em alumínio dado sua boa condutividade térmica (condição indispensável), baixo custo e peso. Alguns são construídos em cobre e outros por uma mistura dos dois. O volume do dissipador se associa às características dinâmicas dos fenômenos térmicos.

A utilização de um grande número de aletas é para aumentar a área de troca de calor. A resistência térmica para uma placa plana quadrada pode ser aproximadamente dada por [15]:

$$R_{da} = \frac{3,3}{4 \sqrt{\lambda W}} C_f + \frac{650 C_f}{A} \quad (3.40)$$

Sendo:

- λ : condutância térmica (80°C) [$\text{W}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm})$];
- W : espessura do dissipador [mm];
- A : área do dissipador [cm^2];
- C_f : fator de correção devido à posição e tipo de superfície.

Tabela 4 - Valores da condutância térmica para diferentes materiais

Material	Condutância
Alumínio	2,08
Cobre	3,85
Latão	1,1
Aço	0,46
Mica	0,006
Óxido de berílio	2,10

Fonte: HS dissipadores [15].

O fator C_f varia com a posição do dissipador, sendo preferível uma montagem vertical à horizontal por criar um efeito “chaminé”. Dissipadores pretos são melhores irradiadores de calor que aqueles com superfície brilhante.

Tabela 5 - Valores do fator C_f de acordo com a montagem do dissipador.

	Corpo brilhante	Corpo negro
Montagem vertical	0,85	0,43
Montagem horizontal	1,0	0,5

Fonte: HS dissipadores [15].

A superfície preta pode ser conseguida pela cobertura do dissipador com óxido preto, mas o preço pode aumentar na mesma proporção que a resistência térmica cai.

Os dissipadores podem ser divididos em três tipos: os resfriados por convecção natural, os resfriados por ventilação forçada e os refrigerados com líquido.

3.4.1 Dissipadores refrigerados por convecção natural

Este é o tipo mais simples e mais usado de dissipadores de calor. Embora alguns fabricantes tenham modelos mais sofisticados, estes normalmente consistem apenas de um bloco com várias aletas. As aletas normalmente são espaçadas de 10 a 15 mm. Quanto menor o espaçamento entre as aletas menor vai ser o efeito de refrigeração convectiva natural. Um exemplo de um dissipador resfriado por convecção natural pode ser visualizado na Figura 28.

Figura 28 - Exemplo de um dissipador refrigerado por convecção natural.



Fonte: HS Dissipadores [15].

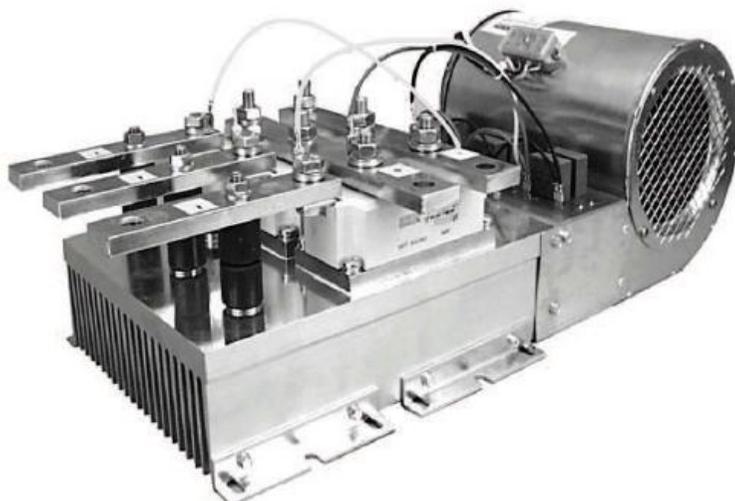
3.4.2 Dissipadores refrigerados por ventilação forçada.

Os dissipadores que utilizam ventilação forçada devem ter um espaçamento pequeno entre as aletas, não ultrapassando poucos milímetros. A circulação forçada de ar reduz significativamente o valor efetivo da resistência térmica do dissipador, ou seja, quanto maior a ventilação forçada no dissipador menor resistência ele terá.

Esta redução na resistência térmica permite que se obtenha o mesmo valor efetivo de resistência térmica com dissipadores menores, o que faz com eles tenham constantes térmicas de tempo tipicamente menores que 1 minuto. Um dos elementos mais utilizados para fazer a ventilação forçada no dissipador são os populares “coolers”.

Esses tipos de dissipadores normalmente são utilizados em processadores de computadores, onde é necessária uma baixa resistência térmica num pequeno volume e peso, o que seria impossível com dissipadores por convecção natural. Um exemplo de um dissipador resfriado por ventilação formada pode ser visualizado na Figura 29.

Figura 29 - Exemplo de dissipador refrigerado por ventilação forçada.



Fonte: Application Notes Semikron [16].

3.4.3 Dissipadores refrigerados por líquido.

Sistemas eletrônicos de alta potência (MW) frequentemente utilizam refrigeração com circulação forçada de líquidos. Em geral os componentes são montados em placas metálicas de cobre ou alumínio, através da qual circula o líquido refrigerante, normalmente por condutores ocos soldados à placa.

Água é provavelmente o melhor líquido para resfriamento em termos de densidade, viscosidade, condutividade térmica e calor específico. Para operação de longa duração deve-se prever uso de água destilada e deionizada, o que previne a corrosão e sedimentação ao longo dos dutos. Se a temperatura esperada puder cair abaixo do ponto de solidificação ou chegar acima do ponto de ebulição deve-se adicionar outro líquido à água como o “*ethylene glycol*” o que também previne a corrosão do cobre ou alumínio usado nos dutos.

A série WK da Semikron é feita para resfriamento através de circulação de água e os modelos WK40/ 180, WK40/240 e WK40/ 300 apresentam peso e resistência térmica de respectivamente 6,4Kg / 0,017°C/W, 2,32Kg/ 0,016°C/W e 4,64Kg/ 0,0115°C/W. É importante ressaltar que estas baixas resistências térmicas são especificadas para um fluxo de 8l/ min de H₂O.

Figura 30 - Exemplo de um dissipador refrigerado a líquido.



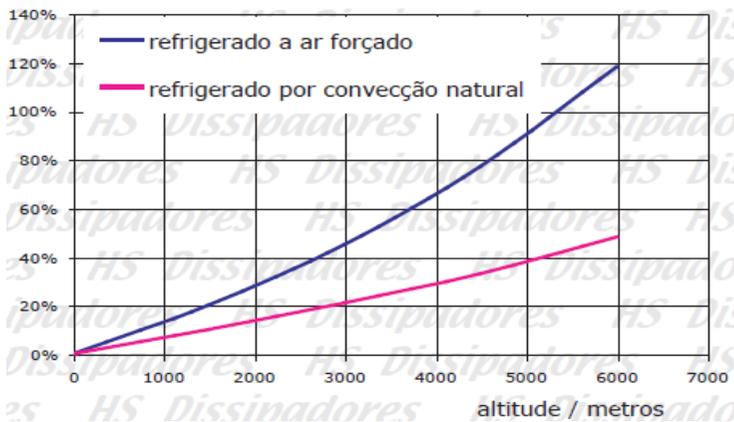
Fonte: Application Notes Semikron [16].

3.4.4. Correção da altitude

A densidade do ar a altitudes mais elevadas é menor do que no nível do mar. Isto reduz a capacidade calorífica e convectiva dos dissipadores. Dessa maneira, uma mesma montagem eletrônica terá sua temperatura elevada de acordo com a altitude da região.

Para dissipação de calor por convecção em circuitos eletrônicos, devem ser levadas em consideração duas temperaturas: a temperatura do filme a superfície do dissipador e a temperatura em ambiente. A Figura 31 apresenta a aumento percentual da temperatura dissipador-ambiente com o aumento da temperatura [15].

Figura 31- Aumento percentual da diferença de temperatura Filme-ambiente com o aumento da altitude.



Fonte: HS Dissipadores [15]

Observa-se, analisando o gráfico acima, que os aparelhos com dissipadores refrigerados a ar forçado sofrem um aumento percentual da diferença de temperatura muito maior, que os refrigerados por convecção natural. Por exemplo, a diferença de temperatura entre ambiente-dissipador em montagens que fazem uso de convecção natural é aproximadamente 20% maior a 3000 metros de altura, comparada a mesma situação no nível do mar. Caso fosse um sistema com ventilação forçada, a diferença de temperatura passaria a quase 50% para a altitude de 3.000 metros.

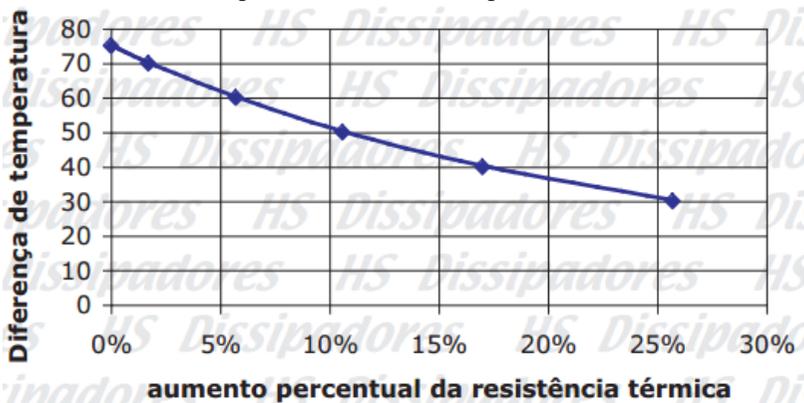
Vale ressaltar que os dados apresentados são estimados e que não são tão precisos quanto às análises obtidas por programas de computador especializados. Além do mais, em muitos casos, o aumento da altitude significa também a diminuição da temperatura ambiente, portanto o efeito da diminuição da densidade do ar é contrabalanceado pelo efeito da diminuição da temperatura ambiente [15].

3.4.5. Correção da Temperatura

A dissipação de calor por convecção depende da diferença entre a temperatura ambiente e a temperatura do filme de ar que circunda o dissipador. A maioria dos dissipadores são mais eficientes quando a temperatura ambiente é baixa. A medida que a temperatura ambiente aumenta, a eficiência do dissipador diminui, pois ocorre um aumento percentual na resistência térmica do mesmo. Por exemplo, o dissipador HS 3520 possui uma resistência térmica de $4,89^{\circ}\text{C}/\text{W}$ se a diferença de temperatura entre o dissipador e o ambiente é de 75°C . O mesmo dissipador, quando o $\Delta T = 30^{\circ}\text{C}$, tem sua resistência térmica aumentada em 25 %, ou seja, $R_{da} = 6,147^{\circ}\text{C}/\text{W}$ [15].

A Figura 32 mostra a variação da resistência térmica em função da diferença de temperatura ambiente–dissipador. Vale salientar, que esse fator de correção varia de acordo com o fabricante. Os dados apresentados foram retirados de um catálogo da HS Dissipadores [15]

Figura 32 - Variação da resistência térmica do dissipador com a diferença da temperatura ambiente-dissipador.



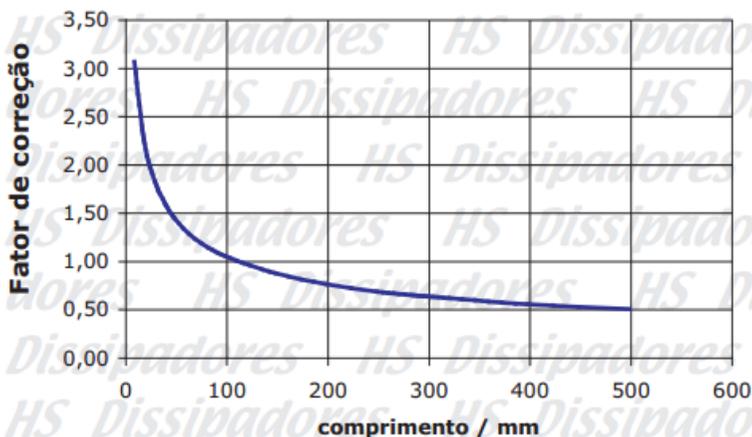
Fonte: HS Dissipadores [15].

3.4.6. Correção de Comprimento

A maioria dos fabricantes fornece o valor da resistência térmica por certo valor em polegadas. Desta maneira, a resistência térmica do

dissipador depende do comprimento do mesmo. A Figura 33 mostra a curva de correção térmica em função do comprimento do dissipador de uma linha de produtos da HS Dissipadores. Quanto menor o dissipador, maior a resistência térmica [15]. Por exemplo, o dissipador HS 6524 possui uma resistência térmica de $3,72^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$, ou seja, um pedaço medindo 4 polegadas de comprimento possui um resistência térmica de $3,72^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Assim se o dissipador possuir 40 cm de comprimento a sua resistência será $1,86^{\circ}\text{C}/\text{W}$, de acordo com o gráfico da Figura 33.

Figura 33 - Correção da resistência térmica de acordo com o comprimento do dissipador.



3.4.7. Montagem do componente semicondutor no dissipador.

Na montagem do componente semicondutor sobre o dissipador existe uma resistência térmica entre o encapsulamento e a superfície do dissipador determinada, principalmente, pelo ar contido entre os corpos, devido às rugosidades e não alinhamento das superfícies. Este fato pode ser minimizado pelo uso de pastas de silicone ou outro tipo de material que seja bom condutor térmico e isolante elétrico. Caso seja necessário isolar eletricamente o corpo do componente do dissipador utiliza-se, em geral, isoladores de mica ou de teflon, que apresentam uma resistência térmica adicional entre cápsula e dissipador [15].

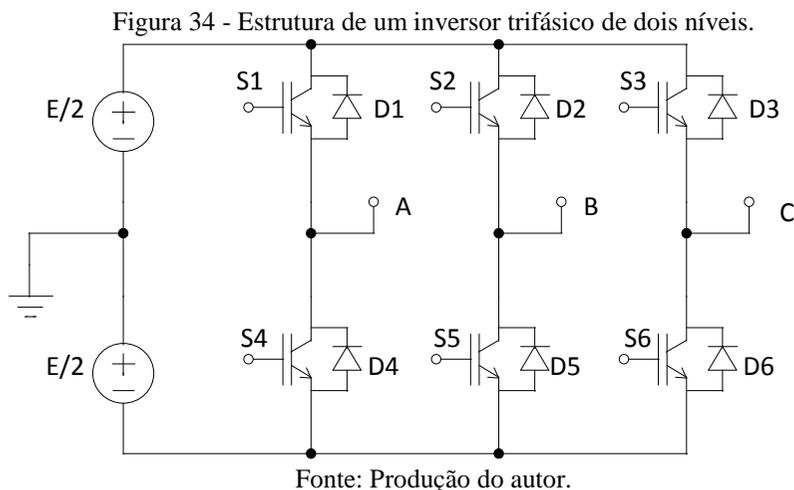
É importante que se entenda que a pasta térmica deve ser usada apenas para retirar o ar contido nas saliências microscópicas das superfícies em contato (isolante–dissipador e isolante–componente) e assim utilizar efetivamente toda a área da superfície para a condução de calor. Se for usada pasta térmica em demasia, a camada ficará excessivamente grossa o que irá aumentar a resistência térmica.

As pastas térmicas mais baratas são compostas basicamente de silicone, e as mais caras são feitas quase que inteiramente de prata. Existem ainda pastas com cerâmica em sua composição, cobre, aço ou alumínio.

Vale ressaltar, que devem ser realizados testes no dissipador após a sua construção, para comprovar que ele possui a resistência térmica esperada. Os cálculos teóricos para resistência térmica e outras características dos dissipadores tendem a ser muito simplificados e por isso imprecisos. Sendo assim, é comum a determinação destes parâmetros através de testes práticos em laboratório visando encontrar valores mais próximos da realidade. Alguns testes interessantes são os de resistência térmica e de pressão em função da velocidade de deslocamento do ar [15].

4 ANÁLISE DO ESTUDO DE PERDAS DO INVERSOR TRIFÁSICO

Nesta sessão será feita uma análise das perdas em um inversor trifásico, como o mostrado na Figura 34. A modulação utilizada é a PWM com apenas uma portadora triangular.



4.1 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES

Na determinação dos esforços nos componentes, a corrente de carga será considerada constante em cada período do PWM. Além de ser levado em conta as formas de onda nos componentes do conversor nas suas respectivas etapas de funcionamento e considerar as definições relativas a modulação PWM.

Para encontrar as expressões para a corrente média e eficaz dos diodos e dos IGBTs, é necessário conhecer a corrente de carga e a razão cíclica do interruptor.

No equacionamento do conversor algumas considerações simplificadoras foram adotadas [4]:

- A corrente de carga é senoidal e isenta de harmônicas;
- A corrente de carga tem amplitude constante independente do índice de modulação;
- Os semicondutores são ideais, com quedas de tensão e intervalos de comutação nulos;
- O tempo morto dos braços de semicondutores é desprezado;
- Os comandos dos interruptores de um mesmo braço são complementares.

Dessa maneira a corrente da fase A é expressa por:

$$I_a(\omega t) = \sqrt{2} \frac{P_o}{m_a V_{in}} \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (4.1)$$

Onde:

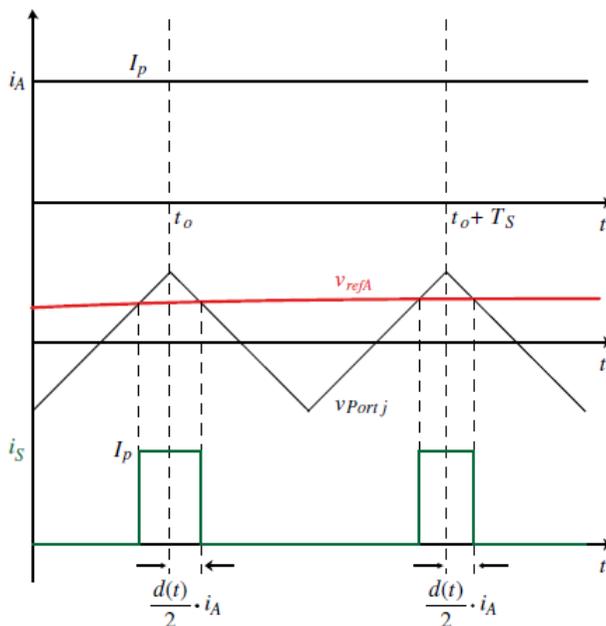
- P_o : Potência consumida pela carga A;
- m_a : índice de modulação;
- V_{IN} : tensão do barramento de entrada;
- ϕ : Defasagem existente entre a tensão de referência e a corrente de uma mesma fase.

Para encontrar as expressões para a corrente média e eficaz nos semicondutores é preciso saber o conceito de valor médio quase instantâneo (equação 4.2) e o conceito de valor eficaz quase instantâneo (equação 4.3)

$$I_{<méd>} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+d(t)T_s} I_a dt = I_a d(t) \quad (4.2)$$

$$I_{<eficaz>} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+d(t)T_s} (I_a)^2 dt} = \sqrt{d(t)} I_a \quad (4.3)$$

Figura 35 - Formas de onda da corrente de fase, da portadora e da tensão senoidal de referência para o comando do interruptor.



Fonte: [4]

A partir dos parâmetros obtidos da Figura 35 é possível estabelecer o período de integração e os níveis de corrente que serão necessários para o cálculo das correntes média e eficazes nos semicondutores.

O conceito de corrente média e eficaz no interruptor é apresentado nas equações (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{\langle med \rangle} D(\omega t) d\omega t \quad (4.4)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{\langle eficaz \rangle})^2 D(\omega t) d\omega t} \quad (4.5)$$

Sendo $I_a(\omega t)$ a corrente de carga e $D(\omega t)$ a razão cíclica do interruptor.

Serão apresentados a seguir os procedimentos de cálculo das correntes média e eficaz para os interruptores de um braço de uma das fases. O cálculo apresentado é válido para todas as fases.

4.1.1.1 Corrente eficaz e média nos interruptores

Sabendo que a razão cíclica é:

$$Ds1(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} ma \text{ sen}(\omega t) \quad (4.6)$$

A corrente média nos interruptores é determinada pela expressão [16]:

$$ISmed = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left(\sqrt{2} \frac{Po}{ma \text{ Vin}} \text{ sen}(\omega t + \phi) \right) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} ma \text{ sen}(\omega t) \right) d\omega t \quad (4.7)$$

A corrente eficaz dos interruptores é obtido pela equação:

$$Isef = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left(\sqrt{2} \frac{Po}{ma \text{ Vin}} \text{ sen}(\omega t + \phi) \right)^2 \frac{1}{2} (1 + ma \text{ sen}(\omega t))} \quad (4.8)$$

4.1.1.2 Corrente eficaz e média nos diodos

De maneira análoga ao procedimento adotado para os interruptores, a razão cíclica dos diodos em antiparalelo é determinada como sendo:

$$Dd(\omega t) = (1 - Ds1(\omega t)) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} ma \text{ sen}(\omega t) \quad (4.9)$$

A corrente média nos diodos é determinada pela expressão [16]:

$$I_{dmed} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left(\sqrt{2} \frac{P_o}{ma V_{in}} \text{sen}(\omega t + \phi) \right) \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} ma \text{sen}(\omega t) \right) d\omega t \quad (4.10)$$

A corrente eficaz dos diodos é obtida pela equação:

$$I_{def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left(\sqrt{2} \frac{P_o}{ma V_{in}} \text{sen}(\omega t + \phi) \right)^2 \frac{1}{2} (1 - ma \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (4.11)$$

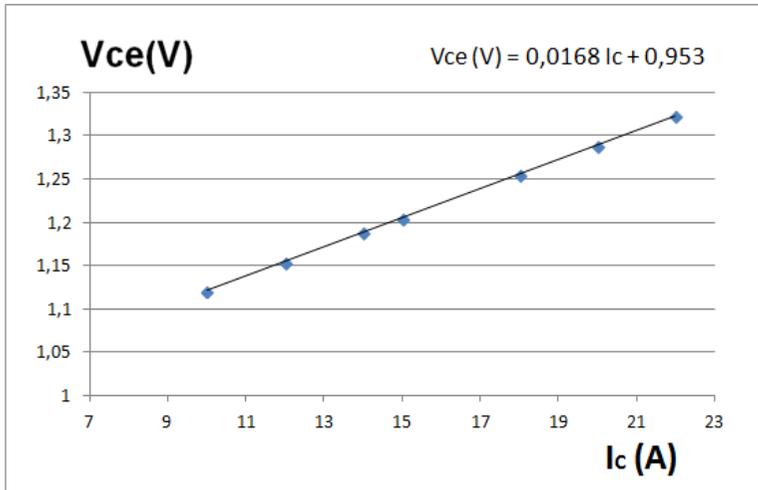
4.2 PERDAS POR CONDUÇÃO NOS SEMICONDUTORES.

As perdas nos interruptores são obtidas com as expressões de corrente média e eficaz mostrada no item interior.

Para obter as perdas nos semicondutores, escolheu-se o interruptor do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) modelo SKM 75BG063D fabricado pela empresa Semikron. Os parâmetros que representam a oposição à passagem de corrente deste interruptor foram obtidos através da curva (Disponibilizado pelo fabricante) que demonstra a queda de tensão instantânea do componente em função da corrente direta instantânea.

A curva linearizada em função dos parâmetros obtidos é apresentada na Figura 36. A curva linearizada foi obtida para a condição de quinze volts de tensão de comando [4].

Figura 36 - Linearização da curva de tensão e corrente do IGBT, fornecido pelo fabricante.



Fonte: Produção do autor.

Com a linearização da curva, são obtidos os valores para o IGBT:

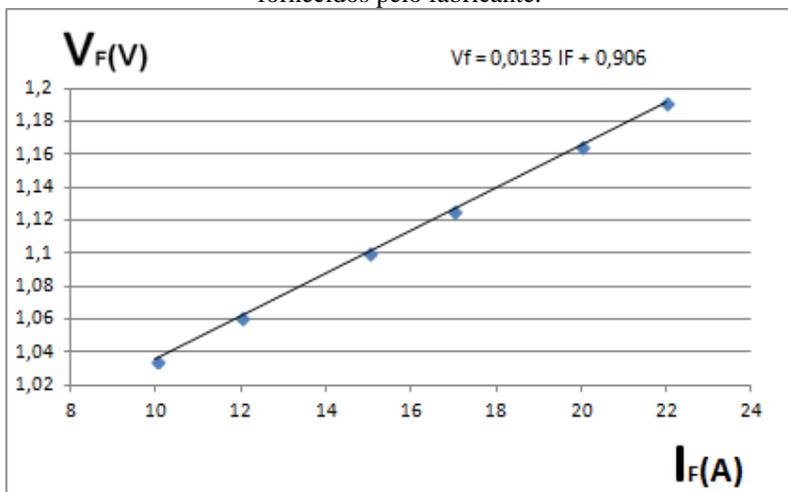
$r_t(m\Omega)$	$V_{ce}(V)$
16,8	0,953

Para obter esses parâmetros do IGBT, o ponto de operação foi considerado em torno de 15 A.

A perda de condução dos diodos pode ser obtida utilizando as mesmas equações apresentadas para o IGBT. A Figura 37 apresenta a queda de tensão instantânea do diodo em função da corrente do diodo para diferentes temperaturas de junção e a curva linearizada com os parâmetros empregados nos cálculos de perdas.

Optou-se pela curva com os valores típicos a uma temperatura de junção de 125 °C para realizar a linearização [4].

Figura 37 - Linearização da curva de corrente por tensão dos diodos, fornecidos pelo fabricante.



Fonte: Produção do autor.

Com a linearização da curva Figura 36, são obtidos os valores para os diodos:

r_t (m Ω)	V_f (V)
13,5	0,906

Os parâmetros de projeto utilizados para calcular as perdas nos semicondutores são apresentados na Tabela 6. O cálculo térmico será realizado para uma situação com a corrente de carga em fase com a tensão de referência e para outro caso com a corrente defasada de 36,86°.

Tabela 6 - Parâmetros de projeto

Parâmetros	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	400 V
Corrente de pico por Fase	13,09 A
Índice de modulação (ma)	0,9
Fs(kHz)	20
Cos(\emptyset)	1
Cos(\emptyset)	0,8

Com esses parâmetros é possível calcular a corrente média e eficaz dos semicondutores. A Tabela 7 mostra os valores obtidos.

Tabela 7 - Valores de corrente média e eficaz nos interruptores.

Corrente (A)	Cos(Ø)=1	Cos(Ø)=0,8
Ismed (A)	3,556	3,262
Isef (A)	6,140	5,874
IDmed (A)	0,611	0,905
IDef (A)	2,248	2,885

Com as equações (4.12) e (4.13) é possível encontrar os valores das perdas em um interruptor e em um diodo, respectivamente.

$$P_{SW} = rt Isef^2 + Vce Ismed \quad (4.12)$$

$$P_{DIODOS} = rt Idef^2 + Vf Idmed \quad (4.13)$$

A partir dessas equações é possível encontrar os valores da potência dissipada nos semicondutores, quando estão conduzindo. A Tabela 8 mostra os valores obtidos. O cálculo foi feito para apenas um IGBT e um diodo, já que as perdas no demais componentes são iguais. Observa-se que as perdas variam de acordo com o fator de potência da carga.

Tabela 8 - Perdas de condução nos semicondutores.

	Potência(W)	Potência (W)
	Cos(Ø)=1	Cos(Ø)=0,8
IGBT	4,020	3,682
Diodo	0,622	0,932
Total IGBT	24,120	22,131
Total diodos	3,732	5,594
TOTAL	27,852	27,724

4.3 PERDAS POR COMUTAÇÃO NOS SEMICONDUTORES

A energia dissipada na comutação pode ser calculada tanto para a entrada em condução quanto para o bloqueio. Uma metodologia para o cálculo dessa potência dissipada baseia-se na integração de equações polinomiais que representam a energia dissipada. Seguindo a metodologia apresentada em [4], a energia dissipada na comutação para um dado nível de tensão de alimentação é aproximada por um polinômio de segunda ordem. Com esta simplificação é possível representar a energia dissipada na comutação através de três coeficientes, k_0 , k_1 e k_2 .

As perdas de comutação de um interruptor são obtidas integrando as expressões de energia dissipada na entrada em condução, no bloqueio e de recuperação reversa do diodo em função da frequência de comutação. Sabendo que a energia dissipada na comutação é expressa pela equação (4.14) é possível calcular a potência dissipada com a equação (4.15).

$$W(Ic) = k_0 + k_1 Ic + k_2 Ic^2 \quad (4.14)$$

$$P_{Com} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_s W(Ic) d\omega t \quad (4.15)$$

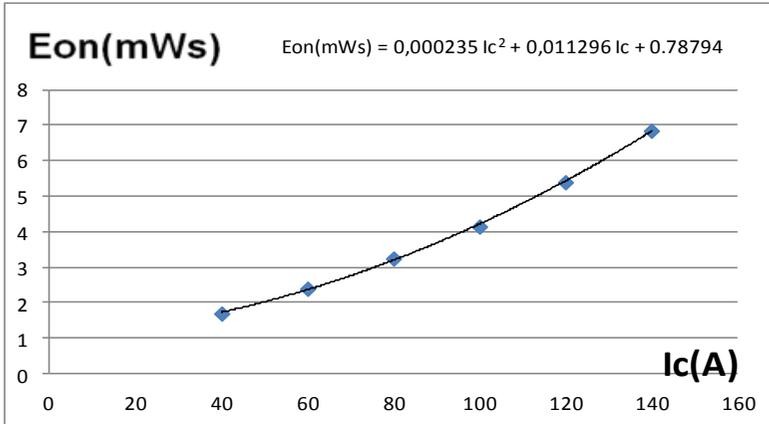
Sendo:

- k_0 , k_1 e k_2 : coeficientes que definem o polinômio e que são obtidos através das curvas fornecidas pelo fabricante. Esses coeficientes podem ser relacionados a entrada em condução, com o bloqueio ou a recuperação reversa do diodo;
- Ic : corrente instantânea do semiconductor equacionado;
- F_s : frequência de chaveamento.

Com curvas fornecidas pelo fabricante, que representam a energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio do interruptor SKM 75BG063D, foi possível obter os polinômios mostrados na Figura 38 e na Figura 39. Estas curvas fornecem o valor de energia dissipada a cada comutação do interruptor. Observa-se que a escolha de polinômios de segunda ordem é adequada para representar as curvas de energia

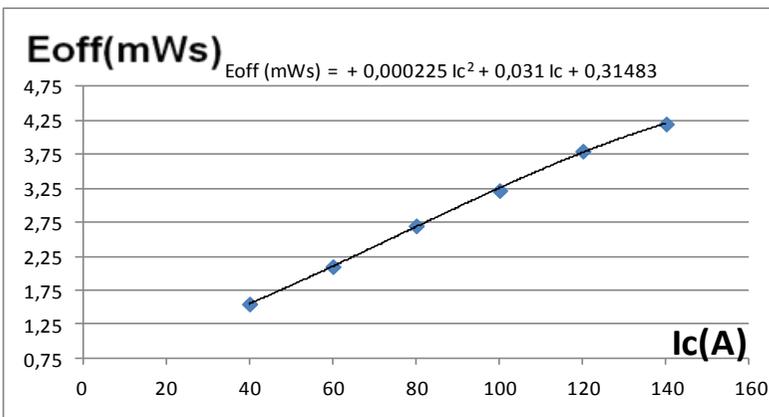
dissipada na entrada em condução e no bloqueio [4]. A partir de pontos retirados das curvas de catálogo. Os coeficientes dos polinômios que reproduzem as características das curvas do fabricante podem ser visualizados na Tabela 9.

Figura 38 - Polinômio que representa a energia dissipada na entrada em condução do IGBT.



Fonte: Produção do autor.

Figura 39 - Polinômio que representa a energia dissipada na entrada em bloqueio do IGBT.



Fonte: Produção do autor.

Tabela 9 - Coeficientes dos polinômios de segunda ordem que representam a energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio do interruptor SKM 75BG063D em função da corrente.

Coeficiente	Entrada em condução	Entrada em bloqueio
k_0	$0,78794 \cdot 10^{-3} \text{ J}$	$0,31483 \cdot 10^{-3} \text{ J}$
k_1	$0,0112965 \cdot 10^{-3} \text{ J/A}$	$0,03100 \cdot 10^{-3} \text{ J/A}$
k_2	$0,000235 \cdot 10^{-3} \text{ J/A}^2$	$0,000225 \cdot 10^{-3} \text{ J/A}^2$

Dessa maneira é possível obter as perdas de entrada em condução e em bloqueio, para o inversor trifásico utilizando as equações 4.16. A Tabela 10 mostra os valores obtidos.

$$P_{on/off} = Fs \left(k_0 + \frac{I_p}{\pi} k_1 + k_2 \frac{I_p^2}{4} \right) \quad (4.16)$$

Tabela 10 - Perdas por entrada em condução e bloqueio nos interruptores.

	$P_{on} \text{ (W)}$	$P_{off} \text{ (W)}$
IGBT	9,022	5,539
TOTAL	54,121	33,240

O cálculo da energia dissipada durante a recuperação reversa dos diodos segue a mesma metodologia apresentada para o cálculo da energia dissipada na comutação dos interruptores. Porém, o cálculo dos coeficientes do polinômio de segundo grau segue o conceito apresentado por Casanellas em [17]. Segundo Casanellas, a equação mostrada em (4.17) representa a energia de recuperação reversa dos diodos em função da corrente direta. A equação para a energia dissipada na recuperação reversa do diodo é [6]:

$$W_{rr} = \frac{V_{cc}}{2} \left(0,8 + 0,2 \frac{I_d}{I_o} \right) t_{rr} \left(0,35 I_{rr} + \frac{I_{rr}}{I_o} I_d + I_d \right) \quad (4.17)$$

Sendo:

- V_{cc} : tensão do barramento de entrada;
- I_o : corrente nominal do diodo;
- t_{rr} : tempo de recuperação reversa;
- I_{rr} : corrente de recuperação reversa.

Dessa maneira, os coeficientes do polinômio de segunda ordem que representam a energia de recuperação reversa de um diodo podem ser obtidos com as equações (4.18), (4.19) e (4.20) [4].

$$k_{0_{rr}} = 0,14 t_{rr} I_{rr} \quad (4.18)$$

$$k_{1_{rr}} = \frac{V_{cc}}{2} t_{rr} \left[0,8 \left(0,15 \frac{I_{rr}}{I_o} + 1 \right) + \frac{0,2}{I_o} 0,35 I_{rr} \right] \quad (4.19)$$

$$k_{2_{rr}} = 0,1 \frac{V_{cc}}{I_o} t_{rr} \left[\left(0,15 \frac{I_{rr}}{I_o} + 1 \right) \right] \quad (4.20)$$

Os dados fornecidos pelo fabricante do diodo são mostrados na Tabela 11. Com esses parâmetros é possível encontrar os coeficientes do polinômio de energia dissipada. Os coeficientes obtidos são demonstrados na Tabela 12.

Tabela 11- Dados fornecidos pelo fabricante do semicondutor.

Parâmetro	Valor
t_{rr}	250 ns
I_{rr}	30 A
I_o	75 A

Tabela 12 - Coeficientes do polinômio obtidos com os parâmetros fornecidos pelo fabricante.

$k_{0_{rr}}$	$0,42 \cdot 10^{-3} \text{ J}$
$k_{1_{rr}}$	$0,438 \cdot 10^{-4} \text{ J/A}$
$k_{2_{rr}}$	$1,43 \cdot 10^{-7} \text{ J/A}^2$

A potência dissipada em cada diodo durante a recuperação reversa é apresentada na Tabela 13.

Tabela 13 - Perdas por recuperação reversa nos diodos.

	Prr (W)
Diodo	7,971
TOTAL	47,826

Vale ressaltar, que a expressão (4.14) segundo [17], é válida somente para o cálculo de perdas em transistores IGBT da segunda geração destes dispositivos. Para outros semicondutores devem ser feitas algumas adaptações, pois a corrente de cauda em IGBTs de primeira e segunda geração é muito mais elevada do que os de terceira e quarta geração.

4.4 POTÊNCIA TOTAL DISSIPADA NOS SEMICONDUTORES

A Tabela 14 mostra a potência total dissipada em cada semicondutor. Com essas informações é possível realizar o cálculo térmico, para encontrar a resistência dissipador-ambiente.

Tabela 14 - Potência total dissipada nos semicondutores.

	Potência total (W)	Potência total (W)
	Cos(θ)=1	Cos(θ)=0,8
IGBT	18,583	18,249
Diodo	8,593	8,884
Total IGBT	111,501	109,50
Total diodos	51,558	53,304
TOTAL	163,059	162,804

4.5 CÁLCULO TÉRMICO

A determinação do dissipador que irá evitar o sobreaquecimento dos componentes face às condições de operação será efetuada em função:

- Das perdas obtidas em cada semiconductor;
- Dos dados fornecidos pelo fabricante, como resistência junção cápsula, resistência cápsula dissipador;
- Temperatura de junção, temperatura de dissipador e temperatura de cápsula adotada no projeto, respeitando os limites de temperatura do componente.

O objetivo dos cálculos é escolher um dissipador único para todos os componentes de potência do inversor. Para isso, é adotado o seguinte procedimento de cálculo, exposto em [3].

Considerando que todos os módulos estão no mesmo dissipador, o circuito térmico equivalente fica como o mostrado na Figura 40.

O primeiro passo para encontrar a resistência do dissipador é calcular a temperatura de cápsula para cada semiconductor pela equação (4.21).

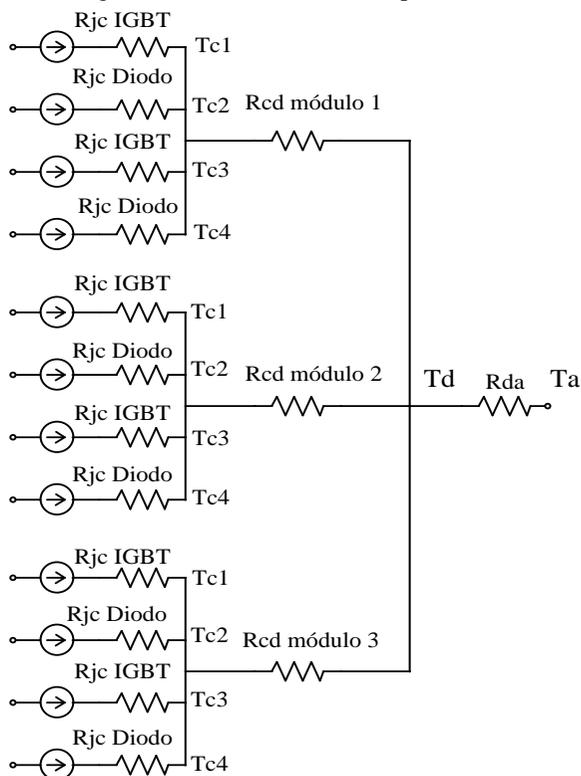
$$T_c = T_j - (R_{jc} P) \quad (4.21)$$

Onde:

- T_j : temperatura de cápsula adotada para o semiconductor;
- P : potência total dissipada no componente;
- R_{jc} : resistência junção-cápsula fornecida pelo fabricante.

É assumida como temperatura de cápsula, a menor das temperaturas calculadas para os semicondutores contidos em cada módulo. Sabendo-se que os componentes de um braço possuem as mesmas perdas dos outros dois, a temperatura de cápsula adotada para os três módulos serão iguais.

Figura 40 - Circuito térmico equivalente.



Fonte: Produção do autor.

O segundo passo é calcular a temperatura de dissipador através da expressão (4.22).

$$T_d = T_c - R_{cd}(2 P_{sw} + 2 P_d) \quad (4.22)$$

Sendo:

- Tc: Temperatura de cápsula adotada;
- Rcd: resistência cápsula-dissipador fornecida pelo fabricante;
- Psw: potência total dissipada em um IGBT;
- Pd: potência total dissipada em um diodo.

Sendo assim, é possível determinar a resistência do dissipador com a equação (4.23).

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{6 P_{sw} + 6 P_d} \quad (4.23)$$

Com os dados fornecidos no datasheet do SKM75GB063D é possível encontrar valor da resistência para o dissipador. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 - Parâmetros do dissipador.

	Cos(Ø) = 1	Cos(Ø) = 0,8
T_j (C°)	90	90
T_d (C°)	81,093	80,897
T_a (C°)	35	35
T_c (C°)	83,813	83,505
R_{jc} IGBT (C°/W)	0,35	0,35
R_{jc} diodo (C°/W)	0,72	0,72
R_{dc} módulo (C°/W)	0,05	0,05
R_{da} (C°/W)	0,283	0,279

Para efeito de comparação, foi calculado o valor da resistência do dissipador com uma temperatura de junção menor. A Tabela 16 mostra os valores obtidos.

Tabela 16 - Parâmetros de projeto com uma temperatura de junção menor

	Cos(Ø) = 1	Cos(Ø) = 0,8
T_j (C°)	70	70
T_c (C°)	63,496	63,056
T_a (C°)	35	35
T_d (C°)	61,048	60,867
R_{jc} IGBT (C°/W)	0,35	0,35
R_{jc} diodo (C°/W)	0,72	0,72
R_{dc} módulo (C°/W)	0,05	0,05
R_{da} (C°/W)	0,158	0,155

Observa-se que a temperatura de junção dos diodos ficou abaixo dos valores estipulados. Isso se deve ao fato do método de cálculo térmico utilizado, onde é adotada como temperatura de cápsula do módulo, a menor temperatura de cápsula calculada para os semicondutores.

Com uma temperatura de junção maior, foi possível obter um dissipador com um tamanho menor, consumindo a mesma potência de carga.

A variação no ângulo de carga modifica os valores da corrente média e eficaz dos semicondutores. Em função disso, as perdas totais sofrem uma leve mudança, comparando quando o ângulo de carga é zero.

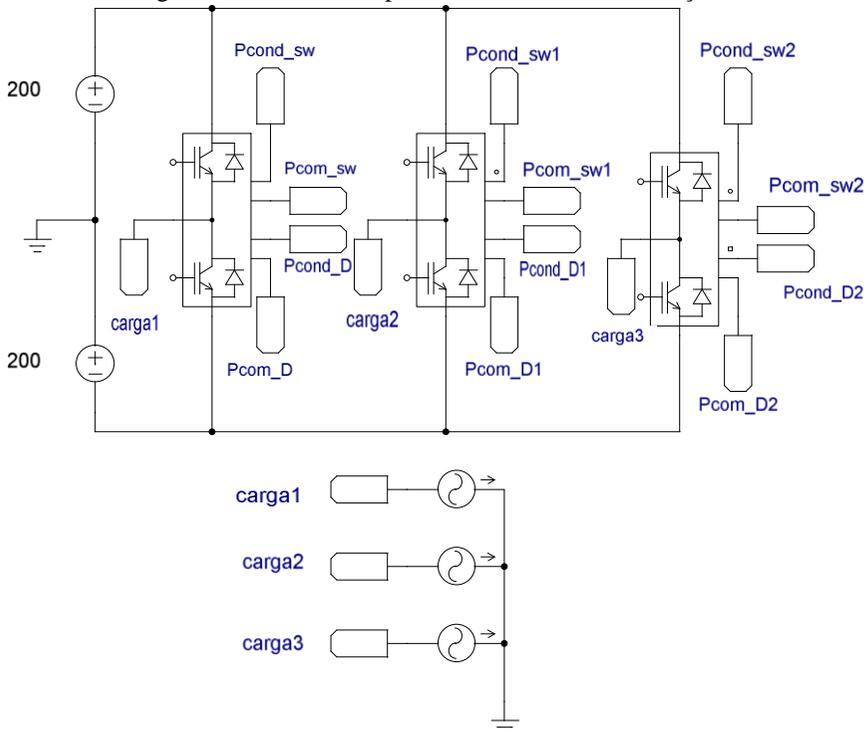
4.6 SIMULAÇÃO

Com o objetivo de validar os valores obtidos no cálculo de perdas foi feita a simulação no software PSIM. A Figura 41 mostra o circuito de potência e a Figura 42 mostra circuito responsável pela medição das perdas nos semicondutores.

Para inserir o modelo de perdas do semicondutor SKM 75BG063D foi utilizada a ferramenta Device Database Editor do PSIM [18], mostrada na Figura 43.

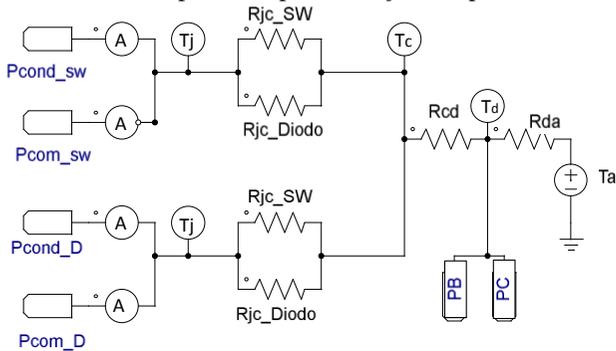
O Pcd Editor fornece uma maneira conveniente de adicionar novos dispositivos e gerenciar dispositivos existentes. Estes dispositivos podem ser utilizados no PSIM e suas perdas de potência calculadas na simulação. Além disso, ferramentas de utilidade são fornecidas para capturar as curvas características do *datasheet* do semicondutor.

Figura 41 - Circuito de potência utilizado na simulação.



Fonte: Produção do autor.

Figura 42 - Circuito responsável pela medição das perdas na simulação.



Fonte: Produção do autor.

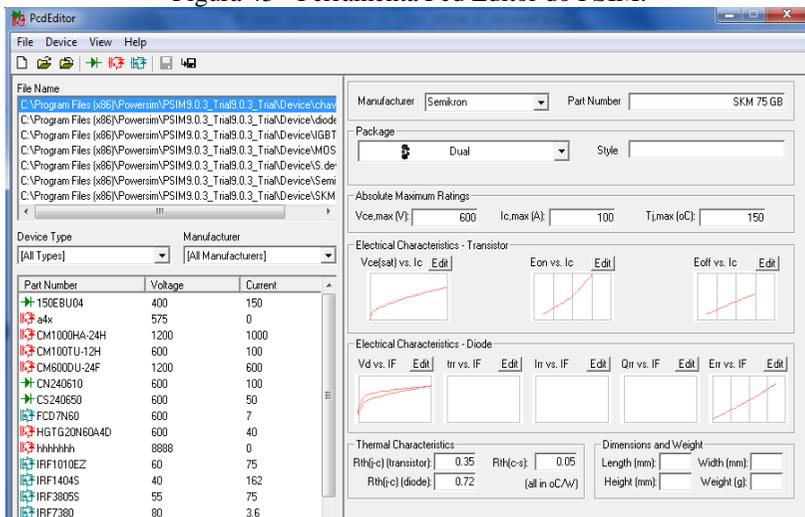
Para criar um novo componente, clique em *new device file*. Este arquivo será exibido na caixa de listagem no canto superior esquerdo. Feito isso, selecione o dispositivo que se deseja criar (IGBT, MOSFET, diodo) e insira os dados necessários (Fabricante, o nome do dispositivo, o tipo do módulo, tensão, temperatura de junção e corrente máxima suportada), como mostrado na Figura 43. Todos esses parâmetros devem ser obtidos no *Datasheet* do componente.

O segundo passo é inserir as curvas necessárias, adicionando as condições de ensaio, para que o software possa realizar os cálculos de perdas.

A grande vantagem dessa ferramenta de edição, é que ela é fácil, rápida e não retarda a simulação de maneira significativa, como ocorre na maioria dos softwares.

Com o modelo do interruptor é possível obter os valores de perdas de condução e comutação dos módulos. Essas perdas são lidas como correntes pelo circuito da Figura 42, onde a tensão de cada nó equivale a uma temperatura do semicondutor.

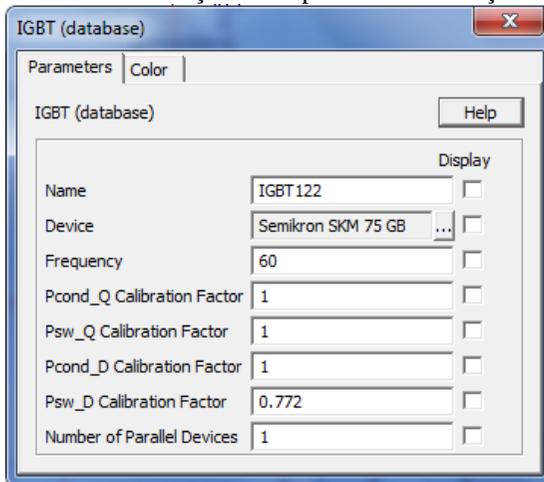
Figura 43 - Ferramenta Pcd Editor do PSIM.



Fonte: Produção do autor.

A ferramenta Pcb possibilita também realizar correções nas perdas (Figura 44), devido a resistência de gate, tensão de barramento, entre outros fatores.

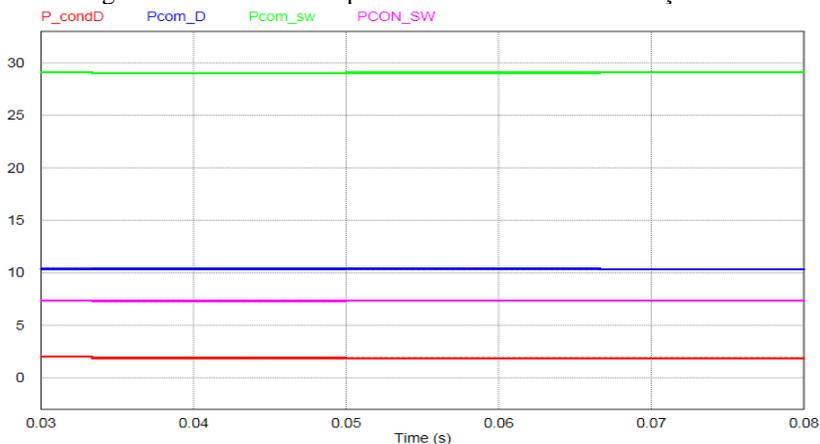
Figura 44 - Ferramenta de seleção do dispositivo e calibração das perdas.



Fonte: Produção do autor.

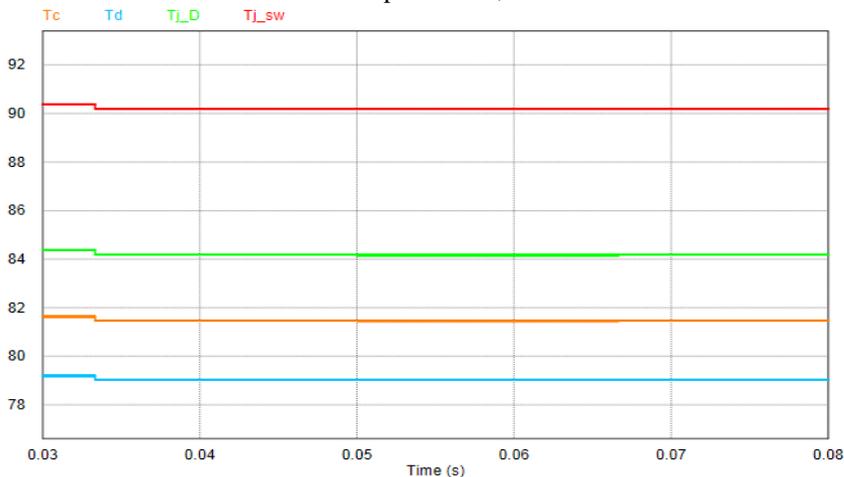
Os valores obtidos via simulação fornecem as perdas totais por módulo como mostrado no gráfico da Figura 45. Dessa maneira para encontrar as perdas em cada semicondutor é necessário dividir o valor encontrado por dois. A Figura 46 e a Figura 47 mostram os valores das temperaturas de junção, cápsula e dissipador encontradas na simulação com diferentes resistências de dissipador.

Figura 45 - Perdas totais por módulo obtidas na simulação.



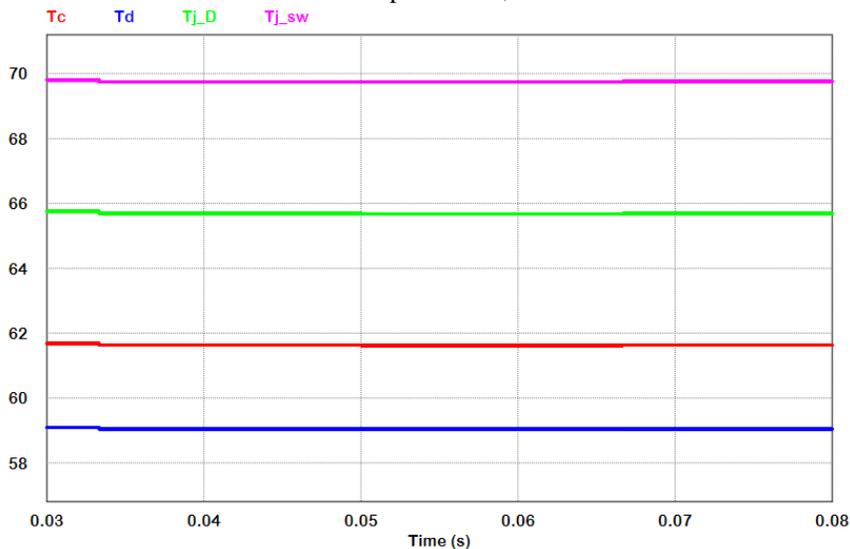
Fonte: Produção do autor.

Figura 46 - Temperaturas encontradas na simulação utilizando uma resistência de dissipador de $0,283^{\circ}\text{C}/\text{W}$.



Fonte: Produção do autor.

Figura 47 - Temperaturas encontradas na simulação utilizando uma resistência de dissipador de $0,155^{\circ}\text{C}/\text{W}$.



Fonte: Produção do autor.

A Tabela 17 (fator de potência igual um) e a Tabela 18 (fator de potência igual a 0,8) apresentam os valores obtidos na simulação e comparam com os valores teóricos, para o caso onde a temperatura de junção dos IGBTs é de 90°C e dos diodos de 84,06°C.

Tabela 17 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o ângulo de carga igual à zero e temperatura de junção dos IGBTs de 90°C e dos diodos de 84,06°C.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
P_{conSW}	4,023W	4,008 W
P_{comSW}	14,559 W	14,548 W
P_{conD}	0,622W	0,621 W
P_{comD}	7,971W	7,902 W
T_jdiodos	84,060°C	84,040°C
T_jsw	90°C	89,991°C
T_cmódulo	83,813°C	81,596°C
T_d	81,093°C	79,232°C

Tabela 18 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o fator de potência da carga é 0,8 e temperatura de junção dos IGBTs de 90°C e de 84,06°C.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
P_{conSW}	3,682 W	3,670 W
P_{comSW}	14,559 W	14,548 W
P_{conD}	0,932W	0,943 W
P_{comD}	7,971W	7,902 W
T_jdiodos	84,060°C	83,871°C
T_jsw	90°C	89,289°C
T_cmódulo	83,505°C	82,789°C
T_d	80,897°C	80,001°C

A Tabela 19 (fator de potência igual um) e a Tabela 18 (fator de potência igual a 0,8) compara os valores obtidos na simulação com os valores calculados, quando diminuimos a temperatura de junção dos semicondutores para 70°C.

Tabela 19 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o ângulo de carga igual à zero e temperatura de junção dos IGBTs de 70°C e de 67°C para os diodos.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
P_{conSW}	4,023W	4,008 W
P_{comSW}	14,559 W	14,548 W
P_{conD}	0,622W	0,621 W
P_{comD}	7,971W	7,902 W
T_jdiodos	67° C	66,839° C
T_jsw	70°C	69,881°C
T_cmódulo	63,496°C	62,981°C
T_d	61,048°C	60,260°C

Tabela 20 - Comparação dos valores calculados e simulados, quando o fator de potência da carga é 0,8 e temperatura de junção dos IGBTs de 70°C e de 67°C para os diodos.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
P_{conSW}	3,682 W	3,670 W
P_{comSW}	14,559 W	14,548 W
P_{conD}	0,932W	0,929 W
P_{comD}	5,275 W	5,201W
T_jdiodos	67°C	65,901°C
T_jsw	70°C	68,982°C
T_cmódulo	63,056°C	62,087°C
T_d	60,867°C	59,502°C

Os resultados obtidos na simulação são próximos aos calculados, sendo que boa parte da diferença entre eles é em função das aproximações dos cálculos e das formas de onda da corrente. A ondulação de corrente não considerada nos cálculos teóricos incrementa os valores de perdas. Outra razão da diferença dos valores é a incerteza na interpolação dos gráficos, ao inserir o modelo do SKM 75BG063D no PSIM.

4.7 VARIAÇÃO DAS PERDAS EM FUNÇÃO DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO

O índice de modulação influencia nas perdas do conversor. Para mostrar a variação da energia dissipada nos semicondutores em função do índice de modulação, foi feita uma análise utilizando os seguintes parâmetros:

- Corrente de pico na carga de 13,09 A;
- Frequência de comutação de 20 kHz;
- Tensão do barramento de entrada de 400V.
- Ângulo de carga igual a zero.

A Tabela 21 mostra os valores teóricos obtidos e a Tabela 22 os resultados da simulação. Nota se, que à medida que o índice de modulação aumenta, as perdas nos diodos diminuem e aumentam nos IGBTs. As perdas de comutação não sofrem alterações.

Tabela 21 - Valores calculados das perdas nos semicondutores em função da variação do índice de modulação.

Ma	P_{con Diodo} (W)	P_{com Diodo} (W)	P_{con IGBT} (W)	P_{com IGBT} (W)
0,4	1,486	7,971W	3,091	14,561
0,5	1,313	7,971W	3,277	14,561
0,6	1,140	7,971W	3,464	14,561
0,7	0,967	7,971W	3,651	14,561
0,8	0,794	7,971W	3,837	14,561
0,9	0,622	7,971W	4,022	14,561

Tabela 22 - Valores obtidos, via simulação, das perdas nos semicondutores em função da variação do índice de modulação.

Ma	P_{con Diodo} (W)	P_{con Diodo} (W)	P_{con IGBT} (W)	P_{con IGBT} (W)
0,4	1,486	7,902 W	3,079	14,548
0,5	1,313	7,902 W	3,266	14,548
0,6	1,190	7,902 W	3,449	14,548
0,7	0,998	7,902 W	3,631	14,548
0,8	0.801	7,902 W	3.820	14,548
0,9	0.621	7,902 W	4.008	14,548

4.8 VARIAÇÃO DAS PERDAS EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE DEFASAGEM DA CARGA

Da mesma maneira que o índice de modulação, a variação do ângulo de defasagem entre a corrente de carga e a tensão de referência também altera as perdas nos semicondutores do inversor.

Utilizando os mesmo parâmetros da seção 4.7 (corrente de pico, tensão tensão de barramento) e índice de modulação de 0,9, foi feita uma análise das perdas nos diodos e no IGBTs em função da variação do ângulo da carga. A Tabela 23 e a Tabela 24 apresentam os valores teóricos e simulados obtidos, respectivamente.

Tabela 23 - Valores teóricos das perdas nos semicondutores em função da variação do fator de potência .

Cos (Ø)	P_{con Diodo} (W)	P_{con Diodo} (W)	P_{con IGBT} (W)	P_{con IGBT} (W)
0,5	1,401	7,971W	3,180	14,561
0,6	1,255	7,971W	3,331	14,561
0,7	1,072	7,971W	3,500	14,561
0,8	0,932	7,971W	3,682	14,561
1,0	0.622	7,971W	4.022	14,561

Tabela 24 - Valores obtidos, via simulação, das perdas nos semicondutores em função da variação do Fator do fator de potência.

Cos (Ø)	P_{con Diodo} (W)	P_{com Diodo} (W)	P_{con IGBT} (W)	P_{com IGBT} (W)
0,5	1,394	7,902 W	3,162	14,548
0,6	1,225	7,902 W	3,331	14,548
0,7	1,055	7,902 W	3,500	14,548
0,8	0,929	7,902 W	3,670	14,548
1,0	0,621	7,902 W	4,008	14,548

Com os resultados obtidos, conclui-se que as perdas de comutação nos semicondutores não se alteram com a variação no ângulo de carga. Único fator que muda são as correntes médias e eficazes. Quanto maior a defasagem da corrente, maior será a corrente média nos diodos e menor nos IGBTs. Consequentemente isso altera os valores das perdas de condução nos componentes.

4.9 VARIAÇÃO DAS PERDAS DE COMUTAÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO.

Para mostrar a influência da frequência de comutação nas perdas, foi calculada a potência dissipada na comutação para diferentes frequências. A Tabela 25 apresenta os valores obtidos. Observa-se que as perdas variam linearmente com F_s . Por exemplo, se a frequência de comutação dobra de valor, a potência dissipada na comutação também dobra.

Tabela 25 - Variação das perdas de comutação em função da frequência de comutação.

F_s (kHz)	Perdas do IGBT(W)	Perdas no Diodo (W)
10	7,281	3,986
20	14,561	7,971
40	29,824	15,942
60	43,683	23,913

4.10 RESISTÊNCIA TÉRMICA DO DISSIPADOR DE ACORDO COM A POTÊNCIA DE SAÍDA

Nesta sessão é apresentada a variação da resistência térmica máxima necessária em função da potência de saída.

Utilizando os seguintes fatores:

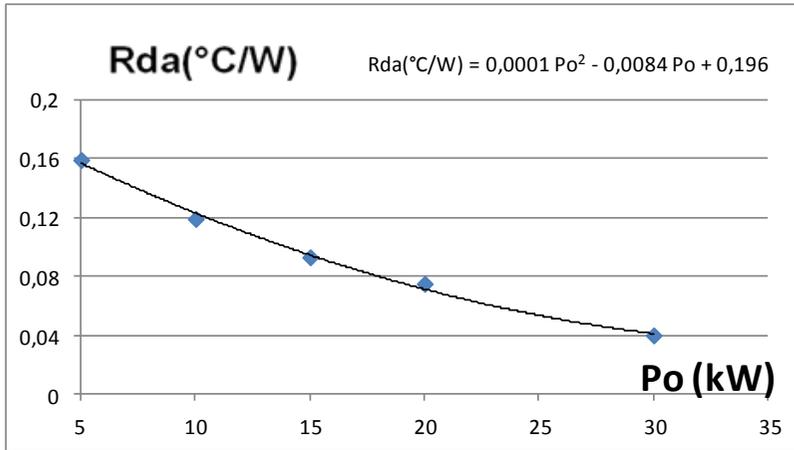
- Tensão de barramento de 400 V;
- Indicie de modulação de 0,9;
- Corrente de carga em fase com a tensão.
- Temperatura de dissipador de 65°C e ambiente de 30°C;
- Resistência de gate de 15Ω;
- Fator de potência unitário.

A Tabela 26 apresenta os valores obtidos e a Figura 48 mostra a curva da resistência térmica pela potência de saída do inversor. Com esse gráfico é possível obter uma expressão relacionando as duas variáveis. Vale ressaltar que os valores da tabela abaixo levam em consideração os fatores de correção da resistência térmica e das perdas de comutação dos IGBTs.

Tabela 26 - Resistência térmica necessária para cada potência de saída.

Potência de saída (kW)	R_{da}(°C/W)
5,0	0,154
10,0	0,115
15,0	0,090
20,0	0,072
30,0	0,038

Figura 48 - Curva da resistência térmica em função da potência de saída.



Fonte: Produção do autor.

É importante enfatizar, que o valor da resistência apresentado neste gráfico só é válido para um inversor trifásico utilizando o SKM 75BG063D.

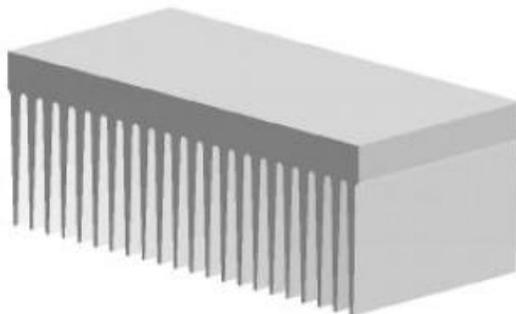
4.11 DISSIPADORES UTILIZADOS

Os dissipadores comerciais utilizados para realizar as análises de perdas neste trabalho serão o P16-400 mm (Figura 49) e o P-71 de 300 mm, fabricados pela SEMIKRON. Esses dissipadores serão testados com e sem ventilação forçada, de acordo com a potência de saída do conversor.

Tabela 27 - Valores das resistências térmica dos dissipadores utilizados para realizar a análise de perdas neste trabalho.

Dissipador	R_{da}
P-71- Sem ventilação	0,37
P-71- Com um ventilador	0,11
P 16/400- Com dois ventiladores	0,034
P 16/400 – Com Turbina	0,028

Figura 49 - Dissipador P-400 da SEMIKRON.



Fonte: Application notes Semikron [19].

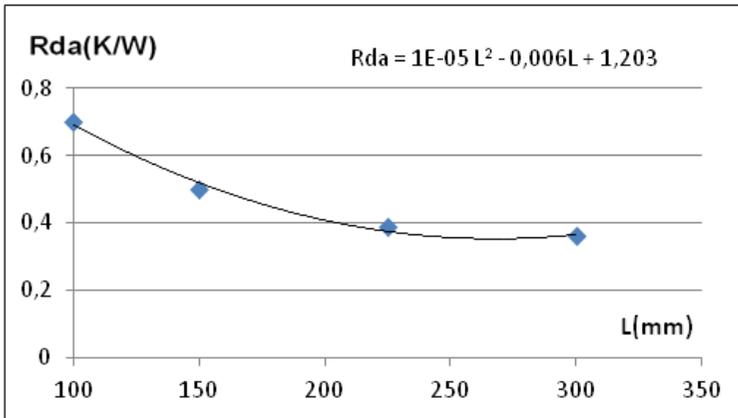
A resistência térmica do P-71 sem ventilação forçada é obtida com o gráfico da Figura 50, retirada do catálogo do fabricante. Como o dissipador tem um comprimento de 300 mm, a resistência térmica obtida é de $0,37 \text{ }^\circ\text{C/W}$. A resistência térmica do P-71 com um ventilador é de $0,11 \text{ }^\circ\text{C/W}$ segundo [4].

De acordo com [18], o dissipador P-400 com ventilação forçada pela turbina D2E133-AM47 possui uma resistência térmica de $0,028 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

A resistência térmica do P-400 com um e com dois ventiladores é de $0,040 \text{ }^\circ\text{C/W}$ e $0,034 \text{ }^\circ\text{C/W}$ respectivamente.

Vale ressaltar, que todos os valores de R_{da} com ventilação forçada mencionados nesta sessão, foram obtidos através de experimentos realizados em laboratório por [4]. A Tabela 27 apresenta todas as resistências térmicas dos dissipadores utilizados.

Figura 50 - Resistência térmica do P-71, sem ventilação forçada.



Fonte: Produção do autor.

4.12 FATORES DE CORREÇÃO

Para realizar uma análise dos resultados teóricos devem ser levados em consideração três fatores de correção para resistência térmica do dissipador e para as perdas de comutação. Esses fatores são:

- Fator de correção da tensão de barramento
- Correção da resistência do dissipador;
- Fator de correção da Resistência de gate.

Como as resistências térmicas dos dissipadores, mostradas na Tabela 27, já apresentam os valores com a correção em função do comprimento e o local onde serão realizados os testes práticos está no nível do mar, o único fator de correção que deve ser aplicado na resistência do dissipador é o de temperatura.

Esse fator de correção se deve ao fato de que o dissipador possui uma maior eficiência quando a diferença entre a temperatura do dissipador e a temperatura ambiente é elevada (em torno de 70°C). A medida que a diferença entre as duas diminui, a resistência térmica do dissipador aumenta. A Tabela 28 mostra alguns valores do fator de correção do R_{da} de acordo com a diferença de temperatura do dissipador e do ambiente.

Tabela 28 - Fator de correção da resistência térmica do dissipador.

Td-Ta(°C)	Fator de correção
30	1,26
40	1,17
50	1,11
60	1,06
70	1,02

Os fatores de correção para as perdas de comutação são necessários, pois as curvas fornecidas no datasheet do fabricante são para uma dada tensão de barramento, resistência de gate e temperatura de junção. Como a tensão de barramento utilizada neste trabalho de conclusão de curso é de 400VA, deve ser aplicado o fator de correção de acordo com a equação 4.20, segundo [16].

$$F_{\text{tensão}} = \left(\frac{V_{in}}{V_{\text{catálogo}}} \right)^{1,4} = 1,496 \quad (4.20)$$

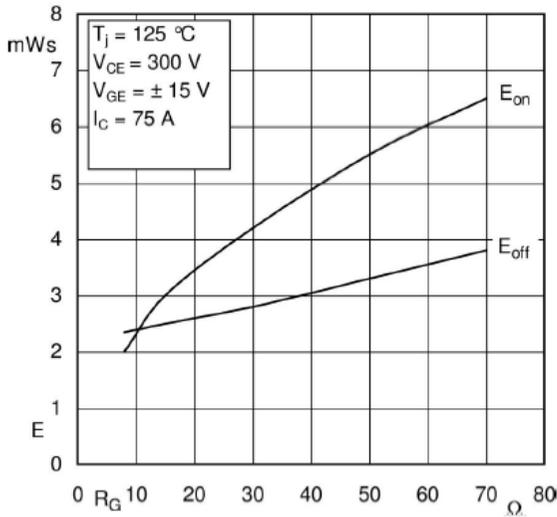
Onde:

- V_{in} : tensão do barramento utilizada (400V);
- $V_{\text{catálogo}}$: tensão utilizada no catálogo do fabricante para realizar os ensaios (300V).

Outro fator de correção das perdas de comutação que deve ser levado em consideração é o da resistência de gate. Para valores diferentes de 15Ω deve ser aplicado às devidas correções. A Figura 51 mostra a variação das perdas de comutação no IGBT em função da resistência de gate, fornecida pelo fabricante.

A presença do resistor de gate tem influência direta sobre o tempo de retardo do bloqueio do IGBT. Quanto maior for o valor deste, maior será o tempo de retardo, aumentando desta maneira as perdas de comutação.

Figura 51 - Curvas, fornecidas pelo fabricante do SKM75GB063D, que mostram a variação das perdas de comutação em função do resistor de gate.



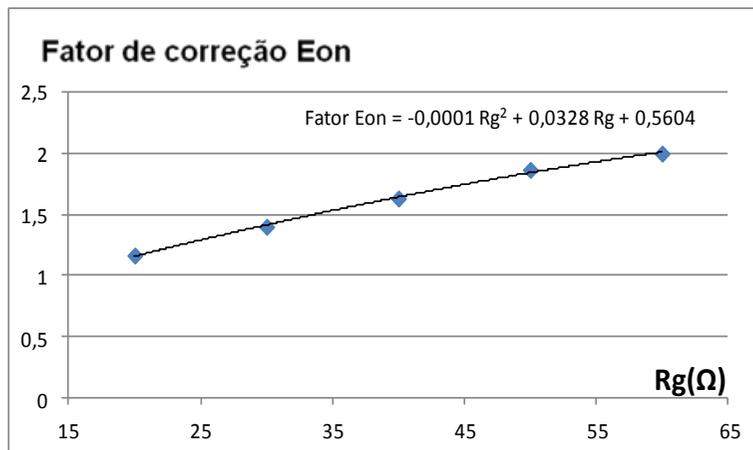
A partir dessas curvas é possível obter os coeficientes de correção da energia dissipada na comutação em função do R_g . A Tabela 29 mostra alguns valores encontrados.

Tabela 29 - Fator de correção das perdas de comutação de acordo com a resistência de gate.

$R_g(\Omega)$	Fator de correção E_{on}	Fator de correção E_{off}
20	1,167	1,036
30	1,402	1,161
40	1,633	1,201
50	1,867	1,280
60	2,00	1,36

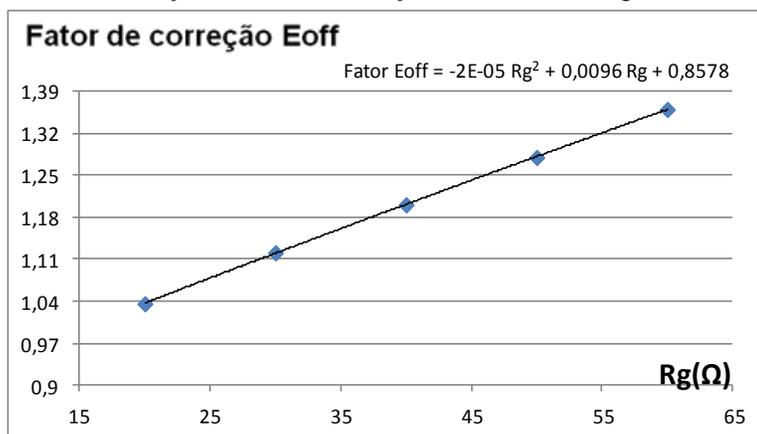
Com os valores da Tabela 29 é possível plotar os gráficos do fator de correção em função da resistência de gate usada. A Figura 52 e a Figura 53 mostram as curvas obtidas com suas respectivas equações.

Figura 52 - Curva do fator de correção para energia dissipada na entrada em condução do IGBT, em função da resistência de gate.



Fonte: Produção do autor.

Figura 53 - Curva do fator de correção para energia dissipada na saída em condução do IGBT, em função da resistência de gate.



Fonte: Produção do autor.

A Tabela 30 apresenta os fatores de correção total levando em consideração a tensão de barramento e a resistência de gate.

Tabela 30 - Fator de correção total, considerando as correções da tensão de barramento de entrada e da resistência de gate.

Rg(Ω)	Fator de correção total Eon	Fator de correção total Eoff
20	1,739	1,544
30	2,089	1,730
40	2,433	1,789
50	2,782	1,907
60	2,981	2,026

Com os coeficientes totais de correção para as perdas de comutação é possível traçar as curvas da energia dissipada na entrada e no bloqueio do IGBT, para diferentes valores de resistores de gate. A Figura 54 e a Figura 55 mostram as curvas de Eon e Eoff para a resistência de gate de 20Ω e de 40Ω, respectivamente.

Observa-se que as curvas são deslocadas para cima, aumentando significativamente as perdas de comutação no interruptor.

Figura 54 - Curvas da energia dissipada na comutação do IGBT, utilizando Vce de 400V e Rg de 20Ω.

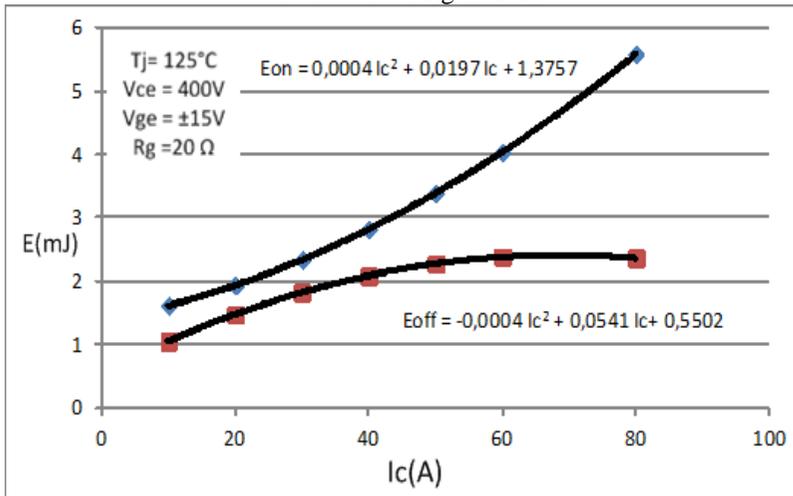
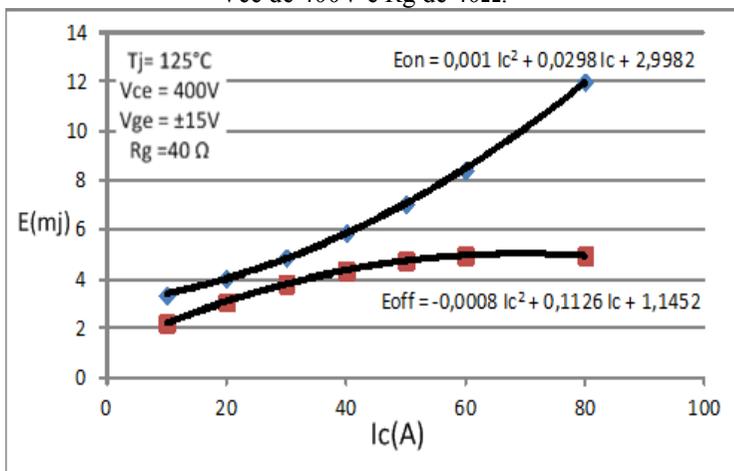


Figura 55 - Curvas da energia dissipada na comutação do IGBT, utilizando Vce de 400V e Rg de 40Ω.



Fonte: Produção do autor.

4.13 ENSAIOS UTILIZANDO OS DISSIPADORES PROPOSTOS

Nesta sessão serão apresentados cinco casos utilizando os dissipadores da Tabela 27, com diferentes potências de saída, mostrando os valores obtidos via simulação e cálculo teórico. Com esses casos apresentados serão realizados testes em laboratório (capítulo 5), para mediante comprovação dos resultados encontrados.

Os parâmetros de teste utilizados para o inversor trifásico são:

- Tensão do barramento de entrada de 400 V;
- Frequência de chaveamento de 19,78 kHz;
- Carga conectada em estrela;
- Índice de modulação de 0,9.
- A temperatura ambiente em cada caso foi considerada a mesma que medida nos testes práticos.

Tabela 31 - Valores dos componentes de carga, potência de saída e resistência de gate utilizados em cada caso.

	L (mH)	R (Ω)	Ip(A)	Rg(Ω)
Caso 1	8	18,667	7,00	15
Caso 2	4	9,55	9,56	22
Caso 3	2,667	7,5	13,44	39
Caso 4	2,667	7,5	13,44	47

- Caso 1-P71 sem ventilação forçada.

Neste primeiro caso o dissipador utilizado é o P 0,71 de 300 mm sem ventilação forçada. A Tabela 32 apresenta os valores encontrados para esta situação.

Tabela 32 - Valores obtidos utilizando o P-71 sem ventilação forçada sem os devidos fatores de correção.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	7,21	7,18
Pcondução IGBT (W)	1,76	1,72
Pcomutação Diodo (W)	4,56	4,49
Pcondução Diodo (W)	0,29	0,25
Tj Diodos ($^{\circ}$C)	64,43	63,95
Tj IGBT ($^{\circ}$C)	65,21	64,72
Td($^{\circ}$C)	59,62	59,28

Aplicando o fator de correção na resistência térmica do dissipador de 1,17 e na energia dissipada durante a comutação de 1,496, obtêm-se os valores apresentados na Tabela 33, que devem ser próximos aos valores encontrados nos experimentos práticos.

Neste caso o valor do resistor de gate é o mesmo do utilizado no catálogo, portanto não há necessidade de correção em função deste fator.

Tabela 33 - Valores encontrados para o caso 1, aplicado os fatores de correção.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	10,78	10,74
Tj Diodos (°C)	79,54	79,03
Tj IGBT (°C)	80,99	79,89
Td(°C)	74,44	74,03
Rda(°C/W)	0,439	0,439

Observa-se que com os fatores de correção, os valores do cálculo térmico e do cálculo de perdas mudam de forma significativa. A temperatura do dissipador aumenta quase em 10°C.

- Caso 2- P71 com ventilação

Os valores obtidos para este caso são apresentados na Tabela 34. Valem ressaltar que esses valores não estão computados os fatores de correção. O pico da corrente de carga e a resistência de gate são 9,56A e 22Ω, respectivamente.

Tabela 34 - Valores obtidos para o caso dois, sem os devidos fatores de correção.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	13,463	13,247
Pcondução IGBT (W)	2,778	2,706
Pcomutação Diodo (W)	6,861	6,800
Pcondução Diodo (W)	0,433	0,428
Tj Diodos (°C)	53,079	52,839
Tj IGBT (°C)	53,402	53,110
Td(°C)	44,553	44,279
Td-Ta (°C)	15,560	15,291

Aplicando os fatores de correção nas perdas de comutação dos semicondutores e na resistência do dissipador, tem se os valores obtidos na Tabela 35.

Tabela 35 - Valores obtidos para o caso dois, com os fatores de correção.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	22,554	22,021
Tj Diodos (°C)	67,329	66,650
Tj IGBT (°C)	71,763	71,091
Td(°C)	57,511	56,991
Rda(°C/W)	0,146	0,146

- Caso 3 – P16/400 com dois ventiladores

No penúltimo caso, o dissipador utilizando é o P16/400 com dois ventiladores. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 36.

Tabela 36 - Resultados obtidos para o caso três.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	14,500	14,410
Pcondução IGBT (W)	4,145	4,093
Pcomutação Diodo (W)	7,986	7,897
Pcondução Diodo (W)	0,646	0,639
Tj Diodos (°C)	47,56	46,06
Tj IGBT (°C)	47,40	45,90
Td(°C)	36,10	35,45
Td-Ta (°C)	9,00	8,35

Aplicando os fatores de correção para o caso quatro, os novos resultados são apresentados na Tabela 37. Utilizando um resistor de gate de 39 Ω , as perdas de comutação no IGBT dobram de valor. Como a Rda neste caso é pequena, a elevação na temperatura do dissipador aplicando os fatores de correção não é tão significativa.

Tabela 37 - Resultados obtidos para caso três, aplicando os fatores de correção.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	31,785	31,588
Tj Diodos (°C)	50,511	48,731
Tj IGBT (°C)	57,361	56,724
Td(°C)	39,030	37,559
Rda(°C/W)	0,0457	0,0457

- Caso 4- P16/400 com turbina

No último caso é utilizado o P-300 com turbina, sendo possível empregar uma potência de saída mais elevada. Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 38.

Tabela 38 - Resultados obtidos utilizando o P-300 com turbina.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	16,122	16,009
Pcondução IGBT (W)	4,145	4,096
Pcomutação Diodo (W)	8,883	8,407
Pcondução Diodo (W)	0,647	0,638
Tj Diodos (°C)	41,589	41,073
Tj IGBT (°C)	41,359	41,073
Td(°C)	31,401	31,292
Td-Ta (°C)	5,0	4,9

Aplicando os fatores de correção nas perdas de comutação dos semicondutores e na resistência do dissipador, tem se os valores obtidos na Tabela 39. Esta situação, por utilizar um resistor de gate de 47Ω , apresenta as maiores perdas de comutação nos transistores.

Tabela 39 - Resultados obtidos para o caso quatro, aplicando os fatores de correção.

	Valor calculado	Valor simulado
Pcomutação IGBT (W)	39,057	38,001
Tj Diodos (°C)	52,012	51,221
Tj IGBT (°C)	79,490	77,563
Td(°C)	38,896	38,034
Rda(°C/W)	0,0403	0,0403

Nota-se que ao aplicar os devidos fatores de correção, as perdas de comutação no IGBT aumentam significativamente, da mesma maneira como a temperatura do dissipador. A diferença entre os valores de T_d sem e com a aplicação das correções chegou a 10°C em alguns casos. Isso mostra a importância do estudo do cálculo térmico. Ao realizar um projeto de um conversor sem aplicação das correções necessárias nos cálculos, às chances de danificar os semicondutores do aumentam.

5 RESULTADOS PRÁTICOS

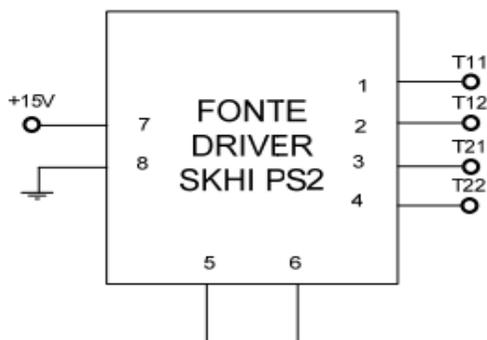
5.1 DRIVER E CIRCUITO DE COMANDO

O driver utilizado para enviar os pulsos de comando para os IGBTs é o SKHI 200pa, fabricado pela Semikron. Este driver comanda dois interruptores do mesmo braço de forma complementar e com pulsos isolados.

Para alimentar cada driver de comando faz se necessário uma fonte de alimentação, entretanto se for conectado um transformador ou dois transformadores em cada fonte de alimentação é possível alimentar dois drivers ou três, respectivamente, com apenas uma fonte. A fonte de alimentação utilizada é a SKHI PS2(Figura 56), também da fabricante Semikron.

A fonte SKHI PS2 possui apenas os terminais para a alimentação e os terminais de saída, que alimentam o driver. O driver foi configurado para possuir uma alimentação de +15V, provida pela fonte auxiliar, e com entrada para as tensões isoladas da fonte SKHI PS2.

Figura 56 - Configuração da fonte de alimentação SKHI PS2



Fonte: Produção do autor.

O pino 8 é referente à saída de erro do driver. Quando o driver detecta algum erro, podendo ser: alguma sobrecorrente no transistor, curto-circuito no braço ou subtensão de alimentação do driver, o sinal neste pino é comutado para nível lógico baixo. Quando essa falha ocorre, o diodo emissor de luz (led) do pino 8 acende, sinalizando o erro.

O resistor R_{D1} foi calculado de maneira a limitar a máxima corrente suportada pelo pino, que é de 15 mA.

$$R_{d1} = \frac{15 V}{15 mA} = 1 k\Omega \quad (5.1)$$

No driver do IGBT ainda deve ser projetado o resistor de gate para limitar a corrente de gate no interruptor, além do diodo zener. O diodo zener é projetado com a função de informar ao driver à tensão limite, em condução, para o acionamento das proteções. Ele pode ser dimensionado com a equação 5.2. No projeto foi utilizado um $V_{Threshold}$ de 3 V, encontrando um zenner de 2,6V [20].

O capacitor C_{ce} fornece um tempo de retardo no monitoramento da tensão limite de condução, devido ao tempo de recuperação da corrente reversa do diodo em paralelo com o IGBT. O valor do capacitor é obtido com a expressão 5.3.

O valor mínimo da resistência de gate necessário para que o driver opere de forma adequada é de 15Ω .

O tempo morto no driver pode ser ajustado em quatro tempos diferentes (0,25; 2; 3 e 4 μs). Para esta aplicação, o tempo morto utilizado será de 2μ .

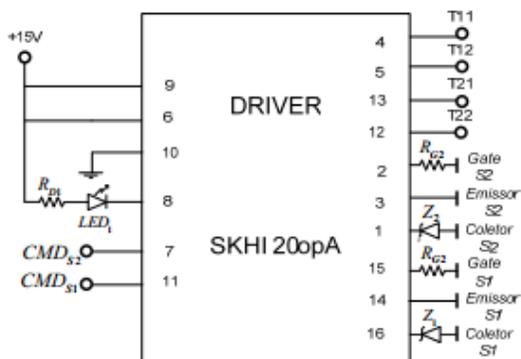
$$V_{zenner} = (7 - 1,4 - V_{threshold}) \quad (5.2)$$

$$t_{disable} = \frac{(68 + C_{ce}) 7}{250} \mu s \quad C_{ce} \text{ em } pF \quad (5.3)$$

Para gerar o comando dos drives será utilizado:

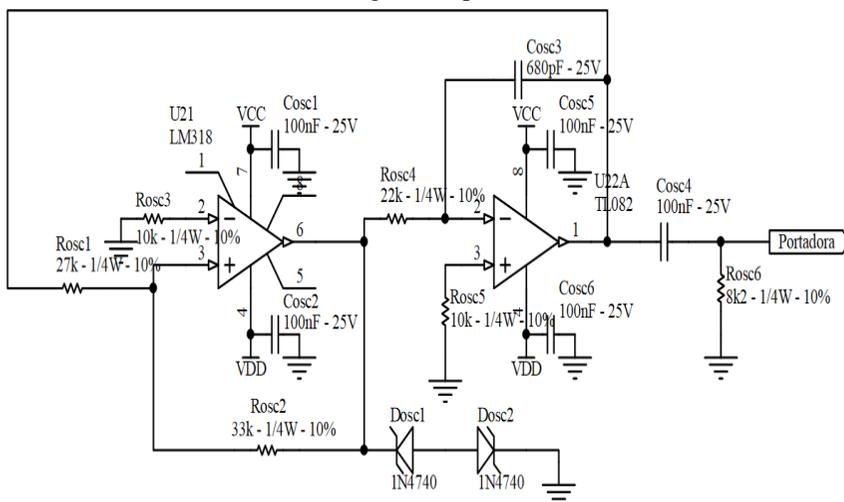
- Um circuito multivibrador astável seguido de um integrador, para gerar a portadora triangular (Figura 58);
- Um circuito para gerar as três senóides de referência (60Hz);
- Três comparadores, para gerar o PWM de cada fase do inversor (Figura 59);
- Três portas inversoras, para gerar o PWM complementar de cada braço do conversor (Figura 60).

Figura 57 - Esquema de montagem do Driver para acionar os IGBTs.



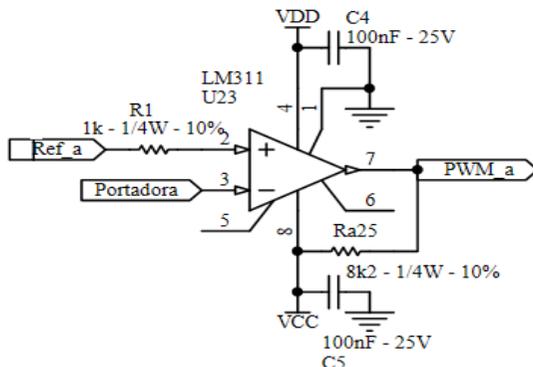
Fonte: Produção do autor.

Figura 58 - Circuito multivibrador em cascata com um integrador para gerar a onda triangular da portadora.



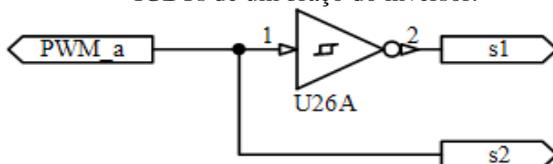
Fonte: Produção do autor.

Figura 59 - Comparador que gera o PWM para uma das fases do inversor.



Fonte: Produção do autor.

Figura 60 - Porta inversora para gerar o comando complementar dos dois IGBTs de um braço do inversor.



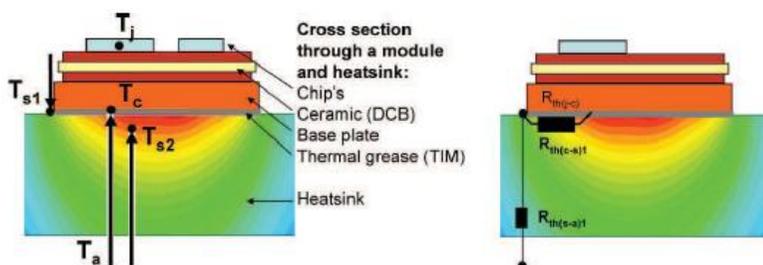
Fonte: Produção do autor.

5.2 MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA TÉRMICA DO DISSIPADOR

Entre todos os fatores, o design do dissipador é o que mais influencia na resistência térmica do mesmo. Outro fator que altera o valor da R_{da} é o ponto de medição da temperatura T_d . A superfície do dissipador apresenta diferentes temperaturas, podendo apresentar variações de até 30°C. Quanto mais próximo ao módulo, mais elevada é a temperatura, como mostra a Figura 61. O ponto de referência para medição de T_d varia de acordo com o fabricante e com o semiconductor utilizado. Usualmente, o ponto de medição mais utilizado é ao lado do módulo na placa base (T_{s1}) ou sob o módulo em um pequeno buraco a mais ou menos 2 mm da superfície do dissipador (T_{s2}).

A vantagem do primeiro método de medição (T_{s1}) é a acessibilidade do ponto, não havendo a necessidade de realizar modificações na estrutura física do dissipador. A desvantagem desse método é a precisão da medida da temperatura, o que faz o segundo ponto de medição (T_{s2}) mais preciso.

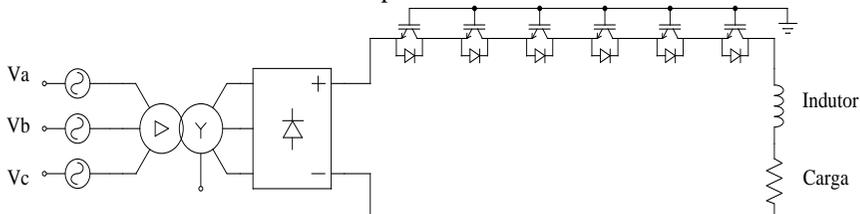
Figura 61 - Pontos de medição da temperatura do dissipador.



Fonte: Application notes Semikron [19].

O ensaio experimental para obter a resistência térmica do dissipador é feito posicionando todos os interruptores em série, utilizando apenas os diodos em antiparalelo do SKM 75BG063D. Feito isso, é aplicada uma corrente contínua sobre os diodos, para aumentar a precisão na medição dos valores da potência dissipada nos semicondutores. O circuito experimental utilizado está mostrado na Figura 62. A medição da temperatura será feita com um termopar conectado bem próximo dos módulos.

Figura 62 - Circuito utilizado para obter a resistência térmica dos dissipadores.



Fonte: Produção do autor.

Sabendo o valor total das perdas no circuito e medindo a temperatura ambiente e do dissipador, a resistência térmica do dissipador é obtida pela expressão 5.4.

$$Rda_{medida} = \frac{(T_{dissipador} - T_{ambiente})}{Fator\ de\ correção\ P_{total\ dissipada}} \quad (5.4)$$

A Tabela 40 mostra os valores medidos no experimento, utilizando o dissipador P16-400 e a Tabela 41 para o dissipador P0,71.

Tabela 40 - Resultados obtidos do ensaio experimental para encontrar a Rda do P-16/400

Parâmetro	Dois Ventiladores	Natural
Rda(°C/W)	0,03434	0,2554
Ta(°C)	32,9	30,5
Td(°C)	39,0	68,8
P_{total_dissipada}(W)	126	126,0
Fator de correção	1,41	1,19
Erro (%)	5,5	5,7

Tabela 41- Resultados obtidos do ensaio experimental para encontrar a Rda do P71-300 mm.

Parâmetro	Um Ventilador	Natural
Rda(°C/W)	0,1048	0,3856
Ta(°C)	28,0	28,8
Td(°C)	40,4	68,9
P_{total_dissipada}(W)	88,8	88,8
Fator de correção	1,335	1,171
Erro (%)	4,05	4,56

Nota-se que os resultados obtidos foram próximos dos fornecidos no catálogo dos dissipadores, sendo que o erro não ultrapassou os 6 %. As principais fontes de erros são a incerteza e variação da temperatura ambiente; a resistência cápsula dissipador, que depende da maneira como o módulo é fixado no dissipador.

5.3 INVERSOR TRIFÁSICO

Nesta sessão são apresentados os resultados práticos realizados em laboratório para comprovação dos cálculos de perdas e do cálculo térmico do inversor trifásico. O esquemático do circuito montado em laboratório é mostrado na Figura 63

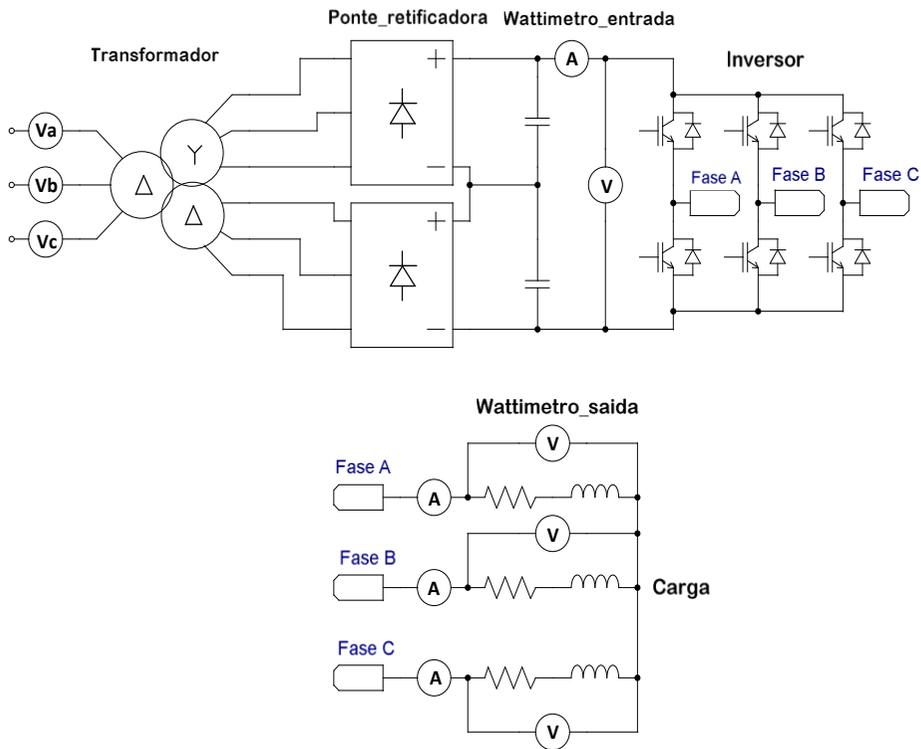
A potência total dissipada nos semicondutores do conversor pode ser obtida de duas maneiras:

- Método 1: utilizando o valor da resistência térmica do dissipador obtida na sessão 5.2, medindo a temperatura do dissipador no regime térmico, calculando a potência dissipada nos semicondutores pela equação 5.3.
- Método 2: medindo a potência de entrada e a potência na carga. Dessa maneira é possível estimar a potência dissipada nos semicondutores diminuindo uma da outra, descontando ainda as perdas nos cabos. Para minimizar a resistência dos condutores, são utilizados cabos com bitolas de 6 mm² e 10 mm², com o menor comprimento possível. Assim a potência dissipada nos semicondutores é obtida pela expressão 5.4.

$$P_{total\ semicondutores} = P_{entrada} - P_{saída} - P_{cabos} \quad (5.4)$$

A seguir são apresentados os resultados práticos obtidos utilizando os parâmetros do catálogo e para os cinco casos usando os dissipadores P16/400 e P0,71.

Figura 63 - Esquemático do circuito utilizado nos experimentos práticos do inversor trifásico.



Fonte: Produção do autor.

Os protótipos dos inversores trifásicos utilizados para realizar os testes são mostrados na Figura 64 e na Figura 65. A medição das perdas totais nos semicondutores é feita através dos dois métodos apresentados, comparando ambos, mostrando as vantagens de cada um.

Figura 64 - Protótipo do inversor trifásico de dois níveis utilizando o dissipador P 16/400.



Fonte: Produção do autor.

Figura 65 - Protótipo do inversor trifásico de dois níveis utilizando o P-0,71



Fonte: Produção do autor.

5.3.1 Análise das perdas utilizando os parâmetros de catálogo

Nesta sessão é feita a análise das perdas do inversor utilizando os parâmetros de ensaio do catálogo do SKM 75BG063D, ou seja, sem a necessidade de aplicar nenhum fator de correção para as perdas de comutação do IGBT, apenas para a resistência térmica do dissipador.

Para os testes e simulações foram utilizadas:

- Tensão do barramento de entrada de 300V;
- Corrente de pico de saída de 4,8 A;
- Dissipador P16-400 sem ventilação forçada;
- Índice de modulação de 0,9;
- Resistência de gate de 15 Ω .
- Frequência de comutação de 19,78kHz.

Utilizando o método 1 para encontrar a potência total dissipada nos semicondutores do conversor, empregando os parâmetros de catálogo, são obtidos os valores apresentados na Tabela 42.

Tabela 42 - Comparação dos valores teóricos e práticos utilizando os parâmetros de catálogo.

Parâmetro	Simulado	Experimental	Erro (%)
$P_{total\ dissipada}(W)$	63,17	70,05	10,89
$R_{da}(^{\circ}C/W)$	0,256	0,256	----
Fator correção	1,30	1,309	----
$T_a(^{\circ}C)$	29,5	29,5	----
$T_d(^{\circ}C)$	50,47	52,92	4,85

Comparando os valores teóricos com os obtidos em laboratório pelo método um, nota-se um erro de aproximadamente 11%. A diferença entre a temperatura do dissipador estimada com a encontrada foi de 2,5 $^{\circ}C$, o que não resultaria em nenhum problema para a operação do inversor.

Realizado as medições a partir do método dois, os resultados encontrados são mostrados na Tabela 43.

Tabela 43 - Valores experimentais para os parâmetros de catálogo empregando o método dois.

Situação	$P_{Entrada}$ (W)	P_{Carga} (W)	P_{Cabos} (W)	$P_{Semicon}$ (W)
Catálogo	850,4	779,3	0,223	70,9

O segundo método utilizando o wattímetro também se mostrou eficiente, apresentando valores próximos do esperado.

5.3.2 Casos Utilizando o P16/400 e o P-0,71

Para realizar os testes práticos com os dissipadores analisados foram utilizados os seguintes parâmetros:

- Tensão do barramento de entrada de 400 V;
- Frequência de chaveamento de 19,78 kHz;
- Carga conectada em estrela sem neutro;
- Índice de modulação de 0,9.

Os elementos que compõem a carga RL e o resistor de gate para cada caso são mostrados na Tabela 44.

Tabela 44 - Valores dos elementos da carga RL e do resistor de gate utilizados em cada caso prático.

	L_{Carga} (mH)	R_{Carga} (Ω)	R_g (Ω)
Caso 1	8	18,67	15
Caso 2	4	9,55	22
Caso 3	2,67	7,5	39
Caso 4	2,67	7,5	47

Para medir a temperatura do dissipador pelo método um, é utilizado um termopar fixado ao lado de dos módulos do inversor (Ponto de medição T_{S1} , conforme mostrado na Figura 61). Os valores obtidos para os quatro casos são apresentados na Tabela 45.

Tabela 45 - Resultados práticos encontrados para os quatro casos, empregando o método 1.

Situação	R_{da} (C°/W)	$F_{correção}$	T_d (°C)	T_a (°C)	$P_{TOTAL}(W)$
Caso 1	0,3856	1,122	76,9	29,2	110,26
Caso 2	0,105	1,292	59,1	30,2	213,03
Caso 3	0,03434	1,33	40,1	27,1	284,64
Caso 4	0,028	1,41	39,7	26,4	336,88

Utilizando os analisadores de potência PA4000 da Tektronix conectados conforme o esquemático da Figura 63, foram medidas as potências de entrada e saída do conversor, obtendo dessa maneira as perdas totais nos semicondutores. Os resultados encontrados são mostrados na Tabela 46.

Tabela 46 - Resultados obtidos para os quatro casos, utilizando o método 2.

Situação	$P_{Entrada}$ (W)	P_{Carga} (W)	P_{Cabos} (W)	$P_{Semicon}$ (W)
Caso 1	1467	1353	0,449	113,55
Caso 2	2288	2070	1,270	216,73
Caso 3	2410	2129	1,720	279,31
Caso 4	2430	2093	1,720	335,28

Comparando os valores experimentais com os cálculos teóricos realizados no Capítulo 4, nota-se que o método proposto para encontrar as perdas é eficaz. A Tabela 47 mostra o erro encontrado para cada caso utilizando os dois métodos de medição.

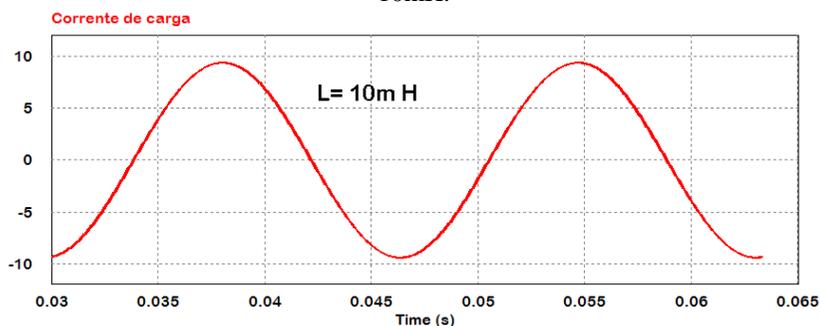
Tabela 47 - Comparação do erro encontrado em cada método de medição.

Situação	Método Um (%)	Método Dois (%)
Caso 1	6,62	9,81
Caso 2	8,14	10,02
Caso 3	9,10	6,79
Caso 4	8,99	8,47

O erro encontrado varia de 7% a 10 %. As incertezas nas perdas de comutação são a principal causa da diferença encontrada entre os valores teóricos e práticos.

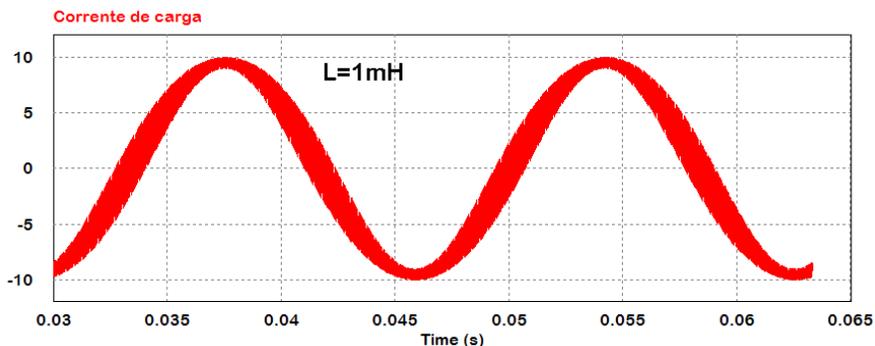
As perdas de comutação de um interruptor são obtidas integrando as expressões de energia dissipada na entrada em condução, no bloqueio e de recuperação reversa do diodo em função da frequência de comutação. Este cálculo proposto é uma aproximação e não leva em consideração a ondulação da corrente do conversor. A ondulação da corrente depende principalmente da frequência de comutação do conversor e do indutor da carga RL. Para exemplificar este fato, a Figura 66 e a Figura 67 mostram a corrente de carga utilizando valores diferentes de indutor. Nota-se que a ondulação de corrente aumenta significativamente, chegando a variar quase 4 A.

Figura 66 - Ondulação da corrente de carga do inversor com um indutor de 10mH.



Fonte: Produção do autor.

Figura 67 - Ondulação na corrente de carga do inversor utilizando um indutor de 1mH.



Fonte: Produção do autor.

Apesar dessa diferença de 10% entre os cálculos e os valores experimentais, o conversor funcionaria normalmente, pois os casos propostos foram projetados e calculados com uma margem de segurança adequados.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho de conclusão de curso apresentou o estudo das perdas de condução, comutação e do cálculo térmico de um inversor trifásico de dois níveis. O objetivo foi mostrar a importância dessas etapas na implementação de qualquer conversor, já que erros no dimensionamento do dissipador podem ocasionar na sobretemperatura na junção do semicondutor, danificando o mesmo e comprometendo o funcionamento do sistema.

As perdas de condução e comutação nos semicondutores foram calculadas com base na linearização das curvas de queda de tensão sobre os interruptores quando estão conduzindo e sobre as curvas de energia dissipada na entrada e saída de condução, fornecidos no catálogo do SKM 75BG063D. Nas perdas de comutação faz-se necessário aplicar fatores de correção devido ao fato que as curvas fornecidas no catálogo são para uma dada situação, diferente dos parâmetros utilizados no projeto. A exatidão desses fatores de correção aumentam os erros para a determinação das perdas de comutação do inversor.

Outro fator de correção apresentado foi para a resistência térmica do dissipador. Esse fator de correção se deve ao fato de que o dissipador possui uma maior eficiência quando a diferença entre a temperatura do dissipador e a temperatura ambiente é elevada (em torno de 70°C). A medida que a diferença entre as duas diminui, a resistência térmica do dissipador aumenta.

Com o intuito de avaliar e analisar as perdas para diferentes situações foi proposto quatro casos variando os resistores de gate e a potência processada pelo inversor, conforme apresentado no capítulo 4. Os dissipadores adotados para realizar os testes foram o P 0,71 e o P 16/400, ambos fabricados pela Semikron.

Na seção 5 foram apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório para as perdas do inversor trifásico de dois níveis, com o intuito de validar o método de cálculo térmico apresentado. Primeiramente realizaram-se testes para obter os valores das resistências térmicas dos dissipadores utilizados, posicionando os diodos dos módulos em série, aplicando uma corrente contínua sobre eles e medindo a temperatura do dissipador. Após estes experimentos, foram feitos os ensaios do inversor para os quatro casos empregando os dissipadores analisados. Para medir a potência dissipada nos semicondutores utilizaram-se dois métodos. Na primeira técnica, mediu-se a temperatura do dissipador em regime térmico, a temperatura

ambiente, sendo assim possível calcular as perdas pela expressão que relaciona essas variáveis. No segundo método foram utilizados dois wattímetros, um para obter a potência de entrada e outro para saber a potência de carga. Assim a diferença entre eles é energia perdida nos interruptores.

Comparando os valores teóricos e práticos, concluiu-se que o método de cálculo é válido e eficaz. O erro encontrado ficou em torno dos 10 %, para ambos os métodos. A principal fonte de erro está atribuída às incertezas nas perdas de comutação. O método utilizado para obter a energia dissipada na comutação dos IGBTs e na recuperação reversa dos diodos é uma aproximação, que não considera a ondulação na corrente senoidal do conversor. Além disso, as curvas fornecidas pelo fabricante são obtidas em testes realizados em apenas uma peça ou por amostragem, não garantindo assim as mesmas características para os demais produtos do lote. Outras possíveis fontes de erro são à exatidão do instrumento de medição da temperatura do dissipador, as variações da temperatura do ambiente, entre outras.

Visando a continuidade deste trabalho, segue as sugestões de trabalhos futuros:

- Realizar a análise de perdas e do cálculo térmico para conversores mais complexos, como um inversor multiníveis.
- Utilizar o fator de correção para temperatura de junção para obter um valor mais próximo dos resultados experimentais.
- Analisar as perdas de um conversor utilizando diferentes semicondutores, mostrando qual é mais eficiente para tornar o conversor o mais compacto possível.

REFERÊNCIAS

- [1] J. S. SHOLTZ, Projeto de um Retificador Trifásico Regenerativo com Elevado Fator de Potência, Joinville: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2006.
- [2] I. BARBI e C. D. MARTINS, Conversores CC-CC Básicos Não Isolados, Florianópolis, SC: Edição dos Autores, 2000.
- [3] R. BASCOPE e A. PERIN, O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência, Florianópolis: Sagra, 1997.
- [4] A. L. BATSCHAUER, Inversor multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia-ponte, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.
- [5] A. G. Souza, “Inovação Tecnológica,” 05 maio 2011. [Online]. Available: <http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias>. [Acesso em 02 outubro 2014].
- [6] J. A. POMILIO, Eletrônica de Potência Para Geração, Distribuição e Transmissão de Energia Elétrica, São Paulo: Universidade Federal de São Paulo, 2000.
- [7] Y. D. CHEN, C. F. LEE e G. CARPENTER, “Nosdestrutive RBSO characterization of IGBTs and MCTs,” *Power Electronics Transactions*, pp. 50-60, 1995.
- [8] B, Modern Power Devices, John Wiley & Sons, 1987.
- [9] R. GULES, L. L. PFITSCHER e C. L. FRANCO, “An interleaved boost DC-DC converter with largr conversion ratio,” *Industrial electronics*, pp. vol. 13. 411-416, 2003.
- [10] I. BARBI, Eletrônica de Potência, Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

- [11] SEMIKRON, “Semicondutores de potência,” 1993.
- [12] I. BARBI, *Projetos de Fontes Chaveadas*, Florianópolis : Edição do Autor, 2001.
- [13] A. AHMED, *Eletrônica de Potência*, São Paulo: Prattice Hall, 2000.
- [14] H. SARTORI, *Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume do conversor Boost PFC*, Santa Maria: Universidade Federal De Santa Maria, 2009.
- [15] R. S. Mendes, “www.HSdissipadores.com.br,” HS dissipadores, 10 Julho 2010. [Online]. Available: www.HSdissipadores.com.br. [Acesso em 20 Junho 2014].
- [16] J. C. Raycik, *PROJETO DE UM RETIFICADOR DE CORRENTE REVERSÍVEL COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE DIGITAL IMPLEMENTADO EM DSP*, Joinville: Universidade Estadual de Santa Catarina, 2005.
- [17] F. CASANELLAS, “Losses in PWM Inverters Using IGBT's,” *IEE Proceedings*, vol. 141, n. 5, pp. 235-239, 1994.
- [18] J. C. Cunha, “Dimensionamento Do conversor Meia-ponte Trifásico para Aplicação em STATCOM,” 07 Julho 2014.
- [19] SEMIKRON, “Application Notes For IGBT and MOSFET Modules,” 2009.
- [20] G. WALTRI, *Estudo e Implementação de um Inversor Multinível Trifásico em Cascata Empregando Sub-Células de Comutação*, Florianópolis- SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- [21] F. ELECTRIC, “IGBT data book,” 1994.
- [22] F. PROFUMO, “How to evaluate IGBT losses on inductive load from sheet parameters,” *EPE Journal*, pp. Vol.6 .11-19, 1996.

- [23] K. REINMUTCH e L. LORENZ, “A new generation of IGBTs and Concepts For their protection,” *PCIM*, pp. 139-147, 1994 .Germany.
- [24] P. D. S. G. GIACOMINI, Projeto de um Inversor Elevador Trifásico com Controle por Regime de Deslizamento Implementado em DSP, Joinville: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2007.
- [25] L. M. CÚNICO, Estudo do Conversor Modular Multinível, Joinville : Universidade do Estado de Santa Catarina, 2013.
- [26] I. BARBI e H. BRAGA, “Conversores Estáticos Multiníveis,” *Instituto de Eletrônica de Potência*, 17 maio 2000.
- [27] J. B. BALIGA, “PowerICs in the Saddle,” *IEE Spectrum*, n. Julho, pp. 34-49, 1995.
- [28] N. MOHAN, M. T. UNDERLAND e W. ROBBINS, *Power Eletronics: Coverters, aplicantios an Design*, Singapore: John Willey& Sons, 1989.
- [29] L. G. GONÇALVES, Projeto de um Inversor Multiníveis Híbrido para Média Tensão Industrial, Belo Horizonte-MG: Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.
- [30] H. R. BARKER, “High Voltage Converter Circuit”. U.S Patente 4.203.151, May 1980.