

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
ENGENHARIA MECATRÔNICA

SERGIO LUIS BROCKVELD JUNIOR

**EMBASAMENTO TEÓRICO PARA O PROJETO DE UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA**

JOINVILLE
2015

SERGIO LUIS BROCKVELD JUNIOR

**EMBASAMENTO TEÓRICO PARA O PROJETO DE UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA**

Trabalho apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Mecatrônica da Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Mecatrônico.

Orientador: Milton Evangelista de Oliveira Filho

JOINVILLE

2015

SERGIO LUIS BROCKVELD JUNIOR

**EMBASAMENTO TEÓRICO PARA O PROJETO DE UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA**

Esse trabalho foi julgado adequado para a obtenção do título de Engenheiro Mecatrônico e aprovado, em sua forma final, pela Comissão Examinadora e pelo Curso de Graduação em Engenharia Mecatrônica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Prof. Rodrigo Castelan Carlson, Dr.

Coordenador do Curso

Banca examinadora

Prof. Tiago Vieira da Cunha, Dr

Prof. Diego Santos Greff, Dr.

Prof. Gierry Waltrich, Dr.

*Dedico este trabalho a todos que
contribuíram direta ou indiretamente em
minha formação acadêmica.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que contribuíram no decorrer

desta jornada, em especial:

A Deus, a quem devo minha vida.

Aos meus pais, Sergio e Marilda.

A minha família que sempre me apoiou nos

estudos e nas escolhas tomadas.

Aos meus colegas, pelo companheirismo e

disponibilidade para me auxiliar em vários momentos.

“O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo. Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas admiráveis.”

José de Alencar

RESUMO

Os motores elétricos são responsáveis por uma grande parcela do consumo mundial de energia, por isso existe uma preocupação muito grande sobre sua eficiência. Até algumas décadas atrás, os sistemas de controle para motores de indução trifásicos, eram mais custosos e, por isso, em várias aplicações não se fazia o uso de técnicas de controle desses motores. Com o desenvolvimento de teorias de controle e do desenvolvimento tecnológico dos semicondutores esse contexto se alterou, e assim viabilizou a aplicação de controle nos motores de indução trifásica. O presente trabalho de conclusão de curso tem por finalidade apresentar o embasamento teórico básico para o projeto de um inversor de frequência e, para isso, são apresentados os principais conceitos relacionados aos inversores de frequência. São apresentados também, uma descrição teórica e um método de implementação da técnica de modulação SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation). Também são mostrados os resultados da simulação de um modelo computacional do controle de velocidade de um motor em malha aberta com a implementação de um inversor de frequência com a técnica de controle V/F e modulação SVPWM.

ABSTRACT

Electric motors are responsible for a great share of the world's energy consumption, so the efficiency of electric motors receives great attention. Up until a few decades ago, control systems for three-phase induction motors were very expensive, and in several applications no control techniques were used. With the development of control theories and the technological advancements in semiconductors, this situation has changed, therefore making it affordable to apply control to three-phase induction motors. This course completion project has the objective to present the basic theoretical foundation for the design of a frequency inverter, and for this the main concepts of frequency inverters will also be presented. The theory behind Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), as well as an implementation method, will also be presented. Results will be shown from simulations on a computer model of an open-loop speed controller of a motor, with the implementation of a frequency inverter with the V/F control technique, along with SVPWM modulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diferentes tipos de motores.	20
Figura 2 - Motor de indução.	21
Figura 3 - Diagrama de blocos de um inversor.	25
Figura 4 - Diagrama de blocos de um Inversor de Tensão Imposta.	26
Figura 5 - Circuito básico de um Inversor de Tensão Imposta Trifásico em Ponte.	26
Figura 6 - Retificador monofásico de ponte completa.	27
Figura 7 - Comparação entre tensão de entrada e saída do retificador monofásico com carga resistiva.	27
Figura 8 - (a) Retificador com carga capacitiva, (b) Comparação entre tensão de entrada e saída de um retificador com carga capacitiva.	28
Figura 9 - Retificador trifásico de onda completa não controlado.	28
Figura 10 - Formas de onda de um retificador trifásico de onda completa na controlado.	29
Figura 11 - Ação do filtro.	30
Figura 12 - Inversor monofásico.	31
Figura 13 - Transistor com proteção a diodo.	32
Figura 14 - Conversor CC-CA trifásico.	32
Figura 15 - Forma de onda das fases na saída do conversor trifásico.	33
Figura 16 - (a) Princípio de Operação da MLP senoidal. (b) Pulsos oriundos da comparação do sinal de referência e da portadora.	35
Figura 17 - Inversor de frequência alimentando uma carga trifásica	38
Figura 18 - Inversor de frequência representando o estado $V_1 = 100$	38
Figura 19 - Todas as oito possíveis combinações dos interruptores de um inversor de frequência trifásico	39
Figura 20 - Vetores espaciais de tensão do inverso trifásico.	40
Figura 21 - Sequência de chaveamento para os seis setores do plano complexo.	42
Figura 22 - Algoritmo básico para implementação da modulação vetorial.	43
Figura 23 – Curva V/f do controle escalar.	44
Figura 24 - Região de enfraquecimento de campo	45
Figura 25 - Circuito com os elementos necessários para a simulação do inversor	46
Figura 26 - Simulação da tensão trifásica da rede	46

Figura 27 - Comparação entre a tensão retificada com e sem o barramento CC.	47
Figura 28 - Diagrama de blocos do SVPWM.....	48
Figura 29 - Curva V/F implementado no controle	48
Figura 30 - Onda triangular com a frequência de chaveamento (vermelho) e teta sendo incrementado com frequência dez vezes maior.....	49
Figura 31 - Representação numérica do ângulo do vetor de referência.	50
Figura 32 - Representação numérica dos setores.....	50
Figura 33 - Valores numéricos dos tempos t_a , t_b e t_0 em 1000rpm e 33.33Hz.	50
Figura 34 - Valores numéricos dos tempos t_a , t_b e t_0 para o primeiro setor em 1000rpm e 33Hz.	51
Figura 35 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no primeiro setor.....	51
Figura 36 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no segundo setor.	52
Figura 37 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no terceiro setor.	52
Figura 38 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no quarto setor.	53
Figura 39 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no quinto setor.	53
Figura 40 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no sexto setor.....	53
Figura 41 - Circuito de geração dos sinais complementares dos interruptores S1, S3 e S5.....	54
Figura 42 - Sinais filtrados dos interruptores S1, S3 e S5, passa baixa com frequência de corte de 1000kHz.....	54
Figura 43 - Simulação das correntes aplicadas ao motor	55
Figura 44 - Transformada de Fourier da corrente I_a	55
Figura 45 – Simulação da comparação entre a velocidade de referência (vermelho) e a velocidade no motor (azul).	56
Figura 46 – Relação entre potência e frequência de chaveamento de componentes e sua tendência de avanço para futuras aplicações.	58
Figura 47 - Estrutura de um IGBT.....	59
Figura 48 - Módulo IRAMX30TP60A.....	60
Figura 49 - Módulo IGBT CM100TL-12NF.....	60
Figura 50 – IGBT IRGP6650DPbF.....	61
Figura 51 - Circuito para análise dos estados de comutação.	63
Figura 52 - Sentido da corrente durante o ligamento e desligamento do IGBT.....	65
Figura 53 - Diagramas das perdas de comutação e tempos de comutação.....	65

Figura 54 - Circuito do CI IR2114SS para o acionamento de um dos braços do inversor.....	67
Figura 55 - Sentido da corrente quando o IGBT1 é comutado.....	68
Figura 56 - Sentido da corrente quando o IGBT4 é comutado.....	69
Figura 57 - Circuito de <i>Bootstrap</i>	69
Figura 58 - Exemplo do sinal de saída do <i>driver</i> com a geração de tempo morto	71
Figura 59 - Circuito de detecção de dessaturação	72
Figura 60 - Conexão entre os <i>drivers</i> IR2114 para uma aplicação trifásica.....	73
Figura 61 – Pinos de entrada (P1, P2, P7 e P8), saída (P2), alimentação (P3), comunicação (P9) e expansão (P6), disponíveis no kit ezDSP.	74
Figura 62 - Circuito de isolamento utilizando optoaclopadores	75
Figura 63 - Sentido da corrente durante a comutação dos IGBTs.....	76
Figura 64 - Circuito térmico correspondente ao IGBT, dissipador de calor e o ar.	79
Figura 65 - Circuito térmico com valores.....	80
Figura 66 - Imagem ilustrativa da ponte retificadora SDK 25 e se seu diagrama elétrico.	82
Figura 67 - Circuito térmico correspondente a ponte retificadora.....	83
Figura 68 - Ilustração da ação do filtro.....	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Sinais de comutação	31
Tabela 2 - Sequência de acionamento dos transistores.	33
Tabela 3 - parâmetros do motor.....	47
Tabela 4 - Tabela de dados do motor.	61
Tabela 5 - Valores das resistências térmicas do IGBT.....	79
Tabela 6 - Valores das potências dissipadas pelo IGBT.	80

LISTA DE ABREVIACÕES E SIGLAS

SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
V/f	Relação tensão/frequência
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
n_s	Velocidade Síncrona
n_m	Velocidade Mecânica
φ_m	Fluxo magnético
T	Torque
P	Potência
V_{cc}	Tensão do Barramento CC
MLP	Modulação Por Largura de Pulso
PWM	Pulse Width Modulation
V_m	Tensão de pico
V_a, V_b e V_c	Tensões Trifásicas
V_{ao}, V_{bo} e V_{co}	Tensões de fase
\vec{v}_{ref}	Vetor da Tensão de Referência
$ \vec{v}_{ref} $	Módulo do Vetor da Tensão de Referência
θ	Ângulo do Vetor da Tensão de Referência
a	Coefficiente da transformada de Clarke
\vec{v}_α	Vetor da Tensão de Referência Projetado no Eixo Alfa
\vec{v}_β	Vetor da Tensão de Referência Projetado no Eixo Beta
\vec{V}_0, \vec{V}_7	Vetores Inativos
$\vec{V}_1 \dots \vec{V}_6$	Vetores Ativos
\vec{V}_A, \vec{V}_B	Vetores Ativos
\vec{v}_{refmax}	Vetor de Máxima Tensão de Referência
t, t_b e t_o	Tempo de Condução dos interruptores
T_s	Período de comutação
f	Frequência Aplicada ao Motor
f_s	Frequência de Chaveamento
ω	Velocidade Angular
w_{ref}	Velocidade de Referência

f_e	Frequência da Rede
α	Plano Alfa
β	Plano Beta
inter	Sinal de interrupção
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
MOSFETs	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
GTOs	<i>Gate Turn-off Thyristor</i>
TBJ	Transistores Bipolares De Junção
IGCT	<i>Integrated gate-comunicated thyristor</i>
PEBB	<i>Power electronic building block</i>
IPM	<i>Intelligent Power Modules</i>
V_{DD}	Tensão da Fonte de Alimentação do <i>driver</i>
R_g	Resistor de <i>Gate</i>
C1	Capacitor <i>bootstrap</i>
V_{BS}	Queda de tensão capacitor <i>bootstrap</i>
V_{GEmin}	Tensão mínima entre o <i>gate</i> e o emissor
V_D	Tensão sobre o diodo de <i>bootstrap</i>
V_{CEon}	Tensão entre o coletor e emissor quando o IGBT está conduzindo
Q_G	Carga requerida para ligar o IGBT
I_{LK_GE}	Corrente de fuga do IGBT
I_{QBS}	Corrente flutuante
I_{LK}	Corrente de fuga
I_{LK_DIODE}	Corrente de fuga do diodo de <i>bootstrap</i>
I_{DS}	Corrente de dessaturação do diodo
Q_{LS}	Carga requerida por filtros internos
I_{LK_CAP}	Corrente de fuga do capacitor de <i>bootstrap</i>
T_{HON}	Tempo em que o IGBT superior está ligado
Q_{TOT}	Carga total requerida do capacitor durante a comutação do IGBT
V_{DESAT}	Tensão de dessaturação do IGBT
V_{CE}	Tensão entre o coletor e emissor
DSP	Processador digital de sinais

JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
CI	Circuito integrado
P_{tot}	Potência total dissipada
$P_{tot(T)}$	Potência total dissipada pelo IGBT
$P_{tot(D)}$	Potência total dissipada pelo diodo
$P_{cond(T)}$	Potência dissipada durante a condução do IGBT;
$P_{SW(T)}$	Potência dissipada durante a comutação do IGBT;
$P_{cond(D)}$	Potência dissipada durante a condução do diodo;
$P_{SW(D)}$	Potência dissipada durante a comutação do diodo;
m	Índice de modulação;
$\cos(\varphi)$	Fator de potência do motor;
V_{CE0}	Tensão entre o coletor e emissor;
V_{F0}	Queda de tensão no diodo;
I_{out}	Corrente de saída do inversor;
\hat{I}_1	Amplitude da corrente de saída do inversor = $1.41 \cdot I_{out}$;
r_{CE}	Resistência elétrica entre o coletor e o emissor;
E_{on}	Energia necessária para o IGBT entrar em condução;
E_{off}	Energia necessária para o IGBT sair do estado de condução;
E_{rec}	Energia de recuperação do diodo;
V_{cc}	Tensão do barramento CC
K_v	Expoentes para compensação da dependência da tensão nas perdas de comutação
K_i	Expoentes para compensação da dependência da corrente nas perdas de comutação
TC_{ESW}, TC_{Err}	Coefficiente de temperatura das perdas por chaveamento
$I_{ref}, V_{ref}, T_{ref}$	Valores de referência das medições das perdas por chaveamento obtidos da folha de dados do IGBT

$R_{th}(TJC)$	Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do IGBT
$R_{th}(DJC)$	Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do diodo
$R_{th}(CS)$	Resistência térmica entre base de montagem do encapsulamento e o dissipador
$R_{th}(SA)$	Resistência térmica entre o dissipador e o ar
T_j	Temperatura na junção
T_c	Temperatura na base de montagem do encapsulamento
T_s	Temperatura do dissipador
T_A	Temperatura ambiente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivos	19
1.1.1	<i>Objetivo Geral</i>	19
1.1.2	<i>Objetivo Específico</i>	19
2	MOTOR DE INDUÇÃO	20
2.1	Parâmetros do motor de indução trifásico	22
2.2	Acionamento elétrico para motores de indução	23
2.2.1	<i>Partida direta</i>	23
2.2.2	<i>Partida estrela-triângulo</i>	23
2.2.3	<i>Partida com autotransformador</i>	23
2.2.4	<i>Partida com Soft Starter</i>	24
2.2.5	<i>Inversores de Frequência</i>	24
3	INVERSOR DE FREQUÊNCIA	25
3.1	Retificador	26
3.1.1	<i>Retificador monofásico não controlado</i>	27
3.1.2	<i>Retificador trifásico não controlado</i>	28
3.2	Barramento CC	29
3.3	Inversor de tensão	30
3.3.1	<i>Conversor CC-CA monofásico</i>	30
3.3.2	<i>Conversores CC-CA trifásicos</i>	32
3.4	Técnicas de modulação	34
3.4.1	<i>Modulação Senoidal</i>	34
3.4.2	<i>Modulação Vetorial (SVPWM)</i>	35
3.5	Controle escalar	43
4	SIMULAÇÃO	46
5	ESTUDO E PROJETO DO CIRCUITO INVERSOR TRIFÁSICO	57
5.1	Circuito Inversor de Tensão	57
5.1.1	<i>Semicondutores de potência</i>	57
5.2	Dimensionamento dos transistores de potência	61
5.3	Circuito de comando dos IGBTs	62
5.3.1	<i>Estado de entrada em comutação</i>	62
5.3.2	<i>Estado de Condução</i>	64
5.3.3	<i>Estado de entrada em bloqueio</i>	64
5.3.4	<i>Estado de Bloqueio</i>	64
5.3.5	<i>Determinação dos resistores de gate</i>	64
5.4	Requerimentos de circuitos de comando (<i>Drivers</i>)	66
5.4.1	<i>Transformadores de pulso</i>	66
5.4.2	<i>Optoaclopadores</i>	66
5.4.3	<i>Circuito De Comando De Gate Integrados Dedicados</i>	67
5.5	Dimensionamento e funcionamento do <i>driver</i> de <i>gate</i> dos IGBT's	67

5.6	Dimensionamento do capacitor <i>bootstrap</i>	69
5.7	Tempo morto	71
5.8	Proteção dos IGBTs contra curto circuito	71
5.9	Controlador Digital de sinais.	73
5.10	Dimensionamento e funcionamento do circuito de isolamento	74
6	DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR PARA CADA IGBT	76
7	DIMENSIONAMENTO DA PONTE RETIFICADORA COM FILTRO CAPACITIVO	82
7.1	Dimensionamento da ponte retificadora.....	82
7.2	Dimensionamento do dissipador para a ponte retificadora.....	82
7.2.1	<i>Dimensionamento do filtro capacitivo</i>	84
8	CONCLUSÃO	86
9	REFERÊNCIAS	87
	ANEXOS	90
	Código do bloco 1	90
	Código do bloco 2	91
	Código do bloco 3	92
	Código do bloco 4	94
	Datasheet IGBT IRGP6650DPbF.....	98
	Catálogo Dissipadores	111

1 INTRODUÇÃO

Muito se fala sobre a diminuição do consumo de energia, pois existe uma alta demanda e cada vez mais os recursos tornam-se escassos. A dependência dos combustíveis fósseis para a geração de energia é muito prejudicial para o meio ambiente, o que está provocando inúmeras consequências. Apesar das fontes renováveis de energia, é de extrema importância a conscientização de uma melhor forma de utilização das fontes energéticas.

As indústrias são os principais consumidores de energia. No Brasil aproximadamente 40,7% da energia elétrica gerada é destinada para os diversos setores industriais (ELETROBRAS, 2009, p.16).

Apesar disso, não existem muitos programas governamentais que incentivem uma melhor gestão da energia elétrica nas indústrias. Elas tem um consumo acentuado quando comparado ao setor residencial que corresponde a 15,8% do consumo nacional. Os motores são os principais consumidores de energia elétrica nas indústrias e em residências. Estes são responsáveis por 50% do consumo mundial de energia, por isso existe uma preocupação muito grande com sua eficiência. (CUNHA, 2009, s.n.)

O alto consumo de energia elétrica dos motores se justifica porque os mesmos são os responsáveis por transformar energia elétrica em energia mecânica e, também, por estarem presentes em vários equipamentos e produtos de praticamente todos os setores industriais, conforme seguem algumas aplicações:

- Esteiras industriais;
- Bombas e compressores;
- Máquinas de lavar roupas;
- Geladeiras e secadores de cabelo;
- Impressoras.

De todos os motores elétricos operantes nas indústrias pelo mundo cerca de 90% são motores de indução. (NEVES, 2008, p.102).

Como o consumo de energia está diretamente relacionado com a velocidade e o torque dos motores, algumas técnicas de controle dessas grandezas foram criadas no final do século XX, mas, devido a limitações tecnológicas não foi possível utilizá-las na época. Com o passar dos anos e com a evolução dos sistemas eletrônicos, essas técnicas se tornaram mais viáveis e simples de serem implementadas (CUNHA, 2009, s.n.).

O controle de velocidade de um motor de indução trifásico foi facilitado com a utilização dos inversores de frequência que permitem o ajuste da velocidade de trabalho dos

motores elétricos de indução. Permite, portanto, que o motor trabalhe em velocidades abaixo da velocidade nominal. Com isso os inversores de frequência abriram um novo mundo de possibilidades de trabalho para os motores assíncronos.

Com a utilização dos inversores é possível regular o motor na condição de operação desejada. Se um motor que não é alimentado por meio de um inversor de frequência fosse simplesmente ligado à na rede elétrica, o mesmo não seria controlável e sempre estaria operando em condições nominais. Isto reduz drasticamente as possibilidades de aplicação de um mesmo motor. O fato de se poder operar um motor abaixo das condições nominais é um fator importante porque assim o motor deixará de usar a potência máxima e passará a usar uma potência ideal para cada condição de trabalho, evitando-se desperdícios. (TEIXEIRA, 2012, s.n.)

Como a utilização de inversores no acionamento de motores de indução permite diminuir o consumo de energia dos motores de indução, as indústrias podem melhorar a competitividade de seus produtos finais e contribuir, de maneira considerável, para a redução da poluição.

Uma das técnicas mais usadas para o controle de velocidade de motores de indução trifásica é a técnica de controle escalar que é baseada nos parâmetros de tensão e frequência (V/f). (PAIVA, 2007, p. 152)

O controle V/f com modulação vetorial foi escolhida para ser aplicada neste trabalho, essa técnica vem sendo aplicada em vários tipos de equipamentos, desde máquinas de lavar roupas, geladeiras até navios e locomotivas.

Este trabalho de conclusão de curso visa o estudo do projeto e funcionamento dos inversores de frequência, assim pode servir como fonte de consulta para profissionais e estudantes interessados sobre o tema.

Os conhecimentos adquiridos nas disciplinas Circuitos Elétricos, Eletrônica Digital, Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos foi essencial para a realização deste trabalho.

O trabalho está dividido em 8 capítulos.

O capítulo 2 apresenta uma breve introdução sobre motores elétricos de indução.

O capítulo 3 apresenta uma visão geral do inversor de frequência e suas técnicas de modulação.

O capítulo 4 apresenta uma simulação do inversor utilizando a técnica de modulação vetorial e controle V/f em malha aberta.

O capítulo 5 apresenta o estudo e o projeto do inversor de frequência, onde são estudados e dimensionados os principais componentes que constituem um inversor de frequência.

O capítulo 6 apresenta o dimensionamento do dissipador de calor do inversor.

O capítulo 7 apresenta o dimensionamento da ponte retificadora e do filtro capacitivo do inversor de frequência.

O capítulo 8 encerra o trabalho apresentando as principais conclusões.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

O conhecimento em nível de projeto de um inversor de frequência é importante, pois o mesmo está presente em inúmeras aplicações como, geladeiras, aviões, esteiras, máquinas de lavar, carros e afins. Apesar de existir muitos fabricantes de inversores no mercado, seus produtos na maioria das vezes são voltados para aplicações industriais. No entanto existem inúmeras aplicações onde estes inversores não atendem a requisitos de projeto, seja por potência, custo ou por características físicas. Faz-se necessário um inversor otimizado para estas aplicações. Com esse foco, este trabalho tem o objetivo de apresentar o embasamento teórico para o projeto de um inversor de frequência trifásico.

1.1.2 Objetivo Específico

- Estudar a técnica de modulação vetorial;
- Projetar um circuito inversor de tensão capaz de acionar um motor de 2CV;
- Recomendar componentes eletrônicos que poderiam ser utilizados na construção de um inversor trifásico de baixa potência.

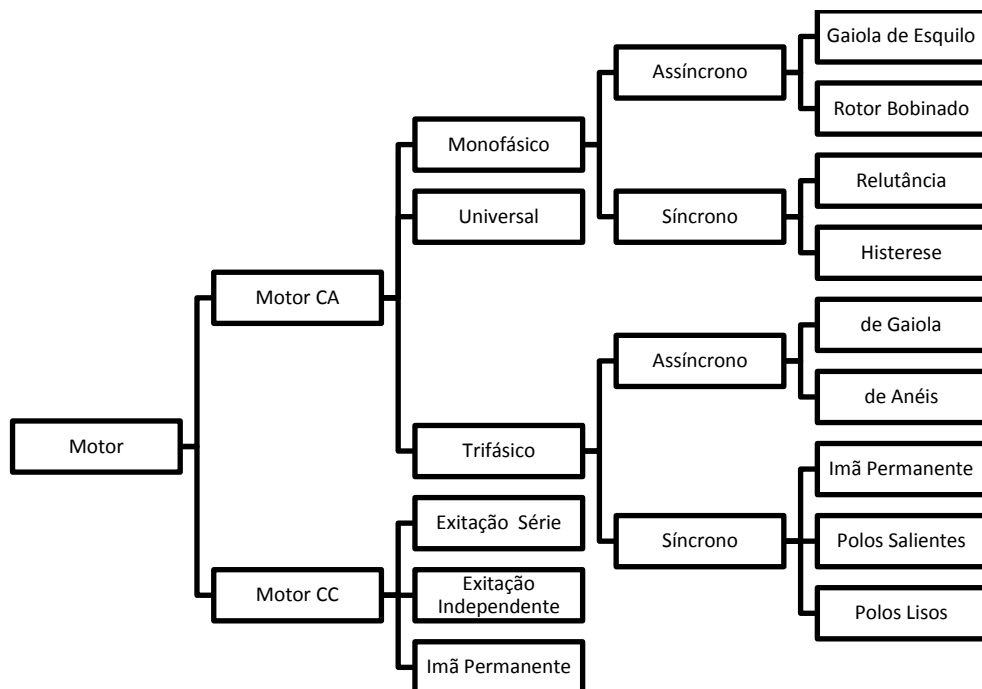
2 MOTOR DE INDUÇÃO

O motor de indução foi patenteado em 1888 por Nikola Tesla, sendo conceituado como um equipamento de fácil construção e ao mesmo tempo robusto. Como sua construção é simples, a sua comercialização se torna mais barata quando comparado com outros tipos de motores. Cerca de 90% dos motores aplicados na indústria são motores de Indução. (FRANCISCO, 2006, p.12)

Os motores de indução são assim chamados porque apenas o estator é alimentado com energia elétrica e o rotor recebe energia através da indução eletromagnética. Os motores de indução são motores de corrente alternada que podem ser divididos tanto quando número de fases quanto ao modo de enrolamento do rotor.

Para este trabalho foi escolhido o tipo de motor assíncrono trifásico também chamado de motor de indução trifásico com rotor de gaiola. Este rotor se torna mais viável se considerar as aplicações de baixa potência, que é o foco deste trabalho. A Figura 1 mostra como os motores elétricos podem ser divididos.

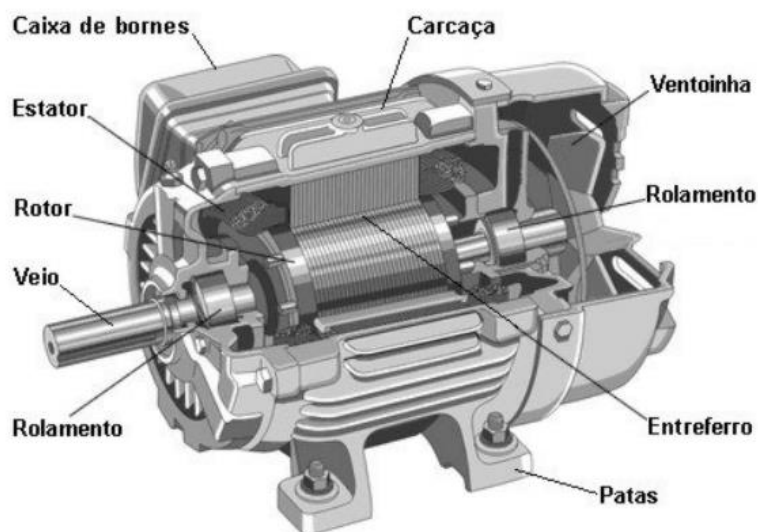
Figura 1 - Diferentes tipos de motores.



Fonte: VAZ, 2010

Na Figura 2 é possível identificar os principais elementos de um motor de indução, e como eles são conectados em sua montagem.

Figura 2 - Motor de indução.



Fonte: FRANCISCO, 2006

Abaixo segue uma pequena descrição de cada parte de um motor de indução:

- Caixa de bornes: nesta caixa é feita a ligação elétrica do motor com a rede;
- Carcaça: A carcaça acopla o estator e serve de proteção contra o meio externo;
- Ventoinha: Tem a função de refrigeração do estator e do rotor;
- Entreferro: É um pequeno espaçamento entre o rotor e o estator. Quanto menor for esse espaçamento melhor será o fluxo magnético entre o rotor e o estator;
- Patas: São usadas para a fixação do motor;
- Rolamentos: São utilizados para fazer o contato entre as partes girantes e fixas do motor.
- Veio: Também conhecido como eixo, faz parte do rotor e é o responsável por fornecer energia mecânica a uma determinada aplicação;
- Estator: É formado por chapas ferromagnéticas que são isoladas entre si. As chapas possuem pequenas cavidades nas quais são colocados enrolamentos de fios de cobre que são alimentados pela rede elétrica.
- Rotor: É a parte móvel do motor, é constituído por um núcleo ferromagnético, que pode ser um conjunto de enrolamento (motor de rotor bobinado) ou um conjunto de condutores paralelos (motor de rotor em curto circuito ou também chamado de rotor em gaiola de esquilo).

2.1 Parâmetros do motor de indução trifásico

Alguns parâmetros são de extrema importância para o entendimento do funcionamento e para o projeto de sistemas controladores dessas máquinas. Os parâmetros listados abaixo proporcionam um entendimento básico sobre os motores de indução trifásicos (BORBA, 2009, p.242):

- Velocidade Síncrona (n_s): Essa velocidade não é a velocidade mecânica do motor, mas sim a velocidade do fluxo magnético gerado pelo enrolamento do estator. O cálculo dessa velocidade é dado pela Equação 1, onde f é a frequência da rede e P é o número de polos do motor.

$$n_s = \frac{120f}{P} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (1)$$

- Velocidade Mecânica (n_m): É a velocidade no eixo do motor e é dada pela Equação 2, onde s é o escorregamento e pode ser calculado pela Equação 3.

$$n_m = (1 - s)n_s \quad (2)$$

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (3)$$

- Fluxo magnético (φ_m): É o fluxo que gera a indução magnética no motor de indução. Este fluxo é proporcional à tensão aplicada no estator e inversamente proporcional à frequência aplicada, como mostrado na Equação 4.

$$\varphi_m \propto \frac{V}{f} \quad (4)$$

- Torque(T): O torque que o motor é capaz de desenvolver é dado pela seguinte equação.

$$T \propto \varphi_m \cdot I_R \quad (6)$$

Onde I_R é a corrente induzida no rotor pelo estator.

- Potência(P): Por fim, a potência mecânica de saída é proporcional à velocidade do rotor e ao torque:

$$P \propto T \cdot n_m \quad (7)$$

2.2 Acionamento elétrico para motores de indução

Quando um motor de indução é colocado em operação o mesmo absorve muita corrente no momento da partida e, dependendo do sistema onde o motor esteja instalado, esse grande consumo de corrente pode ser prejudicial à rede de alimentação. (AZEVEDO, MENDES, 2008, p.29).

A corrente que um motor de indução exige na partida pode ser de 6 a 10 vezes maior que a corrente nominal (CAMARGO, 2011, p.26). Devido ao fato dos motores exigirem correntes altas na partida, pode ocorrer queda de tensão na rede, e assim afetar os demais equipamentos ligados a mesma rede.

Com o intuito de diminuir a corrente de partida, controlar a velocidade, torque do motor de indução, algumas técnicas de acionamento de partida e controle foram desenvolvidas. A seguir serão brevemente apresentadas algumas dessas técnicas.

2.2.1 Partida direta

Esta técnica pode ser considerada a mais simples, pois necessita apenas de contadores, disjuntores e chaves para manobras. A partida direta é utilizada para motores abaixo de 5CV desde que a corrente de partida seja menor que a corrente suportada pela rede. (CAMARGO, 2011, p.26)

2.2.2 Partida estrela-triângulo

A partida estrela-triângulo é utilizada em motores de elevada potência com o intuito de diminuir a corrente na partida. Trata-se de uma técnica bastante utilizada, pois a sua implementação é de baixo custo. (CAMARGO, 2011, p.26)

Nesta técnica, o motor parte na configuração estrela e, após uma determinada velocidade, passa para triângulo, e assim operando em suas condições nominais.

Neste tipo de partida, a corrente e o torque são reduzidos a $1/3$, ou aproximadamente entre 25% e 33% da corrente de partida nominal. (CAMARGO, 2011, p.27)

2.2.3 Partida com autotransformador

É utilizada na partida de motores maiores, de até 15CV. A função do autotransformador é diminuir a tensão na partida, podendo assim, diminuir a corrente de pico.

Essa técnica de partida tem um custo mais elevado quando comparado com a técnica de partida estrela-triângulo, o que faz com que sua aplicação seja mais limitada a casos especiais.

2.2.4 *Partida com Soft Starter*

O *Soft Starter* é um dispositivo capaz de efetuar além do controle de partida, o controle de frenagem e torque e, com isso, consegue manter a corrente de partida muito próxima da corrente nominal com baixa variação durante todo o período de tempo da partida. (WEG, 2010, p.15)

Para ser possível o controle fino de corrente de partida, o soft starter oferece um ajuste de tensão inicial de partida e um tempo de ciclo pré-determinado para que o motor acelere até a velocidade nominal e conseqüentemente obtenha a tensão nominal da rede. Com isso, os picos de correntes são evitados, evitando-se desgastes em peças mecânicas e amenizando efeitos na rede elétrica.

2.2.5 *Inversores de Frequência*

Além do controle de partida de motores de indução, a indústria necessita do controle de velocidade variável ao longo do processo. Esses controles que antes eram feitos por motores de corrente contínua, agora passam a ser realizados por motores de indução, cujo processo é possível graças aos conversores de frequência.

Devido ao baixo custo, economia de energia, fácil instalação e parametrização, os inversores de frequência, como também são chamados, são utilizados amplamente no meio industrial. (WEG, 2010, p.45)

3 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

A partir do momento em que foram criados os motores elétricos, os projetistas sentiram a necessidade de controlá-los de alguma maneira. Várias técnicas foram usadas para o controle de velocidade de motores, mas, sem dúvida, as que mais se destacaram foram as técnicas que fazem uso de inversores de frequência. Atualmente existem várias empresas especializadas na fabricação de inversores, como a Siemens, a Weg, a Yaskawa, a Allen Bradley e a ABB, entre outras.

A ideia básica de um inversor de frequência é transformar a tensão de entrada, geralmente corrente alternada fornecida pela rede elétrica, em corrente contínua, e depois transformar novamente em corrente alternada, mas agora com um sinal modulado, onde é possível alterar tanto a amplitude como a frequência deste sinal de saída.

Um inversor de frequência é formado basicamente por um retificador, acoplado a um inversor trifásico através de um elo de corrente contínua, como mostrado na Figura 3.

Figura 3 - Diagrama de blocos de um inversor.



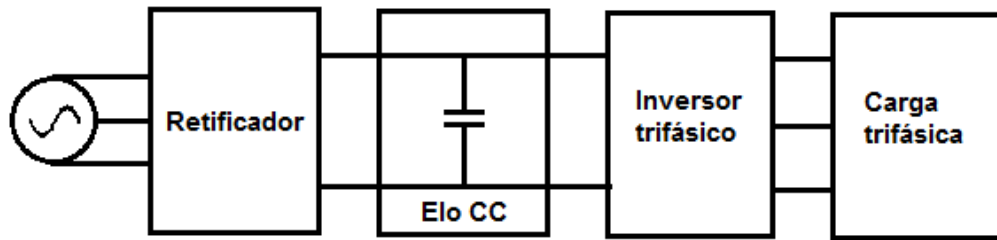
Fonte: BORBA, 2009

O elo de corrente contínua tem a função de fornecer corrente contínua, que geralmente é fornecida por um retificador, ao inversor trifásico.

Este elo é constituído por componentes capazes de armazenar energia elétrica, capacitores ou indutores, fator este que depende da configuração do inversor. A configuração que utiliza o capacitor é chamada de Inversor de Tensão Imposta e, para a configuração com um indutor, é chamada de Inversor de Corrente Imposta. (BORBA, 2009, p. 242)

Para este trabalho foi escolhido o Inversor de Tensão Imposta. Neste modelo, a tensão de entrada do inversor é mantida constante pelo capacitor do elo CC como mostrado na Figura 4.

Figura 4 - Diagrama de blocos de um Inversor de Tensão Imposta.

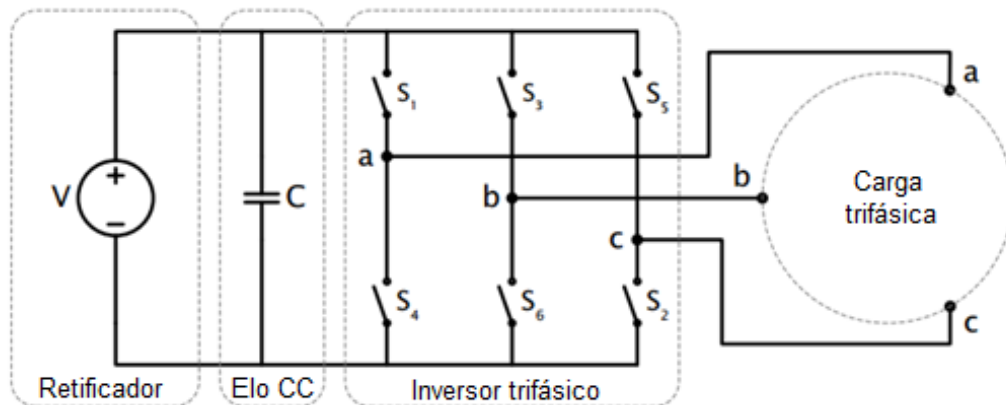


Fonte: BORBA, 2009

O bloco do retificador de tensão é responsável por tratar o sinal CA da rede e fornecer um sinal contínuo para o elo CC ou também chamado de barramento CC. O elo tem por objetivo melhorar o sinal de tensão CC fornecido pelo retificador, ou seja, ele torna o sinal mais regular para o inversor.

Na Figura 5 é mostrado o circuito básico de um Inversor de Tensão Imposta Trifásico alimentando uma carga trifásica. O inversor transforma a tensão contínua fornecida pelo barramento CC em uma tensão alternada com frequência modulada. Isso é muito importante, pois algumas técnicas de controle de velocidade de motores elétricos são baseadas na modulação da frequência da tensão fornecida para o motor. A modulação do sinal de saída é feita através de técnicas da comutação dos interruptores S1, S2, S3, S4, S5 e S6.

Figura 5 - Circuito básico de um Inversor de Tensão Imposta Trifásico em Ponte.



Fonte: BORBA, 2009

3.1 Retificador

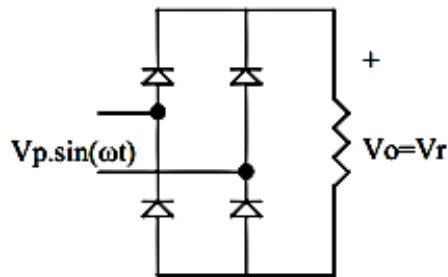
Como o fornecimento de energia elétrica é feito em corrente alternada e muitas aplicações exigem uma tensão contínua, a solução para essa adaptação de alternado para contínuo é feita por conversores CA-CC, ou também chamados de retificadores.

Os retificadores podem ser classificados de três maneiras, controlados e não controlados, de acordo com o número de fases de entrada e se são de meia-ponte ou de ponte completa. (EMERICH, 2005, p.65). Neste trabalho serão abordados apenas os retificadores não controlados.

3.1.1 Retificador monofásico não controlado

Os retificadores não controlados são aqueles que utilizam diodos, portanto, não há a possibilidade de atuar no chaveamento desses semicondutores. Um retificador monofásico de ponte completa com carga puramente resistiva tem o esquema representado pela Figura 6.

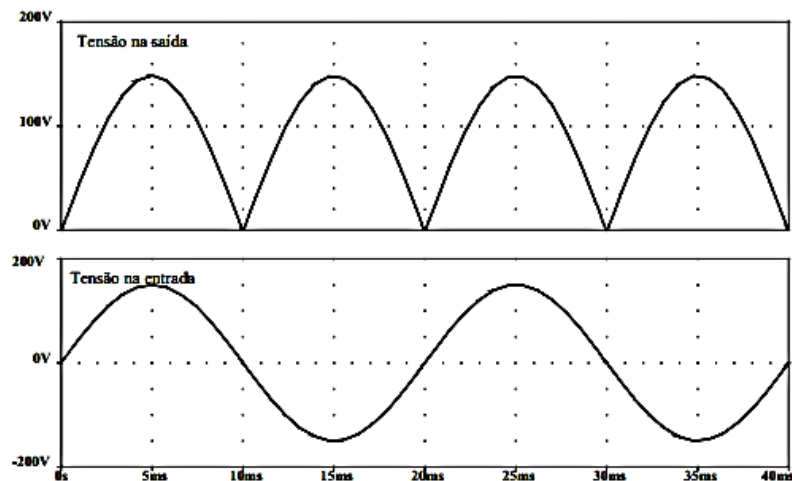
Figura 6 - Retificador monofásico de ponte completa.



Fonte: EMERICH, 2005

A Figura 7 compara as formas de onda da tensão na entrada do retificador com a forma de onda que será aplicada a essa carga resistiva.

Figura 7 - Comparação entre tensão de entrada e saída do retificador monofásico com carga resistiva.

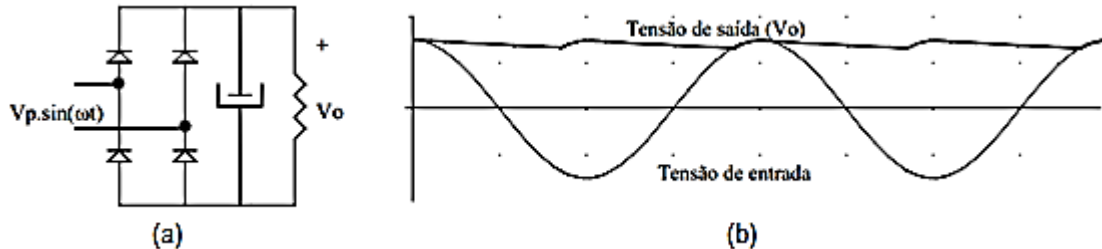


Fonte: EMERICH, 2005

Percebe-se que a tensão de saída passa a ser contínua, ou seja, em nenhum momento ela tem o sua polaridade alterado.

Um retificador com carga capacitiva, Figura 8 (a), faz com que a tensão de saída seja alisada e assim eleva seu valor médio quando comparado com a carga resistiva do caso anterior, efeito que pode ser observado na Figura 8 (b).

Figura 8 - (a) Retificador com carga capacitiva, (b) Comparação entre tensão de entrada e saída de um retificador com carga capacitiva.

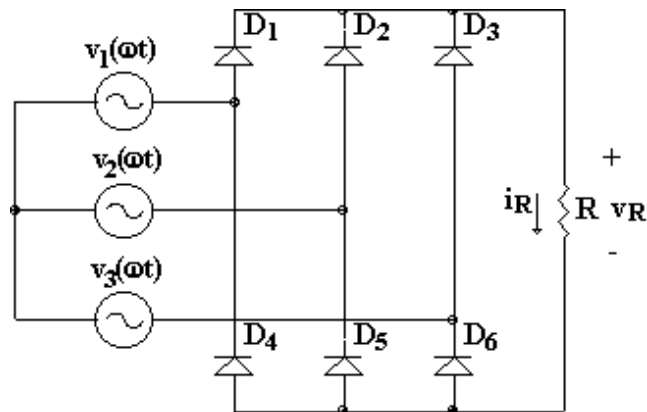


Fonte: EMERICH, 2005

3.1.2 Retificador trifásico não controlado

O retificador trifásico de onda completa não controlado é assim chamado por usar um sistema trifásico, e onda completa, pois aproveita todo o ciclo da onda, tanto positivo quanto negativo. Na Figura 9 é ilustrado o esquema de retificador trifásico de onda completa não controlado.

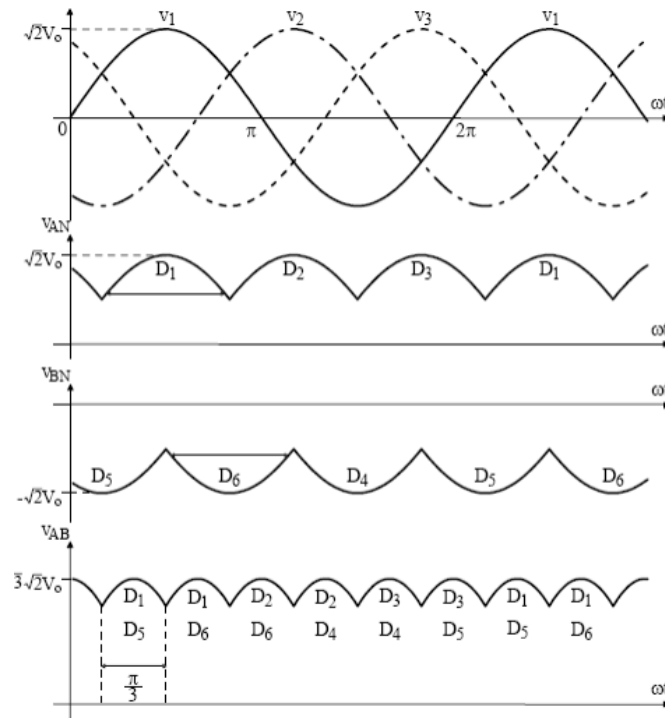
Figura 9 - Retificador trifásico de onda completa não controlado.



Fonte: EMERICH, 2005

Esta topologia conduzirá o diodo que estiver no momento com a tensão mais positiva e o que estiver com a tensão mais negativa. Cada par de diodos conduzirá por 60° e cada diodo conduzirá por 120° . A frequência da tensão retificada é igual a 6 vezes a frequência das tensões de alimentação. Pode-se observar na Figura 10 que, a partir de 30° , os diodos D_1 e D_5 estão, respectivamente, nas tensões mais positiva e mais negativa. Eles conduzirão até o próximo cruzamento em que o diodo D_6 fica na tensão mais negativa e assim conduzirá no lugar de D_5 e assim será até o próximo cruzamento. (EMERICH, 2005, p.65)

Figura 10 - Formas de onda de um retificador trifásico de onda completa na controlado.



Fonte: EMERICH, 2005

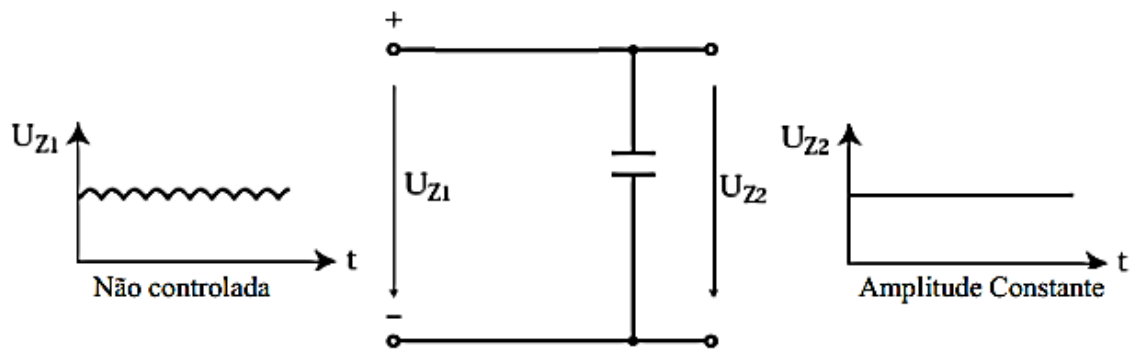
Esse retificador é mais eficiente do que o retificador trifásico de meia onda, pois, fornece seis pulsos enquanto o de meia onda fornece apenas três, e assim fornece uma saída com menos ondulação. Como a frequência de saída é mais alta, a filtragem é simplificada. (EMERICH, 2005, p.65)

3.2 Barramento CC

Após a tensão de entrada ser retificada, é necessário que essa tensão passe por um filtro, pois a tensão fornecida pelo retificador contém certas ondulações não desejadas.

O filtro pode ser formado basicamente por um capacitor ou banco de capacitores. O capacitor é carregado com a tensão de pico da entrada e, a partir do momento em que a tensão de entrada se torna menor que a tensão no capacitor, os diodos são bloqueados e a tensão passa a ser fornecida pelo capacitor. Assim, se o projeto do filtro for realizado corretamente, a tensão de saída do filtro é uma tensão sem ondulações. A Figura 11 ilustra a ação de um filtro ideal.

Figura 11 - Ação do filtro.



Fonte: EMERICH, 2005

3.3 Inversor de tensão

O inversor é um conversor CC-CA, ou seja, este conversor transforma a tensão contínua em tensão alternada. Estes conversores CC-CA podem ser ligados a qualquer tipo de fonte contínua, como por exemplo:

- Bancos de bateria;
- Células combustíveis;
- Rede de painéis solares.

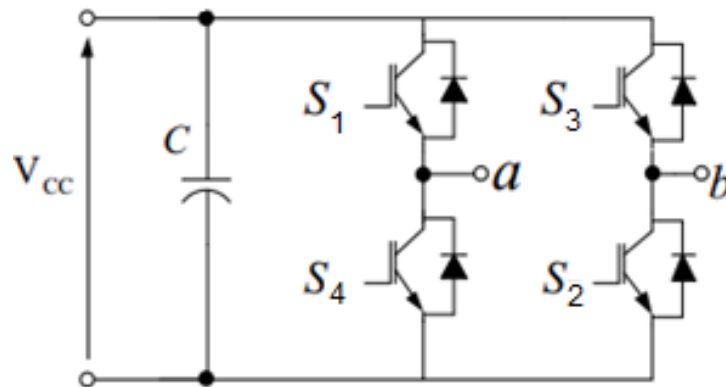
No entanto, na indústria são mais comuns os conversores CC-CA serem conectados em circuitos com retificador e filtro. (RANIEL, 2011, p.128)

A conversão de CC-CA é feita através da comutação dos transistores. Para um melhor entendimento de como é feito essa conversão, será apresentado primeiramente o funcionamento de um circuito inversor monofásico.

3.3.1 Conversor CC-CA monofásico

Um modelo de inversor monofásico está representado pela Figura 12. Para que a conversão seja feita de maneira correta, os sinais S1, S2, S3 e S4 que acionam os transistores devem ser comutados de forma específica. Cada transistor irá receber no *gate* um sinal que pode ser representado pelos níveis lógicos 1 ou 0 e, de forma a evitar que os dois transistores de um mesmo braço conduzam em simultâneo, os interruptores de baixo recebem os sinais complementares dos transistores de cima, correspondentes.

Figura 12 - Inversor monofásico.



Fonte: RANIEL, 2011

Uma vez que o inversor é controlado por dois sinais binários, onde esses sinais são referentes aos estados dos transistores S_1 e S_3 , o sinal binário 0 significa que o transistor está bloqueado e o 1 significa que o transistor está conduzindo. Na Tabela 1 são apresentados os estados de comutação correspondentes a este modelo.

Tabela 1 - Sinais de comutação

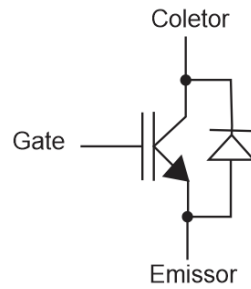
Sinal do <i>Gate</i> S_1	Sinal do <i>Gate</i> S_3	Saída de Tensão (V_{ab})
1	0	V_{cc}
1	1	0
0	1	$-V_{cc}$
0	0	0

Fonte: CONSTANTINO, 2013

Nota-se que dois dos estados, (1,1) e (0,0), geram uma tensão de 0V. Esta característica é chamada de nível de tensão de redundância e pode ser utilizada para outros propósitos de controle, desde que não afete o nível de tensão da carga.

Em aplicações com cargas indutivas, podem aparecer tensões inversas elevadas. Os transistores devem ser protegidos dessas tensões e, para isso, um diodo pode ser conectado entre o coletor e o emissor do transistor, como mostrado na Figura 13. (BARBI, 2007)

Figura 13 - Transistor com proteção a diodo.



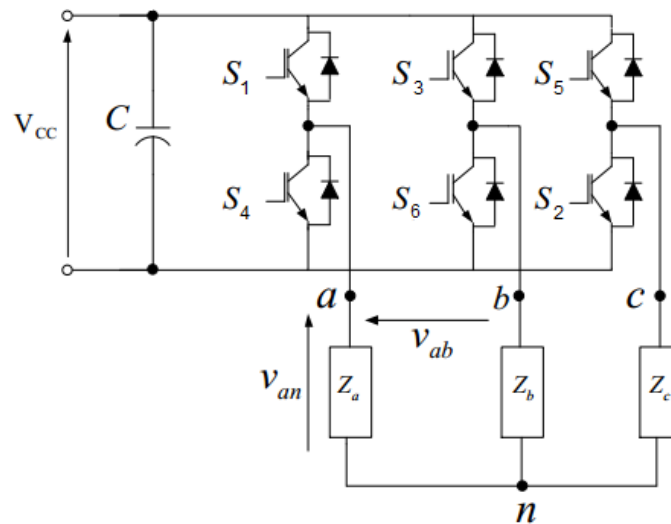
Fonte: Autor

3.3.2 Conversores CC-CA trifásicos

O conversor CC-CA trifásico de tensão, é uma das estruturas mais empregadas na indústria, normalmente aplicado em altas potências. Sua popularidade deve-se à sua eficiência em obter tensões trifásicas com frequência controlável (MARTINS; BARBI, 2005, p.394).

Como cada tensão de entrada dos motores de indução é defasado em 120° , é necessário que a lógica aplicada para a comutação dos transistores também resulte em uma defasagem de 120° em cada fase na saída do conversor CC-CA trifásico. Um conversor CC-CA trifásico pode ser representado pela Figura 14.

Figura 14 - Conversor CC-CA trifásico.



Fonte: CONSTANTINO, 2013

Uma sequência possível de comutação dos sinais de entrada do *gate* dos transistores é a que está representada na Tabela 2.

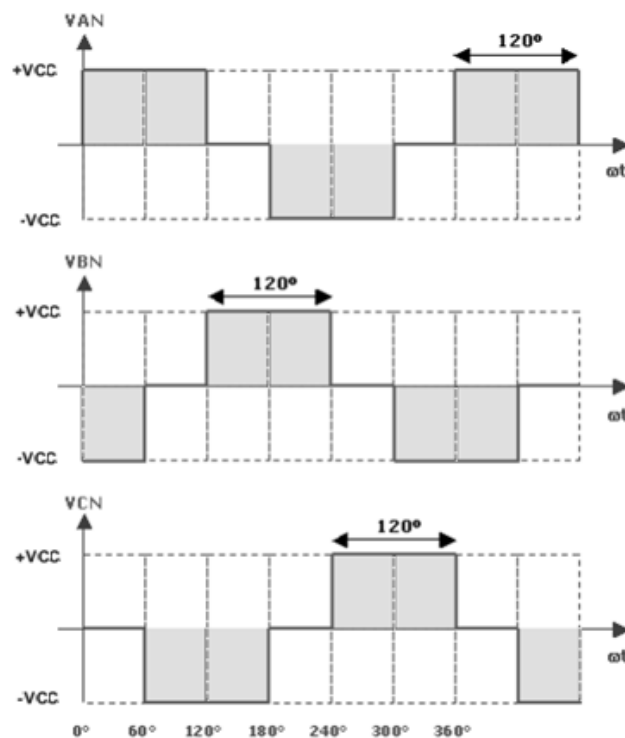
Tabela 2 - Sequência de acionamento dos transistores.

Intervalo	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0° – 60°	1	0	0	0	0	1
60° – 120°	1	1	0	0	0	0
120° – 180°	0	1	1	0	0	0
180° – 240°	0	0	1	1	0	0
240° – 300°	0	0	0	1	1	0
300° – 360°	0	0	0	0	1	1

Fonte: CONSTANTINO, 2013

Esta lógica de acionamento faz com que um sinal alternado e com 120° seja aplicado ao motor. Para que não ocorra curto circuito nas fases, os transistores devem ser ativados dois de cada vez, um do grupo S1, S3 e S5 e outro do grupo S4, S5 e S6. As formas de onda das fases A, B e C para este tipo de lógica são mostradas na Figura 15.

Figura 15 - Forma de onda das fases na saída do conversor trifásico.



Fonte: CLUBE DA ELETRÔNICA, 2009.

Tanto para o caso em que é usado um inversor monofásico ou trifásico a forma de onda na saída do inversor é retangular. Para que o sinal na saída se comporte como um sinal senoidal é necessário que os transistores sejam acionados obedecendo algumas das técnicas

de acionamento dos transistores mais avançadas. No próximo item serão estudadas duas das técnicas de modulação.

3.4 Técnicas de modulação

O acionamento dos transistores pode ser feito através de técnicas de modulação por largura de pulso (MLP), seja do tipo senoidal, histerese, modulação vetorial, modulação ótima, modulação aleatória, entre outras.

Dentre as principais técnicas de modulação, a modulação vetorial tem-se tornado bastante popular devido às seguintes características (NICOLAU, 2007, p.17):

- Alto aproveitamento da tensão do elo CC;
- Faixa de operação linear maior;
- Operação na faixa de sobre modulação;
- Baixa distorção harmônica;
- Perdas de chaveamento são passíveis de otimização.

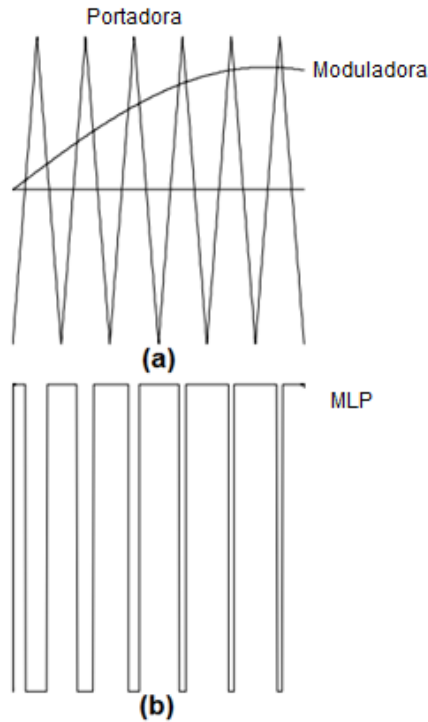
A seguir serão apresentadas duas técnicas de modulação, a modulação senoidal e a modulação vetorial. Como este trabalho visa o embasamento teórico para o projeto de um inversor de frequência operando com modulação vetorial então a mesma será estudada com mais detalhes neste trabalho.

3.4.1 Modulação Senoidal

A modulação senoidal é a mais popular, difundida e discutida na literatura, e comumente utilizada em aplicações industriais.

Na MLP senoidal, um sinal senoidal de referência chamado de moduladora é comparado com uma portadora triangular, e assim gera os pulsos que acionam os transistores. A Figura 16 (a) mostra a comparação entre o sinal da moduladora e a portadora, e a Figura 16 (b) apresenta o resultado da comparação, ou seja, o sinal PWM que irá ativar um determinado transistor.

Figura 16 - (a) Princípio de Operação da MLP senoidal. (b) Pulsos oriundos da comparação do sinal de referência e da portadora.



Fonte: NICOLAU, 2007.

3.4.2 Modulação Vetorial (SVPWM)

Com o intuito de diminuir o conteúdo harmônico e melhorar o aproveitamento do barramento CC, em 1986, Van der Broek propôs uma técnica baseada na teoria de vetores espaciais para máquinas de corrente alternada, chamada de Modulação Vetorial ou SVPWM - *Space Vector Pulse Width Modulation* (CORTÉS, 2005, p. 97). Nesta técnica, a comutação dos interruptores é feita através do cálculo de seus tempos de aplicação e não mais através da comparação dos sinais de uma moduladora com uma onda triangular. Com isso foi possível um aumento de 15 % do aproveitamento do barramento CC. Além de aumentar o aproveitamento do barramento CC, a modulação vetorial também diminui o conteúdo harmônico, minimiza as comutações dos interruptores e também é adequada para implementação digital. (FLORES, 2009, p.24)

O conceito de vetores espaciais é derivado do campo girante da máquina CA a qual é acionada por um inversor de saída modulada. Neste tipo de modulação, as grandezas trifásicas podem ser transformadas para equivalentes bifásicas em componentes síncronas com referencial girante ou estacionário. (GIFFONI, 2008, p.142)

Considerando-se um sistema de tensões balanceadas trifásicas representadas pelo conjunto das equações abaixo:

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

Para análise do controle vetorial é preferível expressar o sistema trifásico em função do cosseno, como mostrado pelas equações a seguir:

$$\begin{cases} V_a = V_m \cos(\omega t) \\ V_b = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (9)$$

Quando as tensões descritas pelas Equações 9 são aplicadas a uma máquina CA, é gerado um fluxo girante no entreferro que pode ser representado como um vetor que gira com velocidade síncrona. A amplitude e o ângulo deste vetor podem ser encontrados pela transformada de Clarke, conforme mostrado pela Equação 10.

$$\vec{v}_{ref} = v_\alpha + v_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (10)$$

Sendo que:

$$a = e^{\frac{j2\pi}{3}} \quad (11)$$

$$a^2 = e^{\frac{j4\pi}{3}} \quad (12)$$

$$|\vec{v}_{ref}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (13)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (14)$$

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3}\left[\left(V_a + \cos\frac{2\pi}{3}V_b + \cos\frac{2\pi}{3}V_c\right) + j\left(\sin\frac{2\pi}{3}V_b - \sin\frac{2\pi}{3}V_c\right)\right] \quad (15)$$

Separando-se a Equação 15 em partes reais e imaginárias, obtém-se as equações 16 e 17, respectivamente.

$$v_\alpha = \frac{2}{3}\left(V_a + \cos\frac{2\pi}{3}V_b + \cos\frac{2\pi}{3}V_c\right) \quad (16)$$

$$v_\beta = \frac{2}{3}\left(\sin\frac{2\pi}{3}V_b - \sin\frac{2\pi}{3}V_c\right) \quad (17)$$

Passando-se agora para a forma matricial.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

A Equação 19 representa a equação de Clarke que torna possível representar um sistema de tensões trifásico em seu equivalente bifásico.

Reescrevendo-se as funções trigonométricas na forma exponencial através da seguinte identidade trigonométrica de Euler:

$$\cos(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad (20)$$

Substituindo-se a Equação 20 na Equação 10 se obtêm as equações 21, 22 e 23.

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} V_m \left[\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})}}{2} + \frac{e^{j\omega t} + e^{-j(\omega t + \frac{8\pi}{3})}}{2} \right] \quad (21)$$

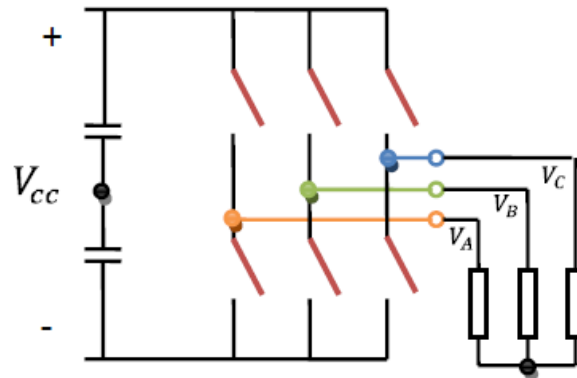
$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} V_m \frac{3}{2} e^{j\omega t} \quad (22)$$

$$\vec{v}_{ref} = V_m e^{j\omega t} \quad (23)$$

Percebe-se que o vetor de referência \vec{v}_{ref} gira em plano complexo com módulo e velocidade síncrona constante, ou seja, a transformada de Clarke não alterou as características fundamentais do sistema trifásico, como amplitude e frequência.

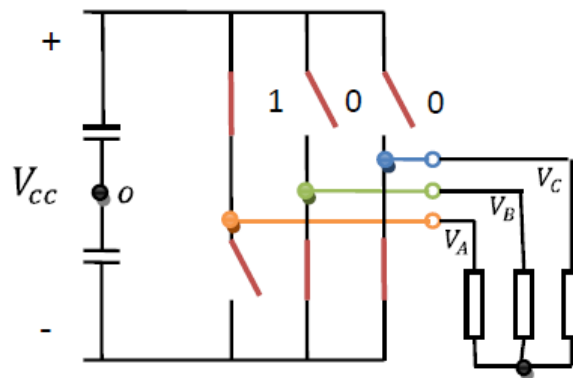
Considerando-se agora o inversor trifásico alimentando uma carga conforme ilustrado na Figura 17, é possível identificar que para um inversor de três braços existem apenas oito possibilidades de combinação de comutação, a saber que os interruptores de um mesmo braço são complementares.

Figura 17 - Inversor de frequência alimentando uma carga trifásica



Fonte: FLORES, 2009.

Para identificar um estado específico de comutação é necessário observar os estados dos interruptores superiores do inversor da Figura 18, onde 1 significa que o interruptor está conduzindo e 0 indica que o interruptor está bloqueado. O estado da Figura 18 será chamado de $\overline{V1} = 100$.

Figura 18 - Inversor de frequência representando o estado $\overline{V1} = 100$ 

Fonte: FLORES, 2009.

Escrevendo-se as equações das tensões aplicadas à carga, tomando-se como referência o ponto “o” para o estado $\overline{V1} = 100$ encontram-se as equações abaixo.

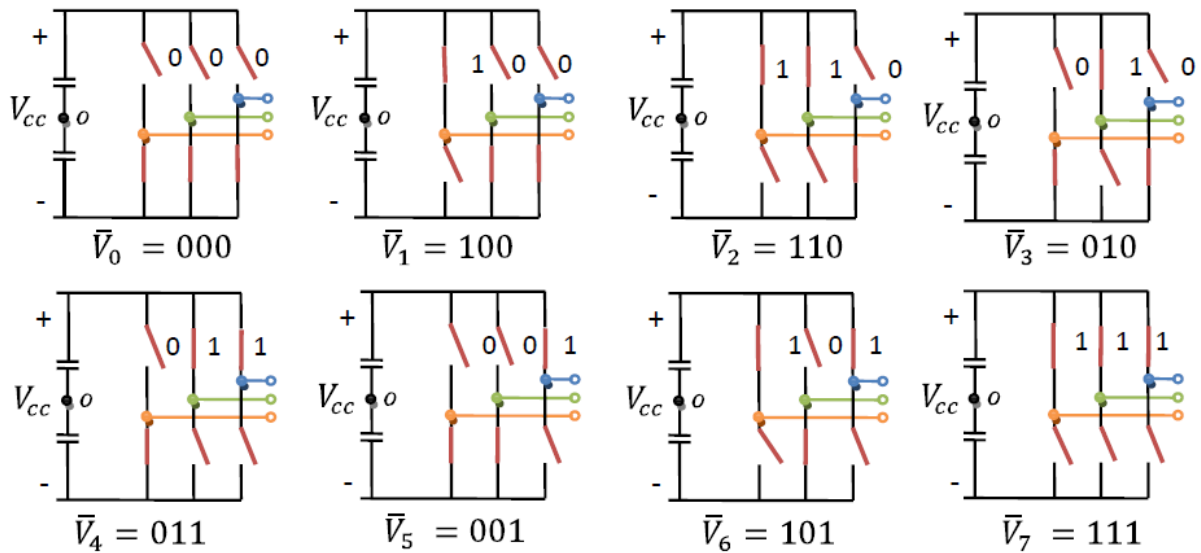
$$\begin{cases} V_{ao} = +\frac{V_{cc}}{2} \\ V_{bo} = -\frac{V_{cc}}{2} \\ V_{co} = -\frac{V_{cc}}{2} \end{cases} \quad (24)$$

Substituindo-se as equações 24 na Equação 10, resulta no vetor espacial no plano complexo para o estado $\overline{V1} = 100$, conforme pode ser observado pela Equação 25.

$$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} \quad (25)$$

Analisando-se os estados dos interruptores nas oito combinações possíveis da Figura 19 e realizando-se o mesmo procedimento anterior, obtêm-se as equações para os demais estados.

Figura 19 - Todas as oito possíveis combinações dos interruptores de um inversor de frequência trifásico



Fonte: FLORES, 2009.

As equações para todas as oito combinações estão descritas abaixo:

$$\bar{V}_0 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0 \quad (26)$$

$$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} \quad (27)$$

$$\bar{V}_2 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (28)$$

$$\bar{V}_3 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (29)$$

$$\bar{V}_4 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\pi} \quad (30)$$

$$\bar{V}_5 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (31)$$

$$\bar{V}_6 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_{cc} e^{j\frac{5\pi}{3}} \quad (32)$$

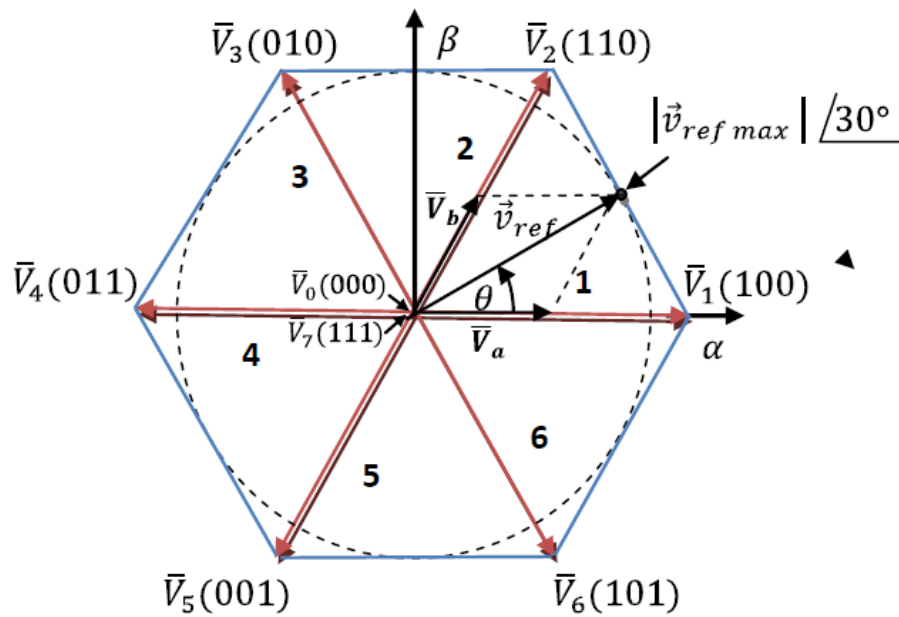
$$\bar{V}_7 = \frac{2}{3} \left(+\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{V_{cc}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = 0 \quad (33)$$

Pelas equações de 26 a 33 é possível perceber que seis combinações resultam em transferência de energia da fonte para a carga. Essas combinações recebem o nome de vetores

ativos. As duas outras combinações não resultam em transferência de energia, então são chamadas de vetores nulos ($\bar{V}_0 = 000$ e $\bar{V}_7 = 111$).

Os oito vetores resultantes das combinações dos interruptores são os únicos vetores possíveis de gerar com um inversor trifásico. Os mesmos são vetores fixos em um plano complexo, conforme representado pela Figura 20. Os vetores nulos são representados no centro do plano, pois os mesmos não possuem magnitude. Os seis vetores ativos têm a mesma magnitude e estão defasados em 60° formando um hexágono. Cada parte do hexágono é chamada de setores, e assim então formando-se então seis setores. O vetor de referência tem seu valor máximo na interseção do hexágono com o círculo inscrito no mesmo. Tomando-se o primeiro setor como referência, o vetor de referência é máximo para um ângulo de 30° , como mostrado na Figura 20.

Figura 20 - Vetores espaciais de tensão do inverso trifásico



Fonte: FLORES, 2009.

Para que a modulação vetorial seja corretamente aplicada, é preciso que o vetor de referência circule pelos seis setores do plano complexo α - β . Para que isso seja realizado, o inversor deverá aplicar à carga os vetores ativos \bar{V}_A e \bar{V}_B e os vetores nulos \bar{V}_0 e \bar{V}_7 em um período de amostragem T_s . A aplicação desses vetores deve ser tal que corresponda exatamente ao vetor de referência. A Equação 34 apresenta uma forma de determinar o vetor de referência através dos vetores ativos e nulos em um período de amostragem.

$$\vec{v}_{ref} = \frac{1}{T_s} (\bar{V}_A \cdot t_a + \bar{V}_B \cdot t_b + \bar{V}_0 \cdot t_0 + \bar{V}_7 \cdot t_7) \quad (34)$$

A soma dos tempos deve ser igual ao período de amostragem conforme mostrado na Equação 35.

$$t_a + t_b + t_0 + t_7 = T_s \quad (35)$$

Sabendo-se que $\bar{V}_0 = \bar{V}_7 = 0$ e então reescrevendo-se a Equação 34, obtém-se a Equação 36.

$$\vec{v}_{ref} = \bar{V}_a + \bar{V}_b = \bar{V}_A \left(\frac{t_a}{T_s} \right) + \bar{V}_B \left(\frac{t_b}{T_s} \right) \quad (36)$$

Agora separando-se o vetor de referência em parte real e parte imaginária no plano complexo obtém-se as equações 37 e 38, respectivamente.

$$Re: \vec{v}_{ref} \cdot \cos(\theta) \cdot T_s = \left(\frac{2}{3} V_{cc} \right) \cdot t_a + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2}{3} V_{cc} \right) \cdot t_b \quad (37)$$

$$Im: \vec{v}_{ref} \cdot \sin(\theta) \cdot T_s = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left(\frac{2}{3} V_{cc} \right) \cdot t_b \quad (38)$$

Assim então é possível solucionar as equações e determinar os tempos. As equações abaixo foram solucionadas para $0 < \theta < 60^\circ$.

$$t_a = \frac{\sqrt{3} \cdot \vec{v}_{ref}}{V_{cc}} \cdot T_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (39)$$

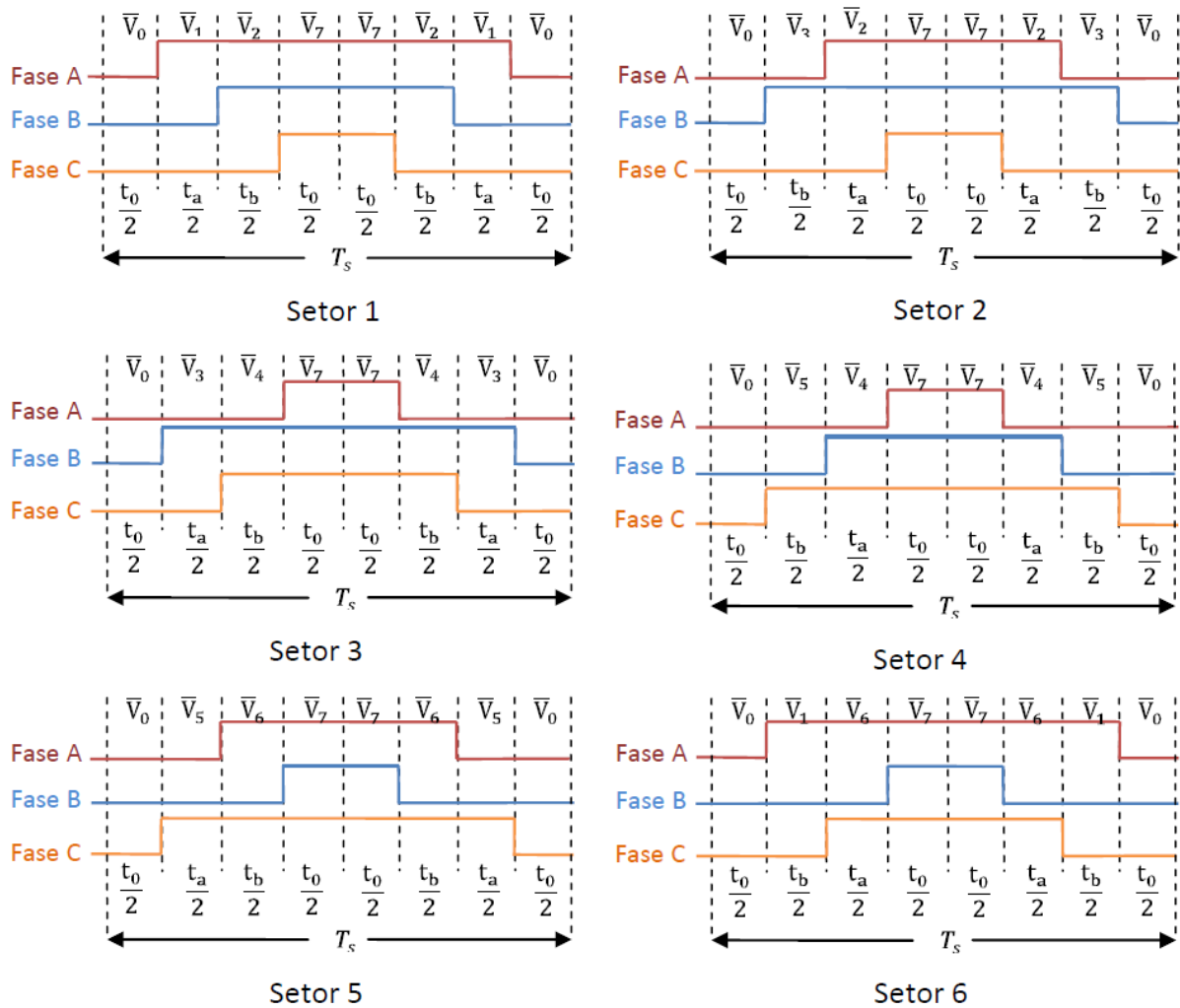
$$t_b = \frac{\sqrt{3} \cdot \vec{v}_{ref}}{V_{cc}} \cdot T_s \cdot \sin(\theta) \quad (40)$$

$$t_0 = \frac{t_a + t_b - T_s}{2} \quad (41)$$

Agora que já é possível calcular os tempos e, identificar em qual setor o vetor de referência se encontra, deve-se determinar a ordem em que será aplicada aos interruptores. Embora a sequência de aplicação dos vetores não altere o valor médio, ela tem grande influência nas perdas por potência por comutação e no conteúdo harmônico. (NICOLAU, 2007, p.27)

A Figura 21 mostra uma possível sequência de comutação dos interruptores e como deve ser feito a comutação em cada setor.

Figura 21 - Sequência de chaveamento para os seis setores do plano complexo



Fonte: FLORES, 2009.

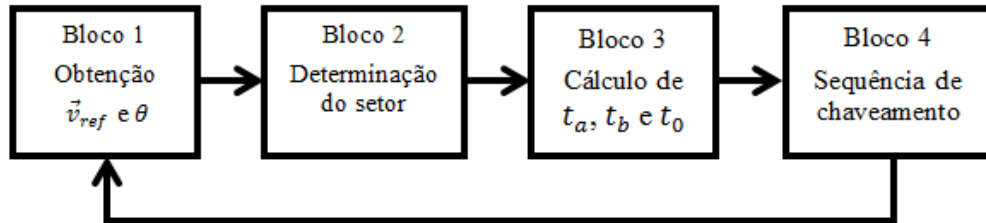
O padrão de comutação dos interruptores da Figura 21 propicia uma melhor distribuição das componentes harmônicas, pelo fato de existir uma simetria na forma de onda e também reduz o número de comutações dos interruptores o que aumenta a vida útil dos mesmos. (CHILET, 2003, p. 17)

Enquanto o vetor de referência estiver em um setor, o inversor deverá repetir a sequência de comutação dos interruptores deste setor até que o vetor mude para o próximo setor.

A técnica de modulação vetorial irá aplicar uma tensão muito semelhante à tensão obtida com a modulação senoidal. No entanto, ao se analisar o seu espectro (tensão de fase), nota-se a presença de uma componente de terceira harmônica, o que não ocorre na modulação senoidal. (FLORES, 2009, p.33)

A Figura 22 mostra a representação do algoritmo básico para a implementação da modulação vetorial.

Figura 22 - Algoritmo básico para implementação da modulação vetorial



Fonte: FLORES, 2009.

Seguindo-se a Figura 22, a modulação vetorial pode ser realizada da seguinte forma para cada período de amostragem:

1. Obter o módulo da tensão de referência e seu ângulo com o eixo α .
2. Identificar, com a informação do ângulo, em qual setor o vetor de referência se encontra.
3. Calcular os tempos t_a , t_b e t_0 .
4. Aplicar a sequência de comutação dos interruptores correspondente ao setor onde o vetor de referência se encontra.

3.5 Controle escalar

Um método de controle de velocidade de motores de indução com relativa simplicidade, que leva em conta apenas a relação tensão/frequência, é chamado de controle escalar. Com o controle escalar não é possível alcançar uma elevada precisão em determinadas aplicações, mas como o custo para a implementação é baixo, e sua simplicidade faz com que essa técnica de controle de velocidade seja muito utilizada.

No controle escalar, é possível obter uma precisão de velocidade de até 0,5 % da rotação nominal do motor sem que haja variação na carga e de 3 a 5%, quando houver variação mecânica, de 0 a 100% do conjugado nominal (PAIXÃO, 2009, p. 41).

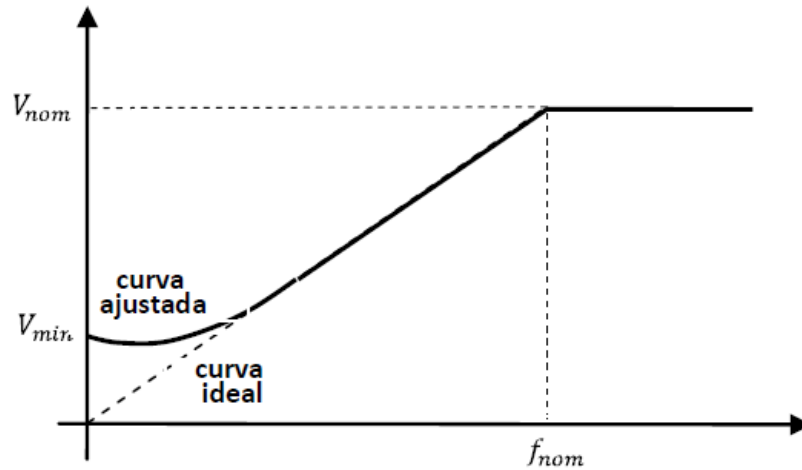
A relação tensão/frequência representa o fluxo magnético, como pode ser visto na Equação 42, onde V é a tensão no estator e f é a frequência.

$$\varphi_m = \frac{V}{f} \quad (42)$$

Em aplicações onde se deseja que o torque do motor seja mantido constante, é necessário manter o fluxo magnético também constante. Quando a tensão for variada a

frequência também deve ser variada na mesma proporção (BENEDITO, 2011, p.121), como mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Curva V/f do controle escalar.



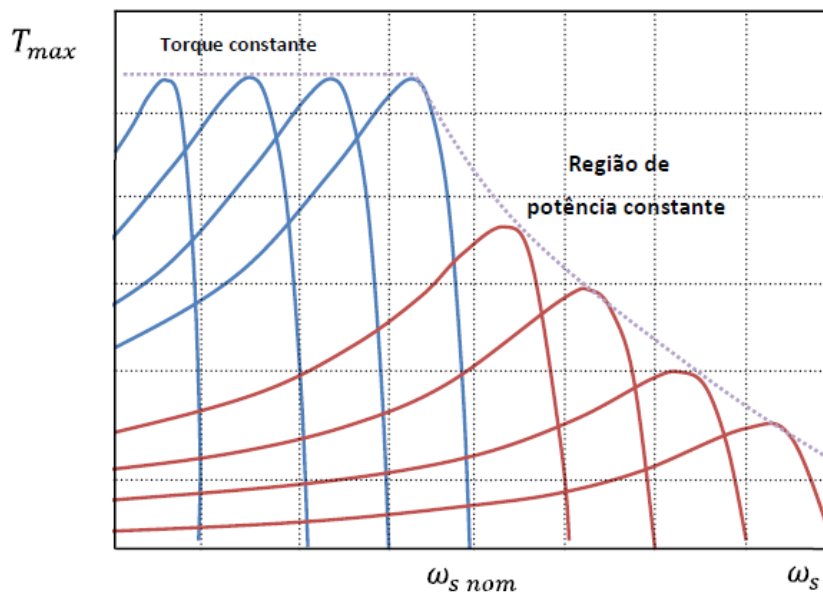
Fonte: FLORES, 2009.

Em condições ideais, a variação da frequência neste tipo de controle é feita linearmente até que seja obtida a tensão nominal do motor, mas, para frequências baixas, a curva é ajustada a fim de compensar a queda de tensão na impedância da estator, como mostrado na Figura 23.

Percebe-se também pela Figura 23, que é possível aumentar a frequência acima da frequência da rede, mas, no entanto, a tensão não é aumentada acima da nominal; essa limitação de tensão pode ser tanto pelas características do motor ou pela capacidade de fornecimento da rede.

Quando a frequência do motor é maior que a nominal, o fluxo começa a diminuir e consequentemente o torque também começa a decrescer. Esta região é chamada de região de enfraquecimento de campo, como pode ser observado na Figura 24.

Figura 24 - Região de enfraquecimento de campo



Fonte: FLORES, 2009.

Como existem várias configurações em que a razão V/f é mantida constante, é possível trabalhar com várias curvas para o torque, o que torna possível mantê-lo constante em várias velocidades, como mostrado na Figura 24.

O inversor de frequência com controle escalar tem por finalidade controlar a velocidade dos motores de indução. A relação tensão / frequência possui curvas predeterminadas e, com isso, é possível utilizar este modelo na maioria dos controles de velocidade. É importante salientar que neste tipo de controle, quando um grau de precisão e torque é exigido, o modo escalar não consegue manter uma relação precisa, ficando limitado a aplicações em que não necessita da rotação próxima de zero (BENEDITO, 2011, p.117).

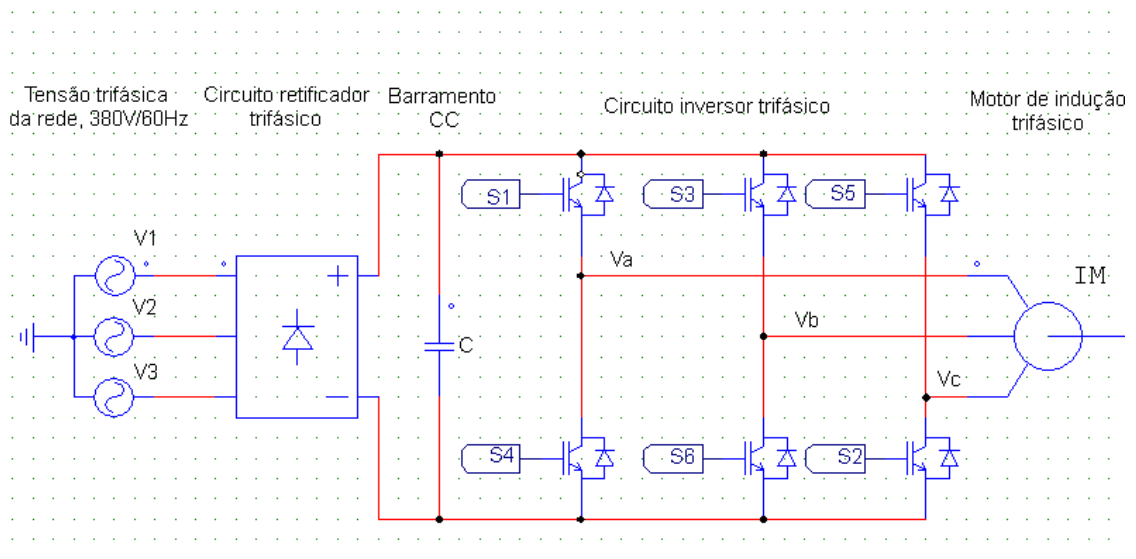
O controle escalar em malha aberta, devido a sua simplicidade e robustez, foi adotado para este trabalho.

4 SIMULAÇÃO

Com o objetivo de estudar a técnica de modulação vetorial e a técnica de controle V/F, foi feita uma simulação do circuito inversor de tensão.

Primeiramente foi montado o circuito em que foram estudadas as técnicas, conforme a Figura 25 mostra o circuito.

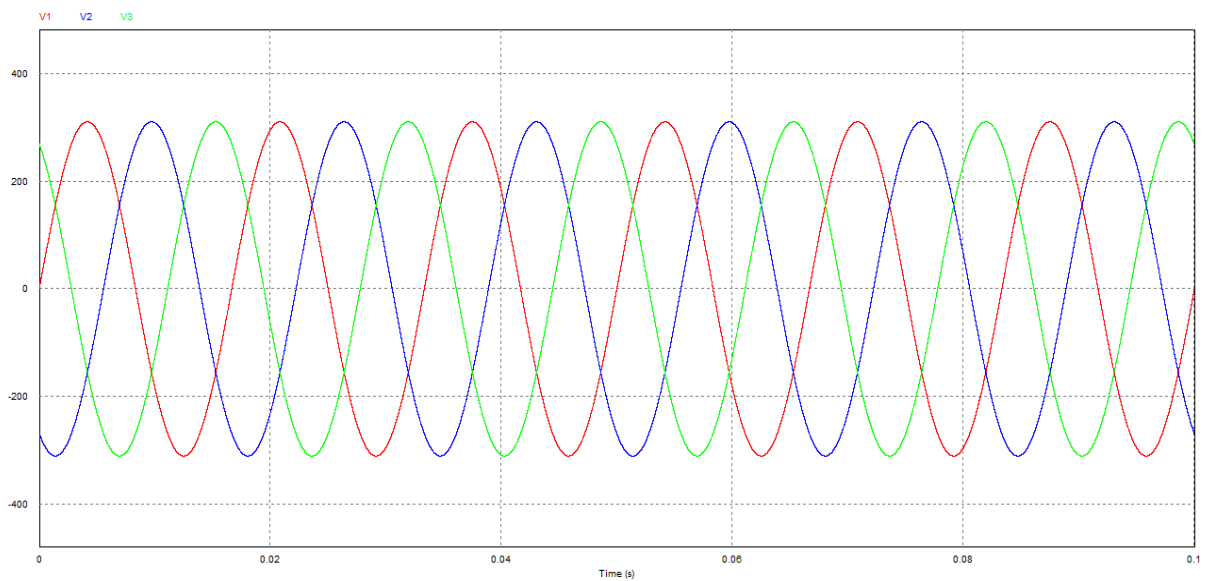
Figura 25 - Circuito com os elementos necessários para a simulação do inversor



Fonte: Autor

A Figura 26 apresenta o resultado da simulação da tensão trifásica da rede.

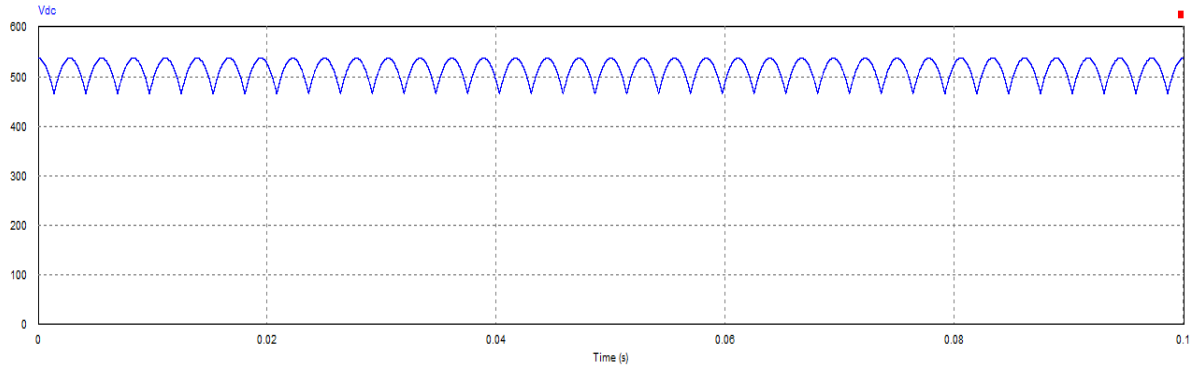
Figura 26 - Simulação da tensão trifásica da rede



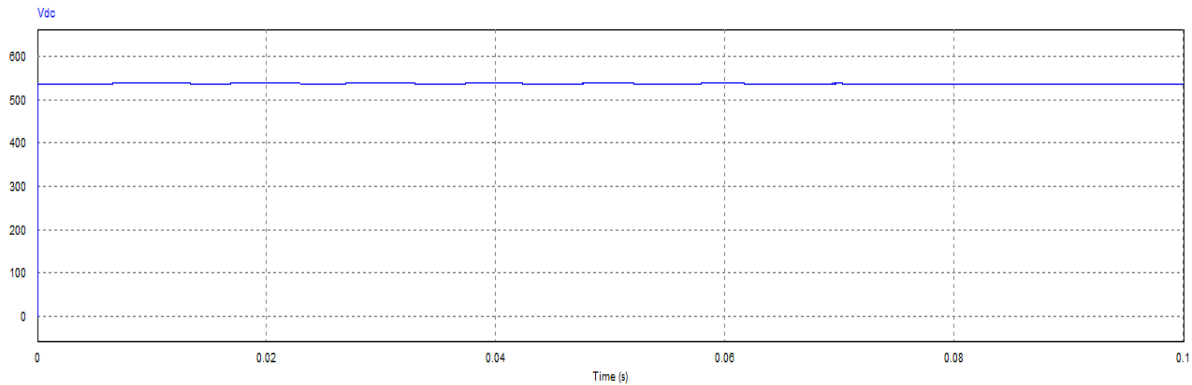
Fonte: Autor

Após a tensão alternada da rede ser retificada e passar pelo barramento CC, a tensão passa a ser constante. Para visualizar o efeito do barramento CC, a Figura 27 compara a tensão retificada com e sem o barramento CC.

Figura 27 - Comparação entre a tensão retificada com e sem o barramento CC.



Tensão retificada sem o barramento CC



Tensão retificada com o barramento CC

Fonte: Autor

Para a simulação do motor, os parâmetros foram ajustados conforme a Tabela 3, estes parâmetros são referentes a um motor de 2CV.

Tabela 3 - parâmetros do motor

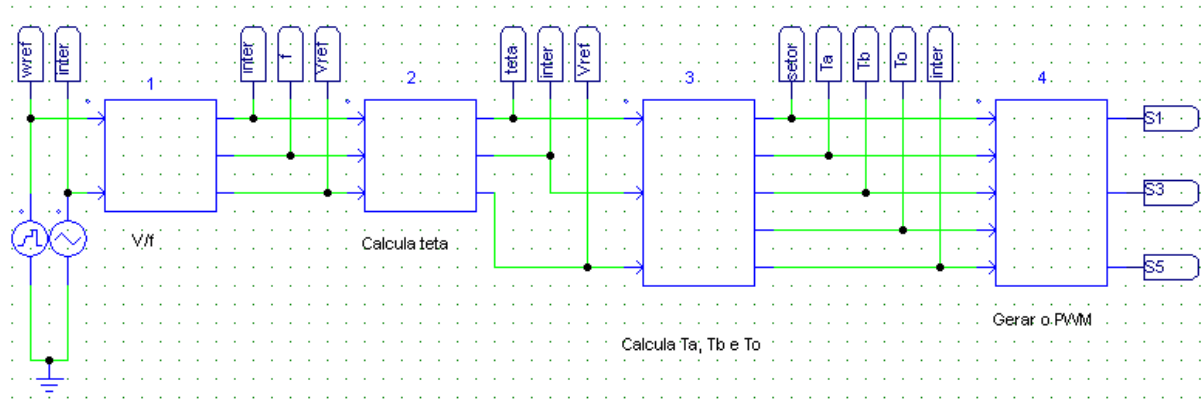
Resistência do estator	3,675Ω
Indutância do estator	9,92mH
Resistência do rotor	2,065Ω
Indutância do rotor	9,92H
Indutância de magnetização	254,97mH
Numero de polos	4
Momento de inercia	0.0045 kgm^2

Fonte: CUNHA, 2006

O SVPWM foi implementado em 4 blocos, conforme a Figura 28, onde cada bloco pode ser programado com o auxílio de portas de saída e entrada. Para a programação dos

blocos foi utilizado à linguagem C (os códigos de cada bloco estão em anexo a neste trabalho).

Figura 28 - Diagrama de blocos do SVPWM



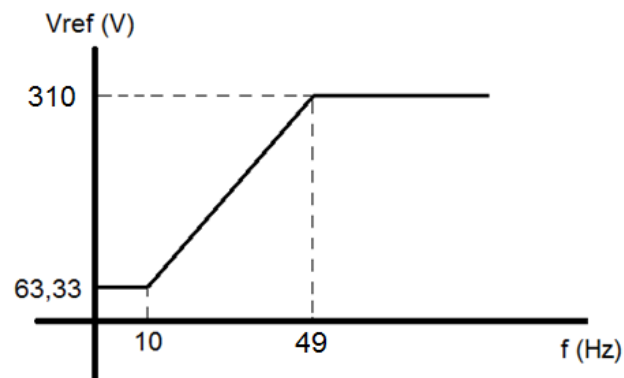
Fonte: Autor

O bloco número 1 tem a função de calcular através da entrada w_{ref} , a referência de velocidade em rpm, o valor da frequência em que o motor vai operar, a tensão que se deseja aplicar no mesmo e receber uma onda triangular com a frequência de chaveamento. Para este caso foi utilizado a uma frequência de chaveamento de 5kHz.

O vetor de referência deve permanecer dentro do círculo inscrito do hexágono da Figura 20. Sabendo-se que os vetores ativos têm módulo igual a $(2/3)V_{cc}$, então, por relação trigonométrica, é possível calcular o valor máximo do módulo do vetor de referência. Para a simulação como a entrada da alimentação trifásica é de 380V, o módulo máximo para o vetor de referência é 310,26V.

O gráfico da Figura 29 mostra a relação entre a tensão e a frequência adotadas na implementação. Os valores que limitam a região de enfraquecimento de campo foram determinados de modo a evitar que o SVPWM entre em sobremodulação.

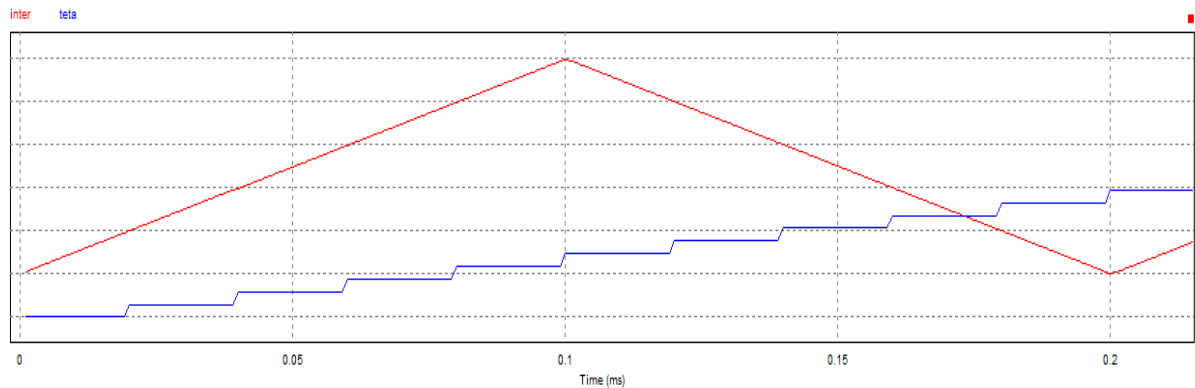
Figura 29 - Curva V/F implementado no controle



Fonte: Autor

O bloco 2 calcula o ângulo do vetor de tensão de referência. Para o cálculo do ângulo são utilizadas as entradas de frequência (f) e de interrupção ($inter$), onde o sinal de $inter$ é uma onda triangular que varia de 1 até 6 com a frequência de chaveamento, como pode ser observado na Figura 30. O ângulo é incrementado dez vezes a cada período de chaveamento, como pode ser observado na mesma figura.

Figura 30 - Onda triangular com a frequência de chaveamento (vermelho) e teta sendo incrementado com frequência dez vezes maior.



Fonte: Autor

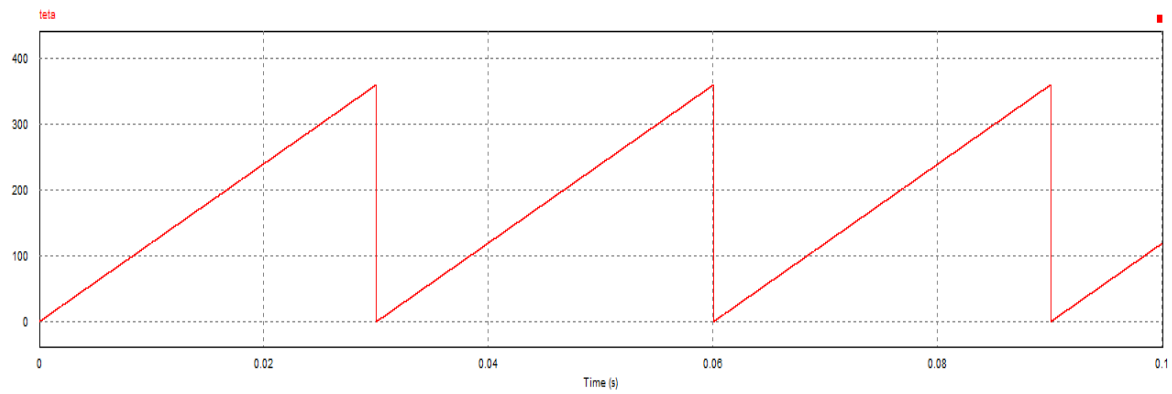
O valor de cada incremento é calculado pela Equação 43, onde f é a frequência aplicada ao motor e f_s é a frequência de chaveamento.

$$incremento = \frac{360 * f}{10 * f_s} \quad (43)$$

O terceiro bloco calcula o valor dos tempos t_a , t_b e t_0 . Como demonstrado anteriormente para a determinação dos tempos primeiramente é identificado em qual setor o sistema se encontra e, para isso, é analisado o ângulo do vetor de referência.

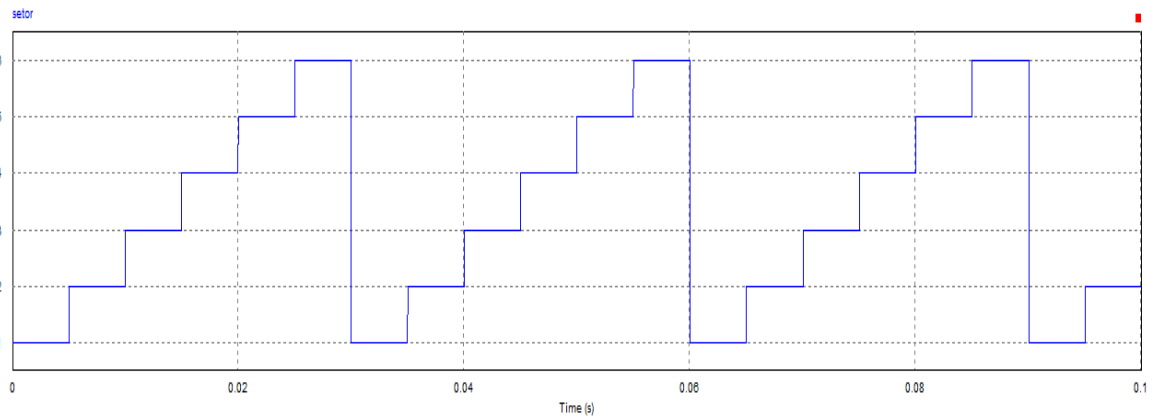
A Figura 31 apresenta o ângulo do vetor de referência, a Figura 32 mostra a representação numérica do setor correspondente, e a Figura 33 traz os tempos t_a , t_b e t_0 para cada setor.

Figura 31 - Representação numérica do ângulo do vetor de referência.



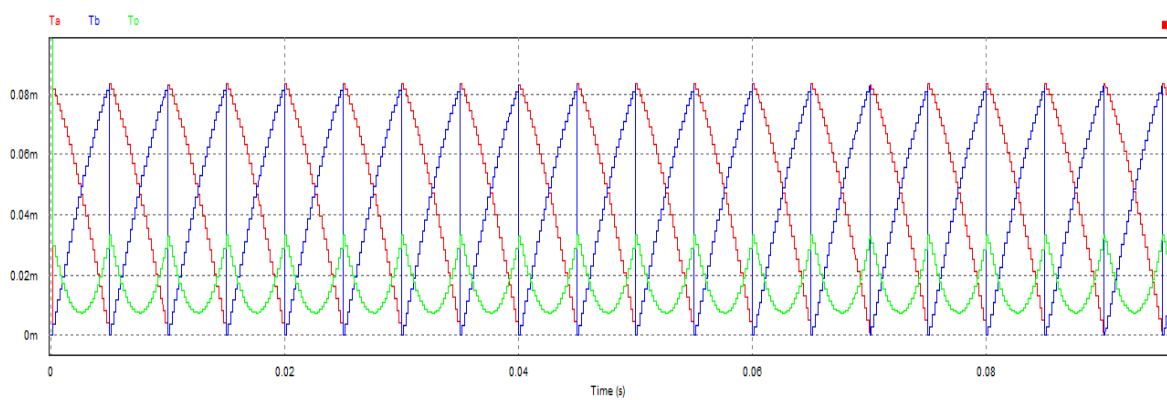
Fonte: Autor

Figura 32 - Representação numérica dos setores.



Fonte: Autor

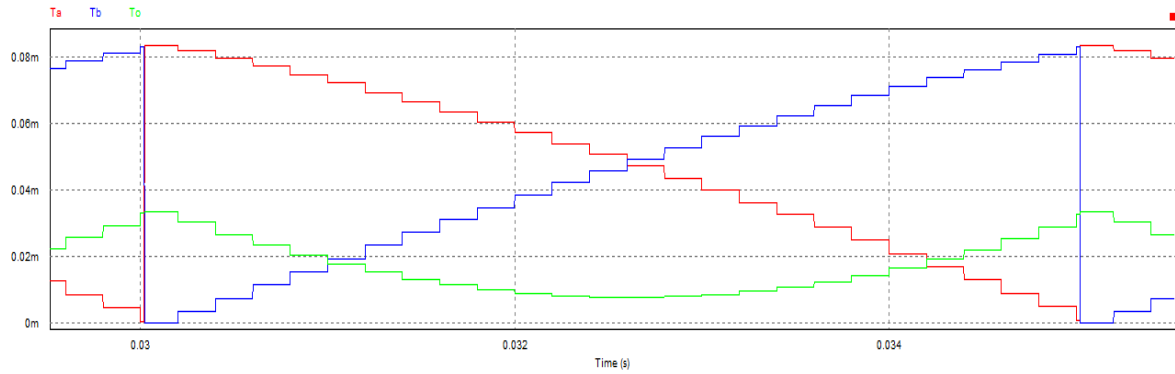
Figura 33 - Valores numéricos dos tempos t_a , t_b e t_0 em 1000rpm e 33.33Hz.



Fonte: Autor

A Figura 34 mostra o comportamento dos tempos t_a , t_b e t_0 para o primeiro setor.

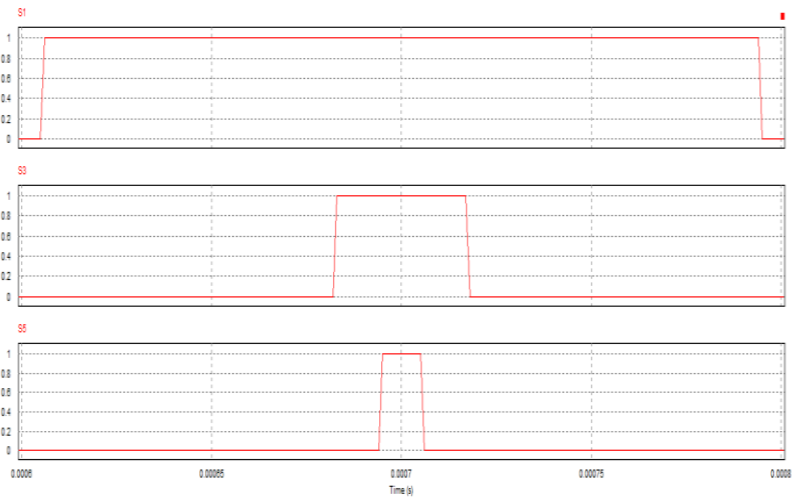
Figura 34 - Valores numéricos dos tempos t_a , t_b e t_0 para o primeiro setor em 1000rpm e 33Hz.



Fonte: Autor

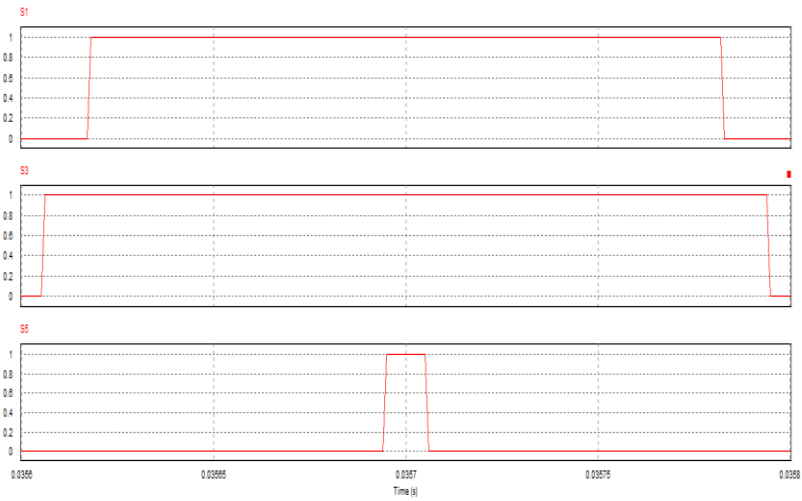
O bloco 4 gera os sinais dos interruptores S1, S3 e S5 através dos tempos t_a , t_b e t_0 . Os sinais são gerados conforme lógica apresentada anteriormente. As Figuras 35, 36, 37, 38, 39 e 40 apresentam os sinais dos interruptores nos setores 1, 2, 3, 4, 5 e 6 respectivamente.

Figura 35 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no primeiro setor.



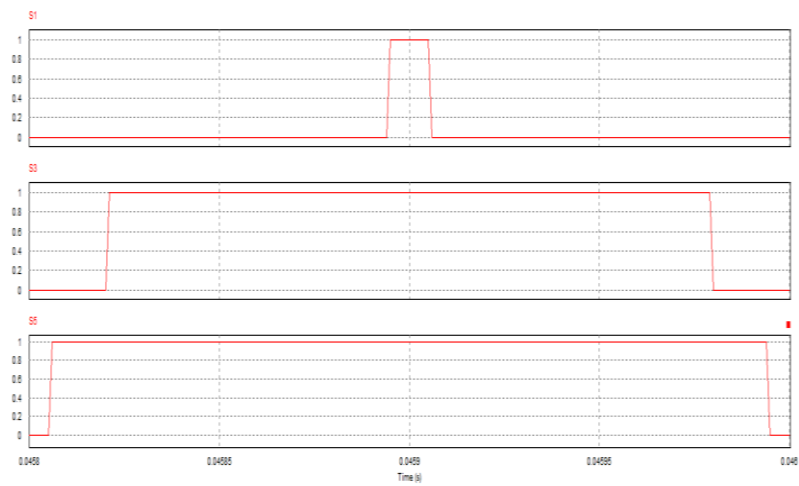
Fonte: Autor

Figura 36 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no segundo setor.



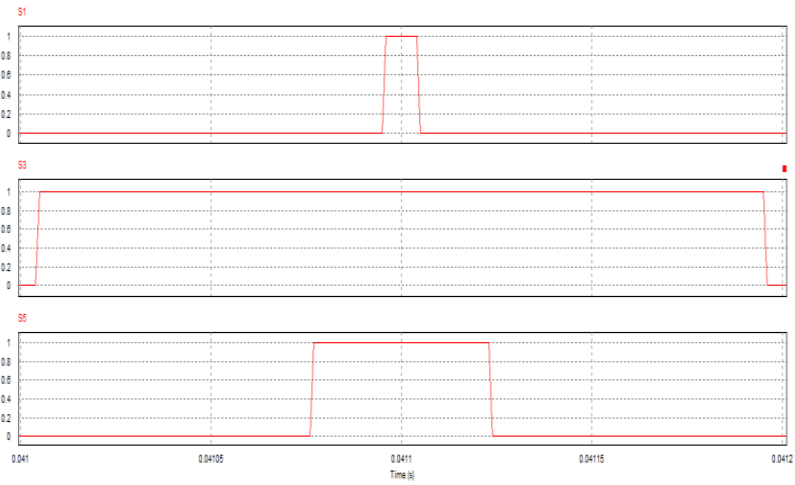
Fonte: Autor

Figura 37 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no terceiro setor.



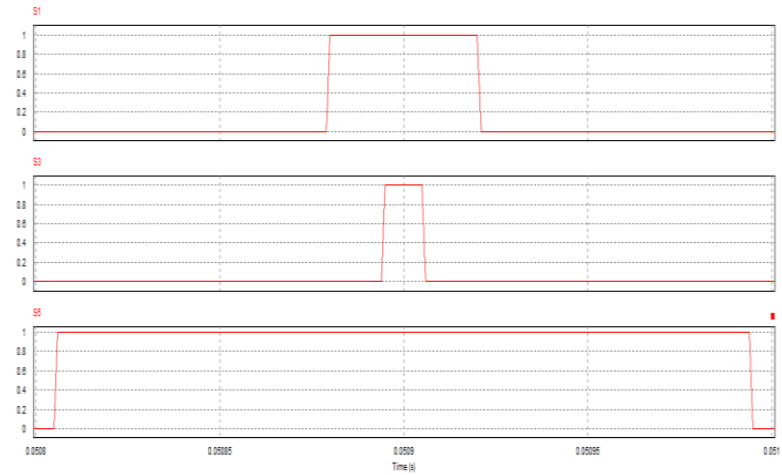
Fonte: Autor

Figura 38 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no quarto setor.



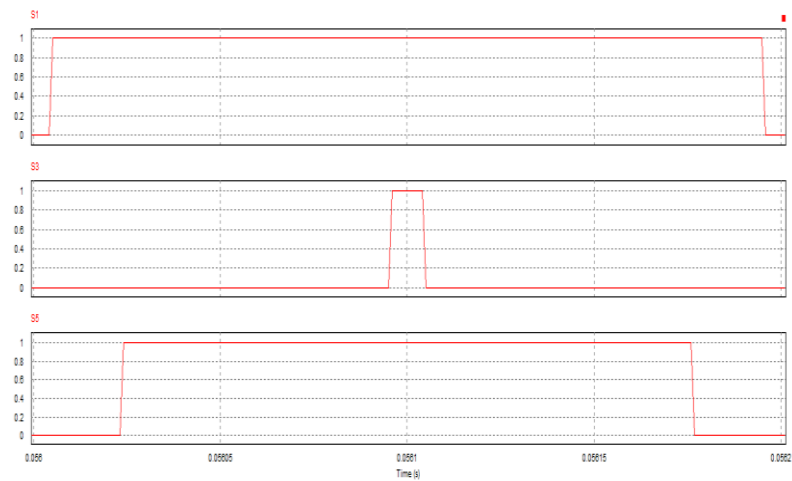
Fonte: Autor

Figura 39 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no quinto setor.



Fonte: Autor

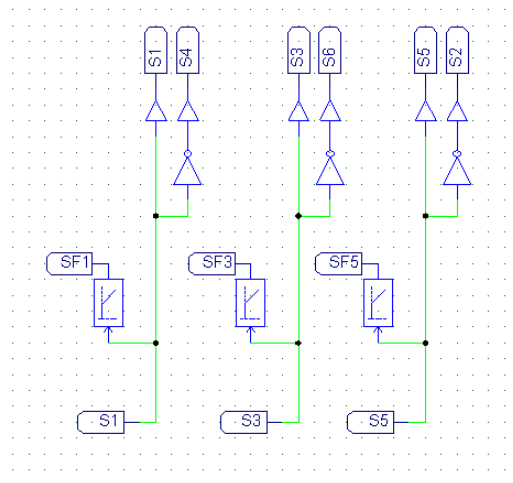
Figura 40 - Sinais dos interruptores S1, S3 e S5 no sexto setor.



Fonte: Autor

Os sinais dos demais interruptores são gerados através do circuito da Figura 41 que pode ser implementado tanto em *software* quanto em *hardware*. Como os sinais dos interruptores S4, S6 e S2 são os sinais complementares dos interruptores S1, S3 e S5, respectivamente, foi utilizada uma porta lógica NOT para gerar os sinais complementares.

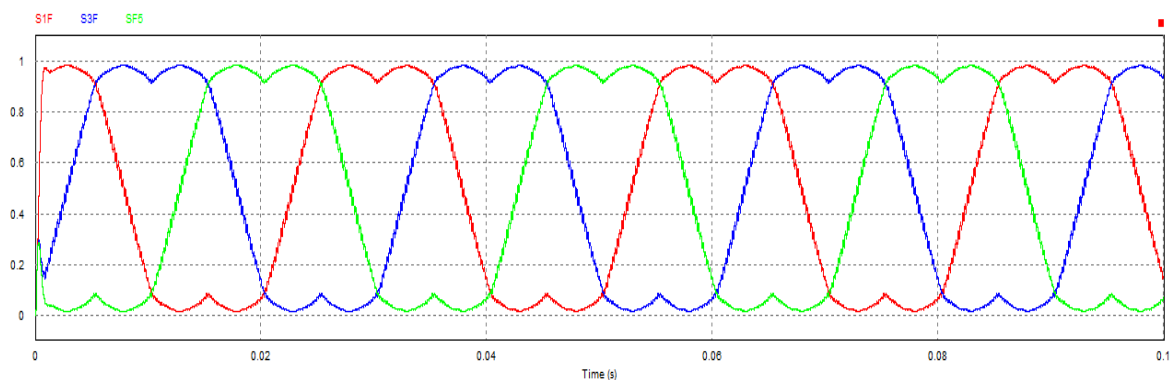
Figura 41 - Circuito de geração dos sinais complementares dos interruptores S1, S3 e S5.



Fonte: Autor

A Figura 42 mostra a razão cíclica dos sinais para os interruptores S1, S3 e S5. Verifica-se a simetria deste sinal em relação ao valor 0,5. Isto implica em uma distribuição simétrica de correntes e das perdas entre os interruptores superiores e inferiores de cada braço.

Figura 42 - Sinais filtrados dos interruptores S1, S3 e S5, passa baixa com frequência de corte de 1000kHz

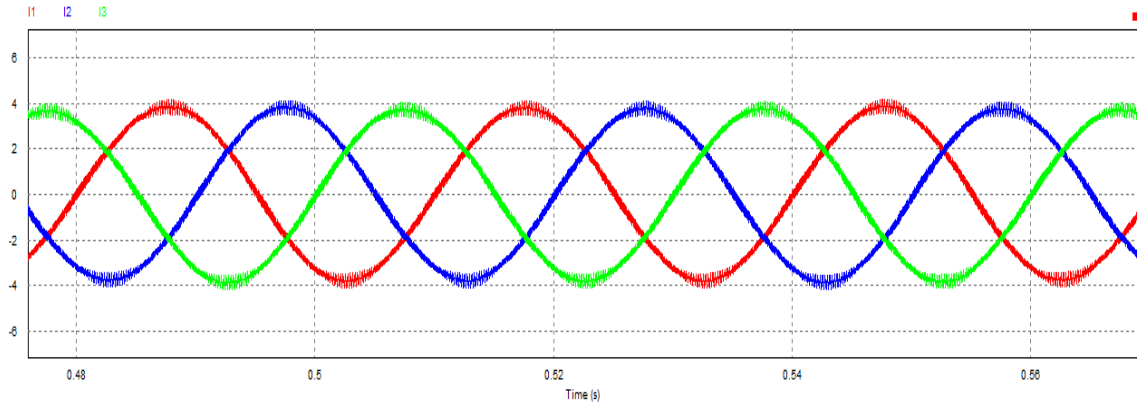


Fonte: Autor

A Figura 43 apresenta as correntes aplicadas no motor em regime permanente. A análise das harmônicas contidas nas correntes aplicadas ao motor podem ser feitas através da análise de sua transformada de Fourier. A Figura 44 mostra o resultado da transformada de Fourier para a corrente I_1 . Percebe-se que a frequência de chaveamento tem pouca influência

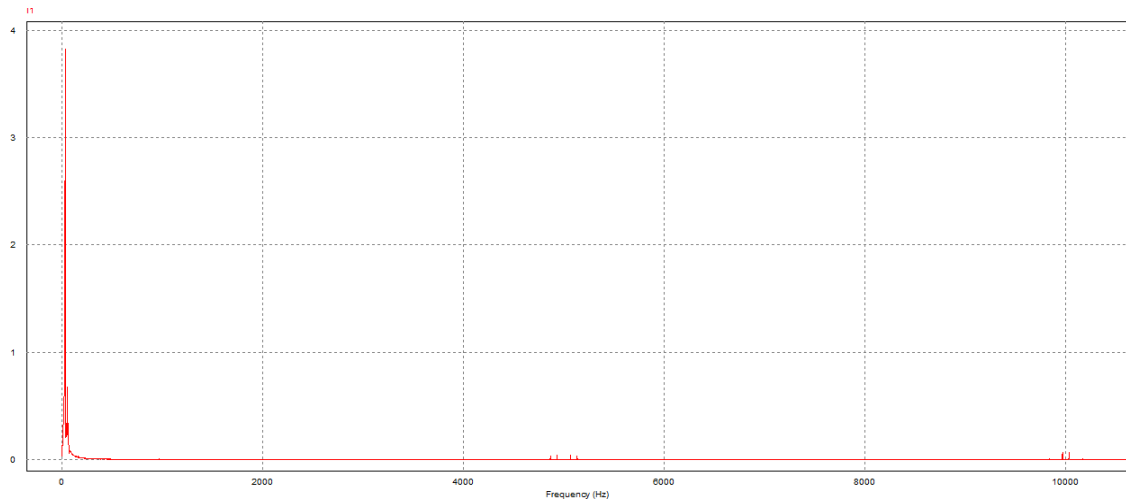
na distorção das harmônicas. Por fim, a Figura 45 mostra a simulação da velocidade no motor, onde a curva em azul é a simulação da velocidade do motor e a curva em vermelho é o perfil da velocidade de referência. Nota-se que pela simulação o motor se comportou como esperado.

Figura 43 - Simulação das correntes aplicadas ao motor



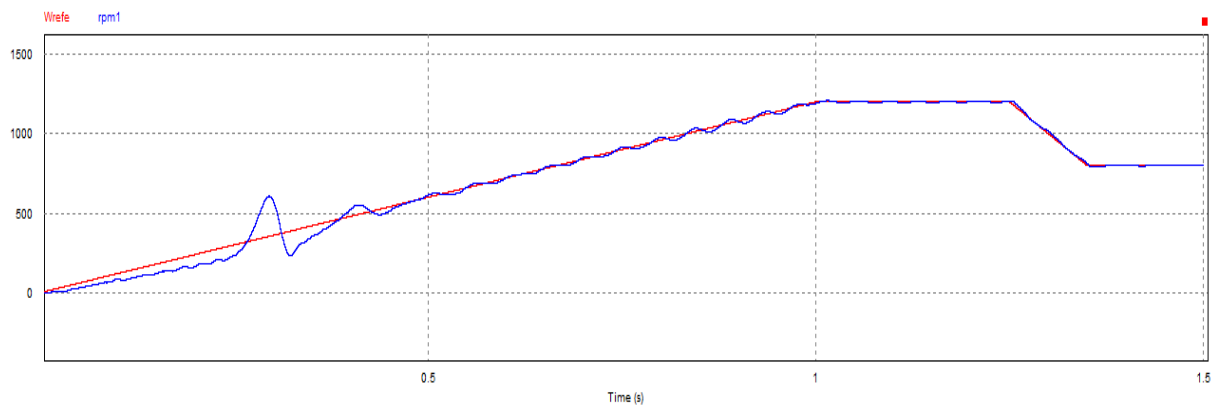
Fonte: Autor

Figura 44 - Transformada de Fourier da corrente I_a .



Fonte: Autor

Figura 45 – Simulação da comparação entre a velocidade de referência (vermelho) e a velocidade no motor (azul).



Fonte: Autor

5 ESTUDO E PROJETO DO CIRCUITO INVERSOR TRIFÁSICO

Neste capítulo serão apresentados o embasamento teórico para o projeto de um inversor de frequência, os principais componentes que constituem um inversor e a explicação sobre a sua utilidade no circuito. Conforme serão discutidos os componentes, também serão dimensionadas as partes constituintes necessárias para o projeto de um inversor de frequência para o acionamento de um motor de 2CV.

5.1 Circuito Inversor de Tensão

O circuito inversor de tensão não é constituído apenas de interruptores. Alguns circuitos secundários são necessários para que o inversor opere corretamente, como a implementação de proteções e de circuitos que sejam capazes de acionar os interruptores. A seguir serão descritos e dimensionados alguns componentes e circuitos que são essenciais em um inversor de tensão.

5.1.1 *Semicondutores de potência*

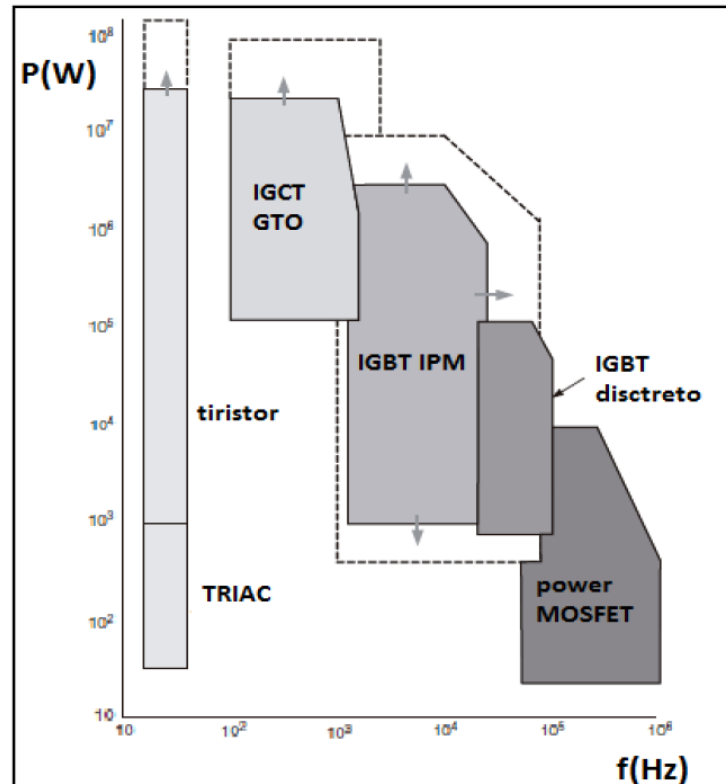
Um inversor de tensão é um conversor que fornece tensão alternada na saída a partir de uma tensão contínua. Esta conversão é feita com a utilização de semicondutores que operam exclusivamente saturados ou em bloqueio, isto é, operam como interruptores.

Os componentes eletrônicos utilizados como interruptores são o resultado de décadas de evolução, conforme a seguinte escala: (CARLOS, 2010, p.33)

- Primeira geração (1958 - 1975): diodos, tiristores e triacs;
- Segunda geração (1975 - 1985): Transistores bipolares, MOSFETs e GTOs;
- Terceira geração (1985 - 1995): IGBTs, módulos de potência (IPMs);
- Quarta geração (a partir de 1995): IGCT (*Integrated gate-comunicated thyristor*), PEBB (*Power electronic building block*)

A Figura 46 apresenta um gráfico que mostra a relação entre potência e frequência de chaveamento dos principais componentes utilizados atualmente em inversores de frequência. (CARLOS, 2010, p.33)

Figura 46 – Relação entre potência e frequência de chaveamento de componentes e sua tendência de avanço para futuras aplicações.



Fonte: BIMAL, 2006

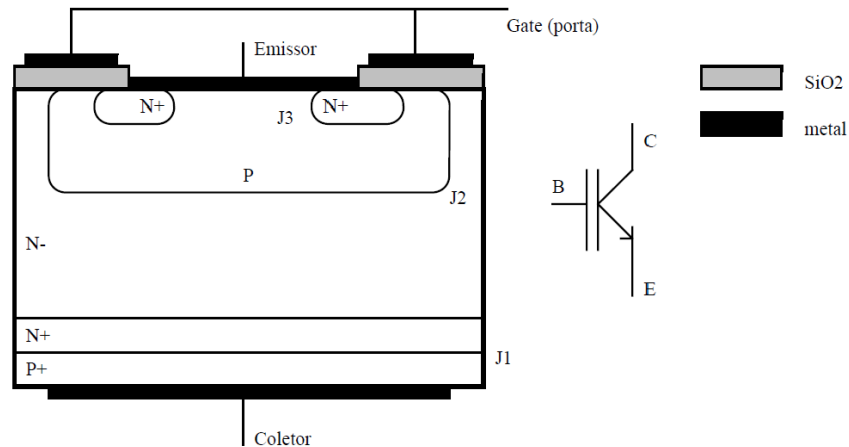
As áreas em pontilhado indicam as tendências de avanço nas características de cada componente.

Como este trabalho visa o projeto de um inversor trifásico que irá trabalhar com frequência de chaveamento de 10kHz e capacidade de acionar um motor de 2CV, então foi escolhido o transistor IGBT para a elaboração do projeto.

O transistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) reúne as vantagens dos transistores bipolares de junção (TBJs) e MOSFETs. A principal característica que os transistores IGBTs têm dos transistores bipolares é que, quando em condução, apresentam baixas perdas. E as principais características que os IGBTs têm dos MOSFETs é a presença de uma elevada impedância de entrada e facilidade de controle. (CARLOS, 2010, p.33)

A Figura 47 apresenta a estrutura de um transistor IGBT que é muito semelhante à estrutura do MOSFET, exceto pela presença da camada P+ que forma o coletor.

Figura 47 - Estrutura de um IGBT.



Fonte: BIMAL, 2006

Os fabricantes disponibilizam os transistores IGBTs basicamente de três formas, na forma discreta, em módulos IPM (*Intelligent Power Modules*) e em módulos de potência.

Os IGBTs discretos têm como principal característica a capacidade de trabalhar em frequência superior aos demais modelos e são recomendado para aplicações em baixa potência.

Os módulos IPM têm como grande benefício o fato de os *drivers* e os transistores estarem em um mesmo encapsulamento, juntamente com os circuitos de proteção de sobre-temperatura, sobre-corrente, sobre-tensão.

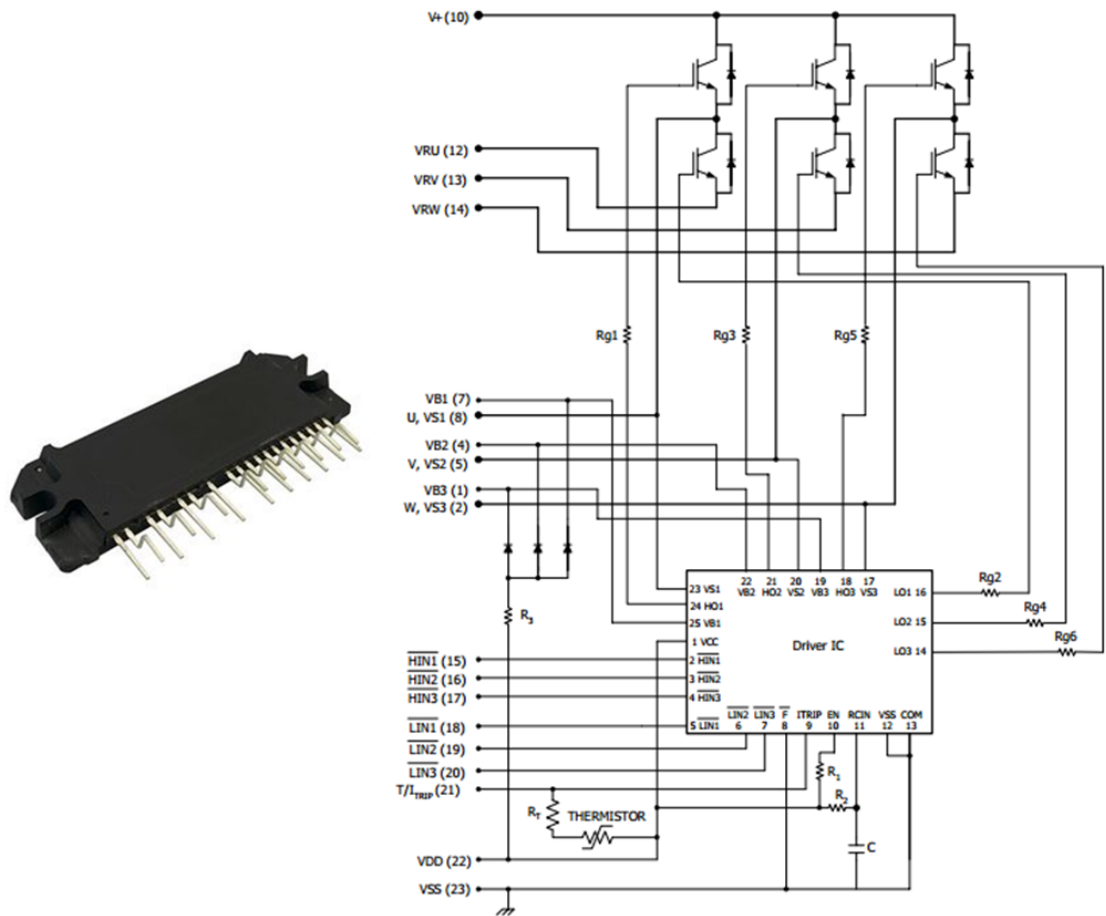
As principais características deste módulo são:

- *Drivers Gate* e Diodos *Bootstrap* integrados;
- Monitor de Temperatura;
- Desligamento por sobre-corrente;
- Isolamento total;
- Bloqueio por subtensão e atraso de propagação para todos os canais.

Essas características variam dependendo do modelo e do fabricante, assim ficando a critério do projetista escolher o modelo que mais se adapta ao seu projeto.

A Figura 48 mostra a estrutura interna e o circuito integrado de um módulo IPM.

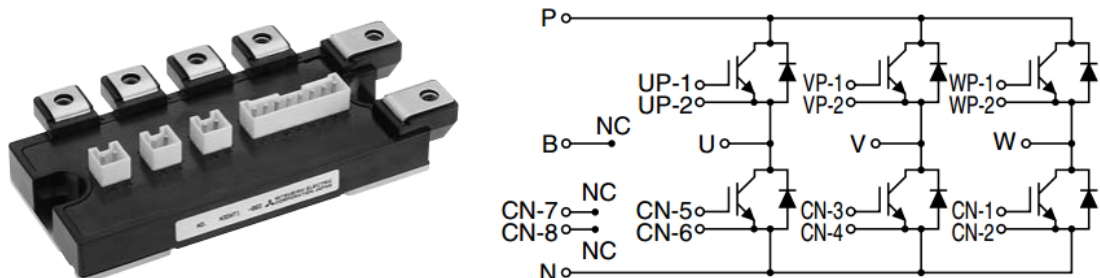
Figura 48 - Módulo IRAMX30TP60A.



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2011

Os módulos IGBTs de potência são assim chamados porque são construídos de forma a suportar maiores correntes, esses modelos geralmente são fabricados em conjuntos de pares de transistores em um mesmo módulo. A Figura 49 apresenta um modelo de módulo IGBT para 100 A.

Figura 49 - Módulo IGBT CM100TL-12NF.



Fonte: MITSUBISHI, 2009

Para este empreendimento acadêmico foi escolhido o modelo de IGBT discreto, pois o mesmo apresenta as características de potência e frequência compatíveis para o acionamento de um motor de 2CV. O módulo IGBT IPM também seria uma ótima opção para esta aplicação, mas, como o tema visa abordar os conceitos de projeto que já estão embutidos ao módulo IPM, conclui-se que a escolha do IGBT da forma discreta acrescentaria mais ao trabalho.

5.2 Dimensionamento dos transistores de potência

A confiabilidade e o custo do inversor estão diretamente relacionados com o correto dimensionamento de seus dispositivos semicondutores de potência e componentes passivos. O dimensionamento dos principais componentes será feito a partir das especificações do motor da Tabela 4 e da tensão de alimentação que será trifásica de 380V e frequência de 60Hz.

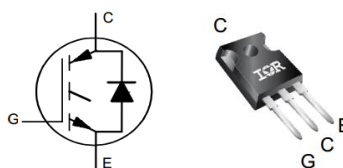
Tabela 4 - Tabela de dados do motor.

Especificações do motor	Valores
Potência	2 CV
Frequência	60 Hz
Tensão nominal	220 V
Corrente nominal	5,7 A
Fator de Potência	0,8

Fonte: WEG, 2015

Alguns requisitos de projeto também foram estipulados para o projeto. O inversor deverá operar em uma frequência de chaveamento de 10kHz e o IGBT seja capaz de suportar três vezes a corrente nominal do motor. Assim para este projeto o IGBT escolhido foi o IRGP6650DPbF que tem como características, tensão de operação entre coletor e emissor de 600V e corrente máxima de 50A a uma temperatura de 100°C. A Figura 50 mostra o esquemático do modelo do IGBT escolhido e uma ilustração do mesmo.

Figura 50 – IGBT IRGP6650DPbF.



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2014

Percebe-se pela Figura 50 que o IGBT IRGP6650DPbF apresenta um diodo de roda livre no mesmo encapsulamento, que é o responsável pelo caminho da corrente causada pelo desligamento do IGBT. Em anexo, segue a folha de dados do IGBT IRGP6650DPbF.

5.3 Circuito de comando dos IGBTs

O IGBT é um dispositivo que apresenta características semelhantes aos MOSFETs e aos transistores bipolares. Pelo fato de apresentar uma alta impedância na entrada, os IGBTs são controlado por um sinal de tensão aplicado entre o *gate* e o emissor (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150).

Apesar dos IGBTs requererem baixa potência do circuito de comando de *gate*, muito cuidado deve ser tomado no projeto de tal circuito.

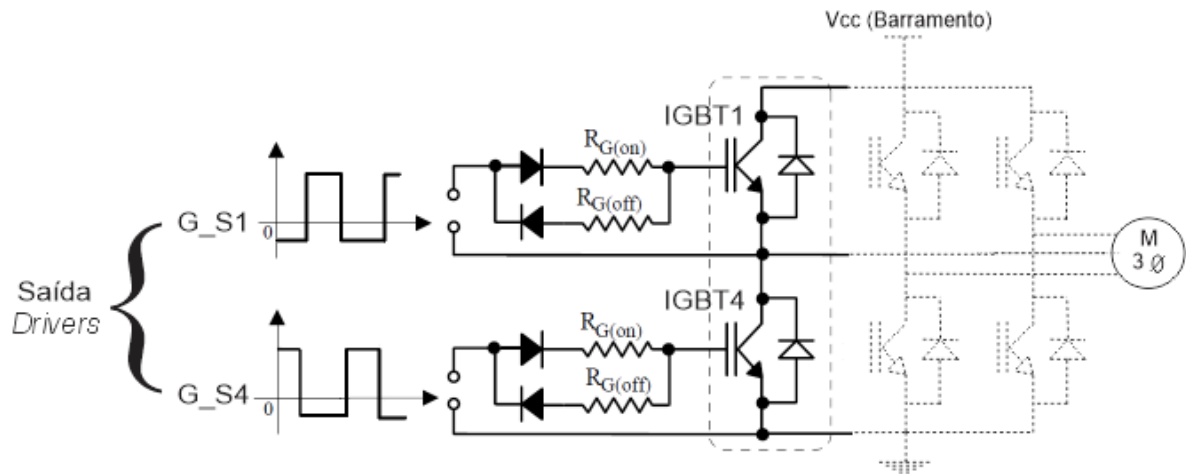
O circuito de comando de *gate* deve permitir uma operação adequada do interruptor IGBT nos estados de comutação, condução e bloqueio, proporcionando também o isolamento entre o circuito de controle e o circuito de potência, evitando sua possível destruição devido aos diferentes potenciais de tensão de emissor e coletor. Um circuito bem projetado deve produzir as mínimas perdas de condução e comutação com moderados esforços de tensão e corrente, protegendo o dispositivo da destruição. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

A seguir serão apresentados algumas características importantes dos IGBT nos estados de entrada em condução, em condução, entrada de bloqueio e em bloqueio.

5.3.1 Estado de entrada em comutação

Para se fazer a análise do circuito de comando será considerado apenas o primeiro braço do inversor, como mostrado na Figura 51. O circuito da Figura 51 apresenta os IGBT1 e IGBT4 operando complementarmente.

Figura 51 - Circuito para análise dos estados de comutação.



Fonte: Autor

Para o IGBT entrar em condução é necessário aplicar um pulso positivo de tensão entre os terminais *gate* e emissor. Para reduzir as pernas durante a entrada em condução é desejável que o tempo de subida da corrente do coletor seja a menor possível; para que isso aconteça o tempo de subida da tensão entre os terminais de *gate* e emissor deve ser também a menor possível. Para realizar este efeito pode-se carregar rapidamente a capacitância de entrada do dispositivo, essa capacitância é constituída das capacitâncias de *gate*-emissor e *gate*-coletor através de uma fonte de tensão durante a aplicação do pulso. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

Entretanto, ao diminuir o tempo de subida da corrente do coletor pode ocorrer o crescimento abrupto da mesma, e isso pode acarretar em alguns problemas como:

- Incremento da magnitude da corrente do diodo de recuperação do IGBT complementar;
- Interferências de radiofrequência;
- Interferências eletromagnéticas;
- Sobretensão no interruptor complementar devido á presença de indutâncias parasitas.

Portanto, segundo (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.153) é aconselhável a colocação de uma resistência de *gate* $R_{G(on)}$ de baixo valor em série com o *gate* do IGBT, conforme mostrado na Figura 51. Deste modo é possível controlar o tempo de subida da corrente do coletor do IGBT.

Durante a operação do IGBT, podem acontecer transitórios destrutivos de tensão entre os terminais *gate*-emissor. Para proteger o dispositivo de tais condições indesejáveis, devem

ser utilizados diodos *zeners* diretamente conectados entre os terminais *gate*-emissor, tanto para o pulso positivo como para o pulso negativo, como mostrado na Figura 51.

5.3.2 Estado de Condução

Na prática, muitos fabricantes de IGBTs recomendam aplicar uma tensão de 15V durante o estado de condução do IGBT e uma resistência de $R_{G(on)}$ menor que 50Ω. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

5.3.3 Estado de entrada em bloqueio

Paras os IGBTs não é necessário uma tensão negativa entre os terminais de *gate* e emissor. Sua aplicação dependerá da topologia aplicada e dos efeitos que ela poderá ocasionar. A aplicação de um pulso negativo entre os terminais de *gate* e emissor é recomendado para uma aplicação onde a frequência de chaveamento é maior que 10kHz. Uma resistência de bloqueio $R_{G(off)}$, de baixo valor, é recomendado para proporcionar um caminho de descarga da capacitância *gate*-emissor permitindo assim o bloqueio do IGBT. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

5.3.4 Estado de Bloqueio

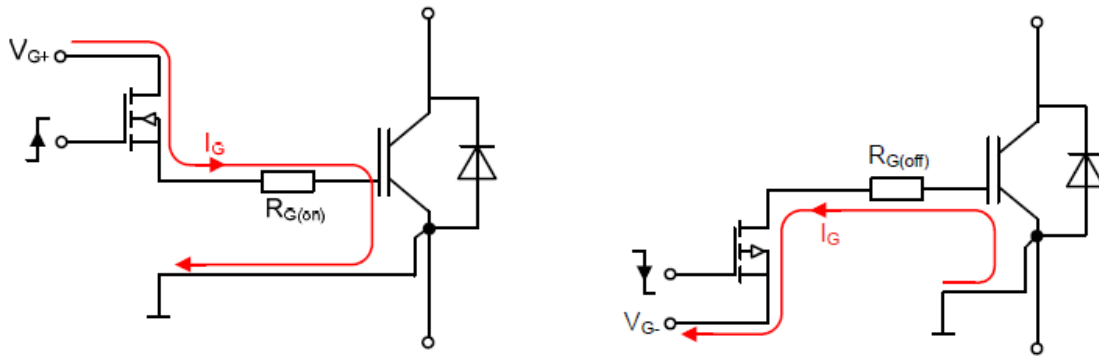
Durante a comutação de bloqueio e estado bloqueado é suficiente manter conectado o terminal de *gate* ao terminal de emissor através de uma resistência de bloqueio $R_{G(off)}$ de baixo valor. Porém, é importante aplicar uma tensão negativa durante todo o intervalo de tempo que se quer manter o IGBT bloqueado, para evitar que espúrios de tensão positiva provoquem a entrada em condução indevida.

Segundo (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150) é recomendado uma resistência $R_{G(off)}$ série de *gate* de bloqueio menor que 47Ω.

5.3.5 Determinação dos resistores de gate

O comportamento de comutação de cada IGBT é afetado pelo resistor de *gate* (R_G) externo. À medida que a capacitância de entrada de um IGBT, que varia durante o tempo de comutação, tem de ser carregada e descarregada, o resistor de *gate* vai ditar o tempo que é necessário para fazer isso, que será feito limitando a magnitude da corrente de *gate* durante o ligamento e desligamento do IGBT. A Figura 52 mostra o sentido da corrente durante o ligamento e desligamento do IGBT

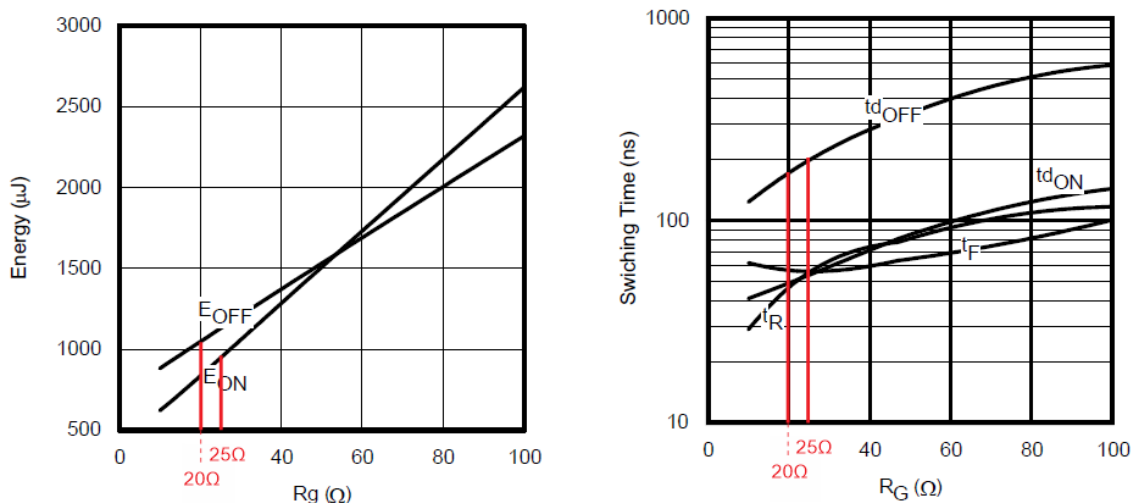
Figura 52 - Sentido da corrente durante o ligamento e desligamento do IGBT.



Fonte: SEMIKRON, 2007

A redução do valor resistores $R_{G(on)}$ e $R_{G(off)}$ acarreta no aumento da corrente de *gate* de pico, isso afeta o tempo de ligamento e desligamento que serão mais curtos e as perdas de comutação também serão reduzidos. Os diagramas da Figura 53 mostram as perdas de comutação e tempos de comutação, dependendo do valor do resistor de *gate* selecionado. Os diagramas foram retirados da folha de dados do IGBT IRGP6650DPbF.

Figura 53 - Diagramas das perdas de comutação e tempos de comutação.



Fonte: Autor

No entanto, também é preciso considerar que com a redução do resistor de *gate* existe um aumento no di/dt gerado quando as correntes são comutadas muito rápido. Isto se deve à presença de indutâncias de dispersão presentes no circuito. O aumento do di/dt produz um pico de alta tensão no IGBT e, conseqüentemente, aumentam as chances de destruição do IGBT por sobre tensão.

Assim, o valor de R_G deve ser tal que proteja o IGBT contra a destruição de sobretensão e que produza baixas perdas durante a comutação. Para este projeto serão recomendados os seguintes resistores de *gate*, $R_{G(on)} = 25\Omega$ e $R_{G(off)} = 20\Omega$.

5.4 Requerimentos de circuitos de comando (*Drivers*)

Um requisito importante para a integridade do circuito de comando é garantir o isolamento do circuito do mesmo com o circuito de potência. Quando não é utilizado um circuito de isolamento há o perigo de destruição do circuito de controle devido ao potencial de tensão do coletor do IGBT e por um possível curto-circuito no circuito de potência. Por esses motivos, é recomendada a utilização de circuitos de comando de *gate* isolados para todos os interruptores do circuito de potência.

Para se realizar o isolamento podem ser utilizados transformadores de pulso, optoacopladores e circuitos de comando de *gate* integrados dedicados.

5.4.1 Transformadores de pulso

O transformador de pulso é um dispositivo magnético do circuito de comando de *gate* que opera em alta frequência e que proporciona isolamento elétrico entre os circuitos de potência e controle, através dos enrolamentos primário e secundário. Este dispositivo pode transmitir pulsos de tensão do primário para o secundário sem distorção e com atrasos quase desprezíveis.

Normalmente, quando é aplicado o método comum de transmissão de pulsos, ao primário não devem ser aplicados pulsos com razão cíclica acima de 50% por motivo de saturação do núcleo. Relativo à frequência de operação, os transformadores de pulso limitam-se em, no máximo, 100 kHz. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

5.4.2 Optoacopladores

Os optoacopladores são dispositivos do circuito de comando de *gate* que proporcionam isolamento elétrico entre os circuitos de controle e potência. Possuem a vantagem de transmitir pulsos com frequência variável e com qualquer razão cíclica, sem apresentar problemas de saturação como no caso do transformador de pulso. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

Para o projeto deste trabalho será utilizado optoacopladores para isolar o circuito de comando com o de potência. No entanto, os optoacopladores não têm capacidade de fornecer

a corrente necessária para a comutação dos transistores, fazendo-se necessário outro circuito para amplificar a capacidade de corrente. O circuito que fará a amplificação da corrente é baseado na utilização de um circuito de comando de *gate* integrados dedicados.

5.4.3 Circuito De Comando De Gate Integrados Dedicados

Muitos fabricantes de IGBTs desenvolvem circuitos de comando de *gate* integrados dedicados para seus dispositivos. Existem circuitos com isolamento e sem isolamento. Todos estes circuitos necessitam de uma fonte de tensão isolada na saída. Alguns circuitos ainda podem apresentar proteção contra curto-circuito. (ARNALDO, RENÊ, 1997, p.150)

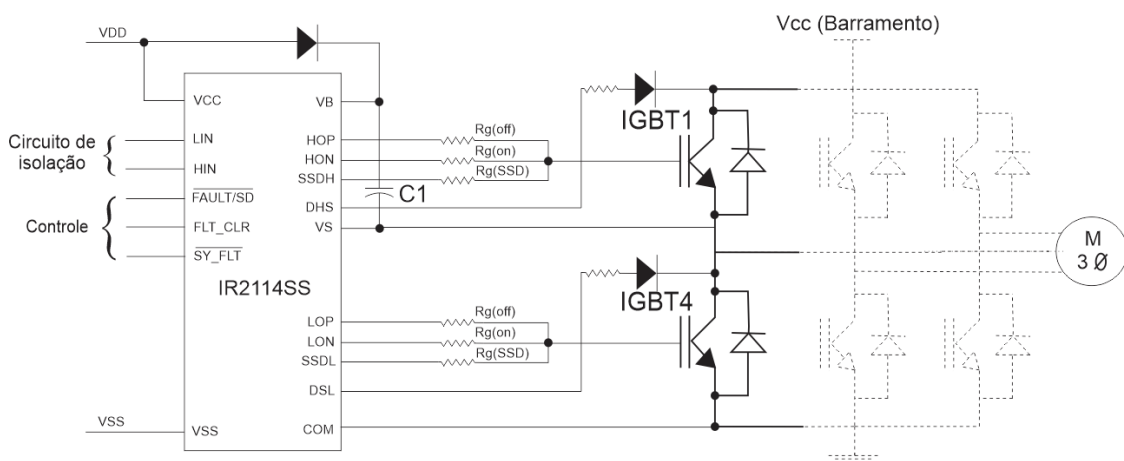
5.5 Dimensionamento e funcionamento do *driver* de *gate* dos IGBT's

É necessário o uso de um dispositivo que seja capaz de drenar a corrente requerida pelo *gate* do IGBT, e que também seja capaz de disparar os IGBTs superiores e inferiores da ponte inversora, já que estes têm seus emissores conectados a potenciais diferentes.

Feita a escolha do IGBT foi possível determinar o drive para o acionamento do mesmo. Através da folha de dados do IGBT é possível verificar que para o seu acionamento é necessário uma tensão de 15V entre os terminais de *gate* e emissor.

Determinou-se que o circuito integrado dedicado IR2114SS atende ao projeto, pois utiliza a técnica *bootstrap* para acionar tanto o lado superior como o inferior do braço da ponte inversora e fornece uma corrente 2A, o que é suficiente para a comutação do IGBT. A Figura 54 mostra o circuito esquemático da ligação do CI IR2114SS para o acionamento de um dos braços do inversor e, para os demais braços, pode ser utilizada a mesma topologia.

Figura 54 - Circuito do CI IR2114SS para o acionamento de um dos braços do inversor.

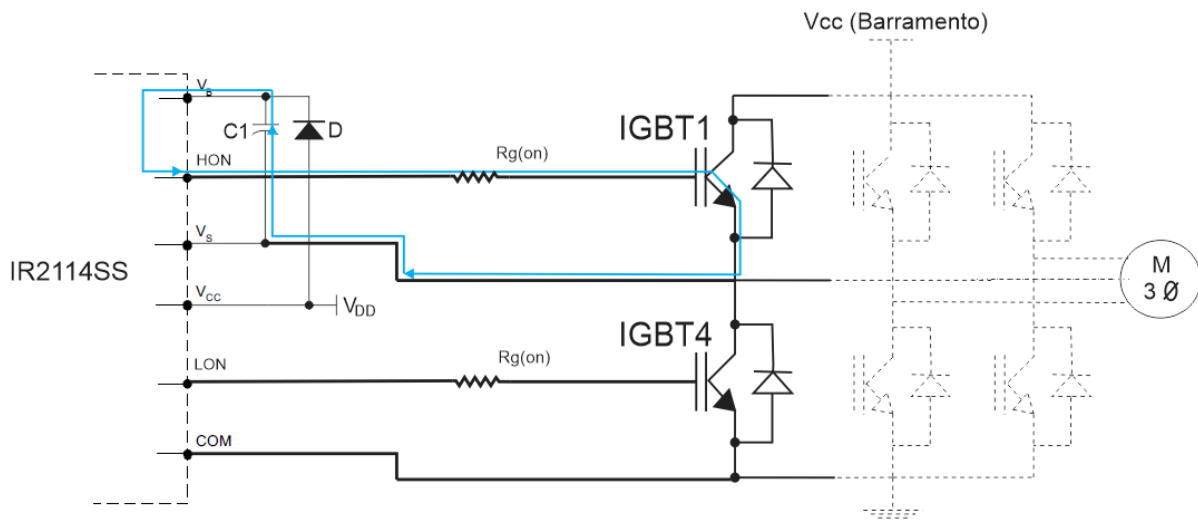


Fonte: Autor

Analisando a Figura 54, percebe-se que o *driver* IR2114SS contém três pinos conectados em cada terminal de *gate* dos IGBTs. Nos pinos HOP/LOP e HON/LON são conectados os resistores responsáveis pela limitação da corrente de *gate*, e nos pinos SSDH/SSDL é conectado o resistor responsável por suavizar a queda de tensão V_{CE} na presença de curto circuito. Segundo a folha de dados do *driver* IR2114SS os resistores $R_{G(SSD)}$ devem ser de 90Ω .

O funcionamento do *driver* IR2114SS quando o IGBT1 é comutado se dá conforme a Figura 55. Quando o transistor de cima (IGBT1) deve ser acionado, a corrente que está em azul mostrado na Figura 55, sai do capacitor C1, assim descarregando-o, entra pelo pino V_B , sai pela porta HO, passa pelo IGBT1 e retorna fechando o circuito pelo capacitor C1. O capacitor C1 passa a ter a função de fonte de tensão do transistor do lado de cima de um dos braços do inversor.

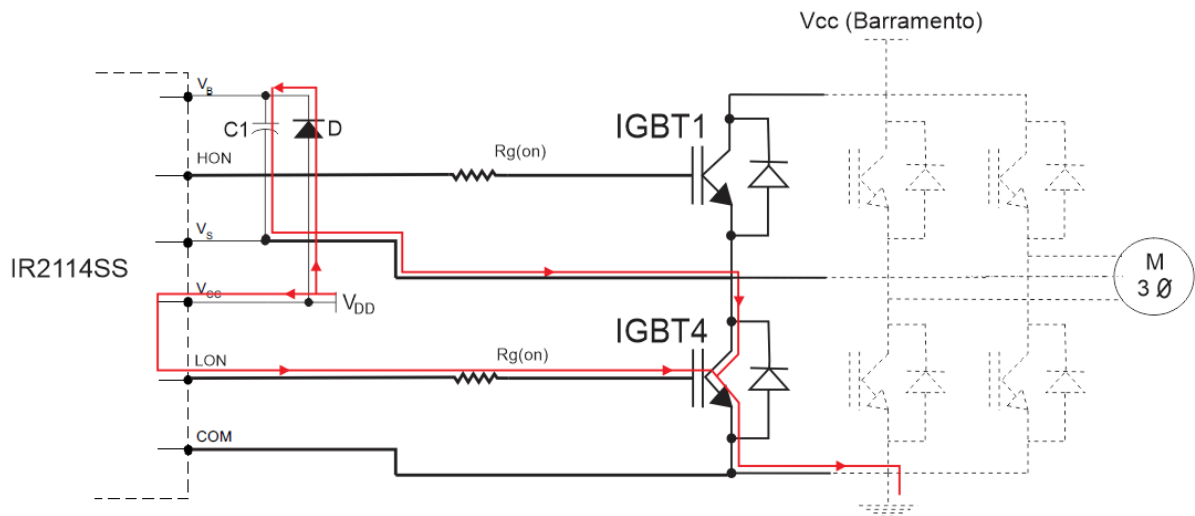
Figura 55 - Sentido da corrente quando o IGBT1 é comutado.



Fonte: Autor

No caso em que o IGBT4 passa a estar conduzindo, a corrente percorre pelo caminho em vermelho mostrado na Figura 56. Percebe-se que parte da corrente sai de V_{DD} , entra pelo pino V_{DD} , sai por LO, carregando o *gate* do IGBT4, ativando-o, e retornando pela malha de terra. Além disso, outra parte da corrente sai pela fonte de tensão V_{DD} , passa pelo diodo e carrega o capacitor C1, que será parcialmente descarregado no próximo acionamento do IGBT1, fechando o circuito pela malha de terra do circuito.

Figura 56 - Sentido da corrente quando o IGBT4 é comutado.

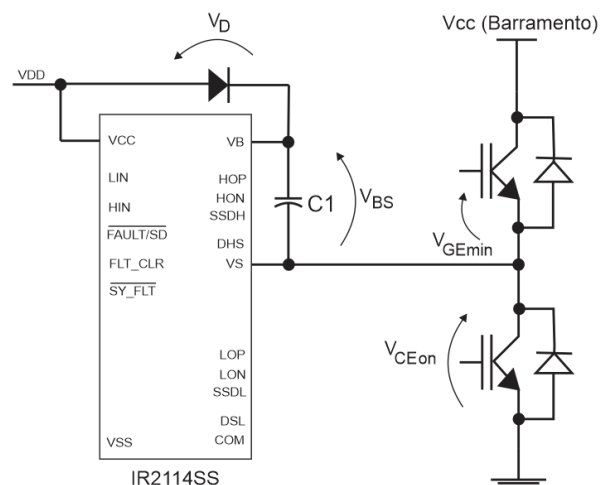


Fonte: Autor

5.6 Dimensionamento do capacitor *bootstrap*

Para dimensionar o capacitor C1 (capacitor *bootstrap*), o primeiro passo é estabelecer a mínima queda de tensão de modo a garantir que o IGBT superior seja ligado. Como mostrado na Figura 57 a queda de tensão capacitor (V_{BS}) está referenciado em V_S , portanto ela deve ser flutuante.

Figura 57 - Circuito de *Bootstrap*.



Fonte: Autor

Se V_{GEmin} é a tensão mínima entre o *gate* e o emissor que se deve manter, então a queda de tensão no capacitor C1 segundo (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009, p.16) é calculada pela Equação 44.

$$\Delta V_{BS} \leq V_{DD} - V_D - V_{GEmin} - V_{CEon} \quad (44)$$

Onde V_{DD} é a tensão alimentação do CI, V_D é a tensão sobre o diodo de *bootstrap*, V_{CEon} é a tensão entre o coletor e o emissor do IGBT inferior e seus valores são respectivamente 15V, 1V, 3,1V e 10.5V.

Segundo (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009, p.16) também devem ser considerados fatores que influenciam na diminuição de V_{BS} , tais como:

- Carga requerida para ligar o IGBT (Q_G);
- Corrente de fuga do IGBT (I_{LK_GE});
- Corrente flutuante (I_{QBS});
- Corrente de fuga (I_{LK});
- Corrente de fuga do diodo de *bootstrap* (I_{LK_DIODE});
- Corrente de dessaturação do diodo (I_{DS});
- Carga requerida por filtros internos ($Q_{LS} \cong 20nC$);
- Corrente de fuga do capacitor de *bootstrap* (I_{LK_CAP}), igual a zero para capacitores cerâmicos;
- Tempo em que o IGBT superior está ligado (T_{HON}).

Fazendo-se essas considerações a carga total pode ser determinada pela Equação 45. (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009, p.16)

$$Q_{TOT} = Q_G + Q_{LS} + (I_{LK_GE} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK_DIODE} + I_{LK_CAP} + I_{DS}) \cdot T_{HON} \quad (45)$$

Os valores das variáveis da Equação 24 foram retirados da folha de dados do IGBT IRGP6650DPbF e da folha de dados do *driver* IR21141. Assim a carga total requerida é de $Q_{TOT} = 206,01nC$.

Portanto, o valor mínimo do capacitor de *bootstrap* é calculado pela Equação 46. (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009, p.16)

$$C_{BOOTmin} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{BS}} \quad (46)$$

O capacitor de *bootstrap* deve ter uma capacitância maior ou igual a 515nF.

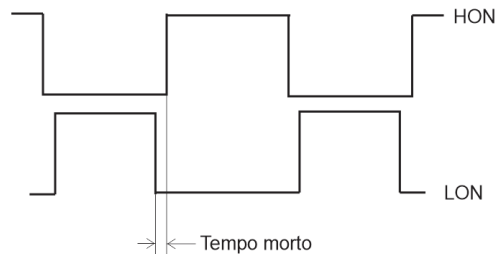
5.7 Tempo morto

A introdução do tempo morto causa redução na amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor e introduz componentes de baixa ordem, o que não ocorre na modulação ideal. Embora individualmente o tempo morto seja pequeno, este somado a um ciclo completo da tensão pode ocasionar os problemas citados anteriormente. Para amenizar estes problemas existem técnicas com a finalidade de reduzir os efeitos oriundos do tempo morto. Entretanto, este trabalho não visa à implementação dessas técnicas.

Apesar de o tempo morto ocasionar problemas ele é utilizado mesmo em circuito onde não existe a sua compensação. Isso acontece porque o tempo morto é responsável por atrasar o sinal de *gate* dos IGBTs, fazendo com que o lado de cima não conduza simultaneamente com o lado de baixo, e assim evita-se que os IGBTs de um mesmo braço entrem em curto circuito.

O drive IR2114SS contém circuitos internos que geram o tempo morto, assim não sendo necessário o projeto de um circuito para esse fim. O tempo morto gerado pelo drive IR21141SS é de 330ns. A Figura 58 apresenta um exemplo do sinal de saída do *driver* com a geração de tempo morto.

Figura 58 - Exemplo do sinal de saída do *driver* com a geração de tempo morto



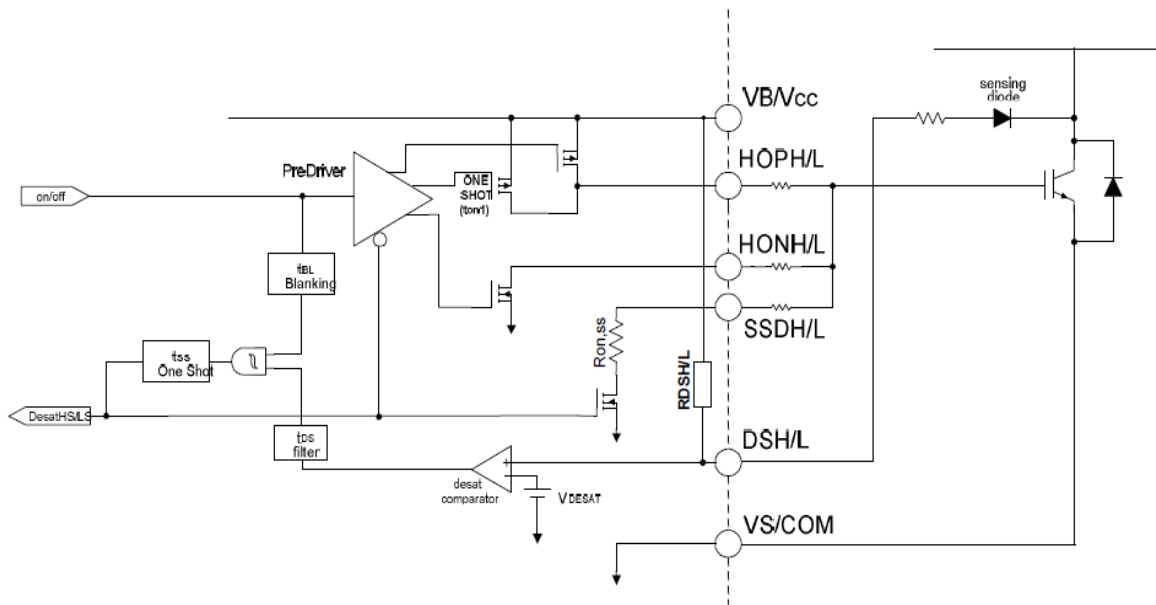
Fonte: Autor

5.8 Proteção dos IGBTs contra curto circuito

Um dos circuitos mais importantes de um inversor de frequência é o que tem a função de proteção dos IGBTs contra curto circuito, pois não é possível a utilização de fusíveis como proteção destes, devido ao IGBT ser extremamente sensível e rápido à sua destruição, em comparação a um fusível. Por este motivo é importante prever um circuito que promova a proteção dos IGBTs durante um curto-circuito, e que seja extremamente rápido na ocorrência deste.

O *driver* IR2114SS é equipado com circuitos internos que fazem a proteção dos IGBTs contra curto-circuito. Essa proteção é feita através da detecção de dessaturação dos IGBTs. A Figura 59 mostra o circuito de detecção de dessaturação. Esta configuração é a mesma tanto para o IGBT superior quanto para o IGBT inferior.

Figura 59 - Circuito de detecção de dessaturação



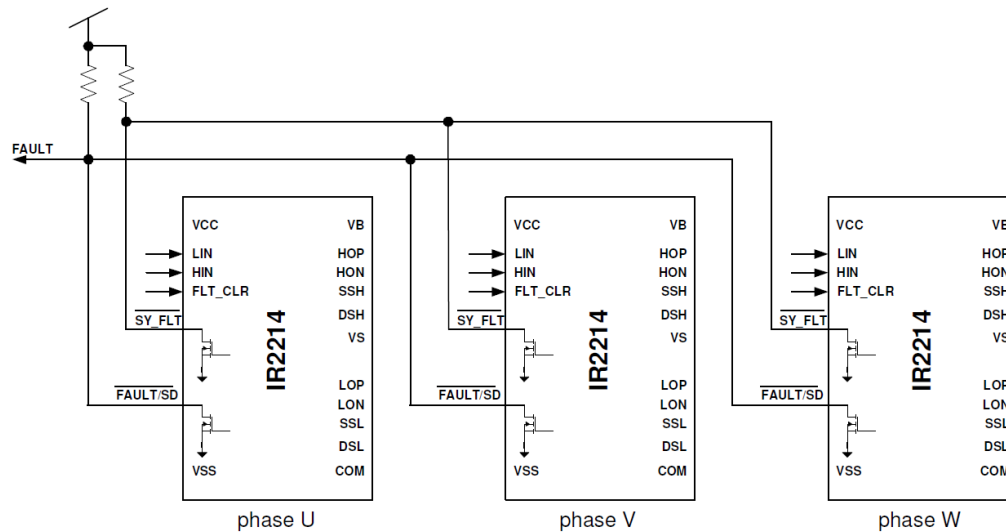
Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009

O diodo de detecção externo deve ter tensão de ruptura superior a 600, baixa capacitância parasita e baixa corrente de recuperação (de forma a minimizar ruídos e atrasos de comutação). Em série um resistor externo de $1k\Omega$ é necessário, a fim de limitar a corrente que flui pelos pinos DSH e DSL. (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009, p.16)

Quando a tensão V_{CE} aumenta a tensão no pino DSH/DSL também aumenta. Quando DSH/DSL excede o valor de V_{DESAT} do comparador de dessaturação é identificado que o IGBT não está completamente saturado e o *driver* é desligado. A saída do comparador de dessaturação é ligada a um filtro para evitar que falsas dessaturações sejam detectadas.

Para a aplicação em um circuito trifásico são utilizados três *drivers* IR2114SS. A Figura 60 mostra como os *drivers* devem ser conectados entre si.

Figura 60 - Conexão entre os *drivers* IR2114 para uma aplicação trifásica



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009

Os pinos SY_FLT são pinos bidirecionais que se comunicam entre si através de uma rede local. O sinal de lógica é ativo quando está baixo. O circuito interno do drive que detecta a dessaturação IGBT ativa o SY_FLT, que é então lido pelos outros *drivers*. Quando SY_FLT está ativado todos os *drivers* devem manter o seu estado de saída, independentemente dos sinais de entrada (HIN, LIN) que recebem a partir do controlador. Esta característica é importante na fase de proteção contra curto-circuito em que dois IGBTs estão envolvidos.

Os pinos FAULT/SD também são pinos bidirecionais que se comunicam entre si. Entretanto este pino também é conectado ao controlador para identificar a falha. Quando a falha é detectada os sinais de saída dos *drivers* são automaticamente desligados.

O pino FLT_CLR tem a função de limpar a falha quando um sinal alto é aplicado em seu terminal.

5.9 Controlador Digital de sinais.

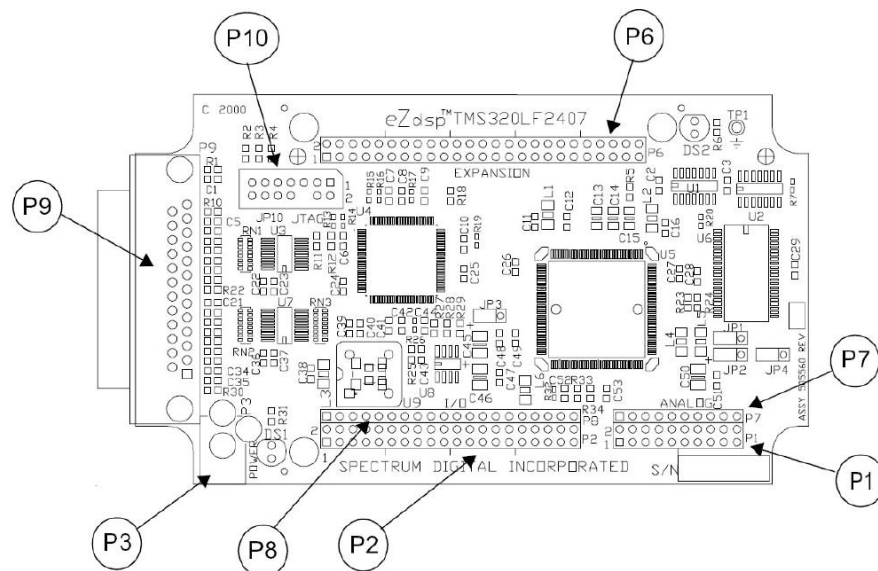
Uma das necessidades quando se trabalha com projetos de eletrônica de potência, é o ganho de eficiência e otimização de recursos de hardware, além da redução de custos e confiabilidade do projeto. Tomando isto como base, desde a década de 80, os projetos envolvendo implementações de inversores de frequência vêm se inclinndo para topologias que utilizem o controle e monitoramento de forma digital, ou seja, utilizando processadores digitais de sinais (DSP's) ou microcontroladores, para o gerenciamento das tarefas realizadas em tempo de execução.

A técnica de modulação vetorial e controle escalar são práticas que podem ser implementadas exclusivamente em software e em tempo real, das quais devem ser executadas por um dispositivo microprocessado.

A escolha de tal dispositivo se deu por pesquisa em trabalhos anteriores, onde se obteve sucesso em sua utilização, motivo pelo qual se optou pelo kit de desenvolvimento ezDSP TMS320LF2407.

O kit dispõe de uma interface JTAG (*Joint Test Action Group*) que é utilizada para comunicar o DSP com o microcomputador. Essa comunicação é feita para gravar e depurar o DSP em tempo real. A Figura 61 apresenta a distribuição dos pinos do kit de desenvolvimento ezDSP TMS320LF2407.

Figura 61 – Pinos de entrada (P1, P2, P7 e P8), saída (P2), alimentação (P3), comunicação (P9) e expansão (P6), disponíveis no kit ezDSP.



Fonte: DANIEL, 2009

O desenvolvimento do firmware do projeto pode ser utilizado o *software Code Composer*, onde o mesmo é fornecido pelo fabricante do kit.

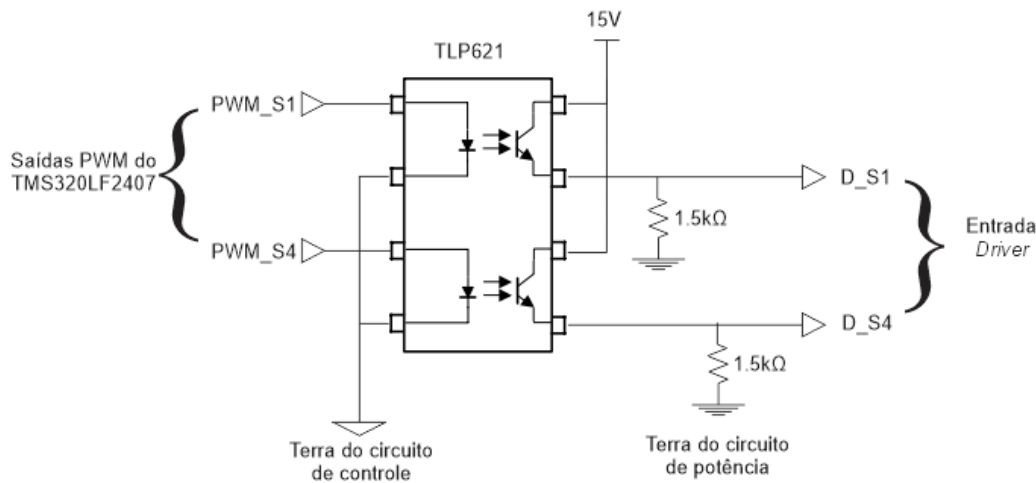
5.10 Dimensionamento e funcionamento do circuito de isolamento

O fato de o kit ezDSP TMS320LF2407 trabalhar com tensões de 3,3 Volts, isso torna impraticável o acionamento dos IGBTs diretamente. Uma das razões que limita esse tipo de acionamento é que o kit não tem capacidade de fornecer a corrente necessária para colocar o

IGBT em condução. Outro motivo que o torna impraticável é o fato de os IGBTs utilizarem tensões em torno de 15 V entre o *gate* e emissor para o disparo. Para garantir a segurança do circuito de comando não é recomendado interligar o mesmo com o circuito de potência, pois o risco de curto-circuito no circuito de potência acabaria acarretando a destruição do DSP.

Para prover o isolamento entre o DSP e o estágio de potência, optou-se pelo uso de optoacopladores, pois estes não possuem ligação elétrica entre a entrada e saída, além de serem extremamente rápidos. A função dos optoacopladores também é adequar-se a tensão de 3.3 V vindos das saídas PWM do DSP para 15 V, para, depois, irem para o *driver*, pois os optoacopladores recomendados para esta aplicação não têm capacidade de fornecer corrente para o acionamento dos IGBTs. O optoacoplador utilizado é o circuito integrado TLP621, que foi escolhido devido à relativa fidelidade da largura de pulso da saída em relação à entrada, e também por ter em um único encapsulamento dois canais individuais. São necessários apenas três CIs para suprir os seis canais do DSP. A Figura 62 ilustra a utilização dos optoacopladores para a isolamento dos sinais PWM dos interruptores S1 e S4. Os demais sinais PWM seguem a mesma topologia. Os resistores 1,5k Ω têm a função de grampear a tensão em zero Volt quando o optoacoplador não estiver conduzindo.

Figura 62 - Circuito de isolamento utilizando optoacopladores



Fonte: Autor

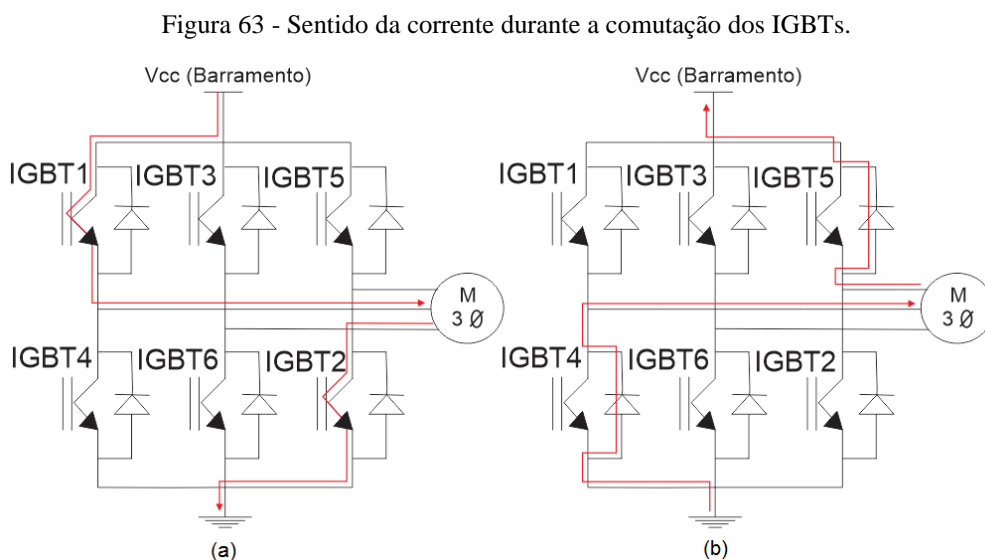
6 DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR PARA CADA IGBT

Os IGBTs dissipam calor por efeito Joule, cuja dissipação acontece pela circulação de corrente elétrica. A potência que é dissipada é igual ao produto do quadrado da corrente elétrica pela resistência do circuito [CEZARE].

O calor produzido pelo IGBT é dissipado para ambientes mais frios, pois essa dissipação é dependente das características térmicas dos meios e dos materiais envolvidos.

Para o dimensionamento será considerado o pior caso de dissipação de potência dos transistores, que é quando os transistores estão conduzindo com ciclo de trabalho de aproximadamente 100% e comutando na maior frequência de chaveamento. Também será considerado que o inversor estará injetando o triplo da corrente nominal do motor em uma temperatura ambiente de 40°C. Como o IGBT IRGP6650DPbF pode operar em uma temperatura máxima de 175 °C, será também considerado para o projeto do dissipador que o IGBT poderá operar com uma temperatura máxima na junção de até 120 °C.

A Figura 63(a) apresenta o funcionamento do inversor para o caso onde os IGBTs 1 e 2 estão conduzindo corrente. Ao serem deligados a bobinas do estator tentam manter o fluxo magnético, gerando assim uma tensão contrária. Isso induz uma corrente que passa pelos diodos de roda livre, como mostrado na Figura 63(b). Então, é importante considerar a dissipação de potência tanto pelo transistor do IGBT, como pelo diodo de roda livre do mesmo par.



Fonte: Autor

Considerando-se o funcionamento do inversor em um período, onde a corrente passa tanto pelo o IGBT quanto pelo diodo de um mesmo par, a potência total dissipada pode ser calculada pela seguinte Equação 47.

$$P_{tot} = P_{tot(T)} + P_{tot(D)} \quad (47)$$

Onde:

$P_{tot(T)}$: Potência total dissipada pelo IGBT;

$P_{tot(D)}$: Potência total dissipada pelo diodo.

A potência total dissipada pelo IGBT e pelo diodo é a soma de suas potências dissipadas no estado de condução e a potência dissipada durante o chaveamento. Assim pelas Equações 48 e 49 é possível calcular a potência total dissipada pelo diodo e pelo IGBT.

$$P_{tot(T)} = P_{cond(T)} + P_{SW(T)} \quad (48)$$

$$P_{tot(D)} = P_{cond(D)} + P_{SW(D)} \quad (49)$$

Segundo (SEMIKRON, 2011, p.284) as potências dissipadas pelo diodo e pelo IGBT podem ser calculadas segundo as seguintes Equações 50, 51, 52 e 53:

$$P_{cond(T)} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{CE0}(T_j) \cdot \hat{I}_1 + \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_{CE}(T_j) \cdot \hat{I}_1^2 \quad (50)$$

$$P_{SW(T)} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{out}}{I_{ref}} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{ESW} \cdot (T_j - T_{ref})) \quad (51)$$

$$P_{cond(D)} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{F0}(T_j) \cdot \hat{I}_1 + \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot r_F(T_j) \cdot \hat{I}_1^2 \quad (52)$$

$$P_{(SW)D} = E_{rec} \cdot f \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{out}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot (1 + TC_{Err} \cdot (T_j - T_{ref})) \quad (53)$$

Onde:

$P_{cond(T)}$: Potência dissipada durante a condução do IGBT;

$P_{SW(T)}$: Potência dissipada durante a comutação do IGBT;

$P_{cond(D)}$: Potência dissipada durante a condução do diodo;

$P_{SW(D)}$: Potência dissipada durante a comutação do diodo;

m : Índice de modulação;

$\cos(\varphi)$: Fator de potência do motor;

V_{CE0} : Tensão entre o coletor e emissor;

V_{F0} : Queda de tensão no diodo;

I_{out} : Corrente de saída do inversor;

\hat{I}_1 : Amplitude da corrente de saída do inversor = $1.41 \cdot I_{out}$;

r_{CE} : Resistência elétrica entre o coletor e o emissor;

E_{on} : Energia necessária para o IGBT entrar em condução;

E_{off} : Energia necessária para o IGBT sair do estado de condução;

E_{rec} : Energia de recuperação do diodo;

V_{cc} : Tensão do barramento CC;

K_v : Expoentes para compensação da dependência da tensão nas perdas de comutação
 $\cong 0.6 \dots 1.4$;

K_i : Expoentes para compensação da dependência da corrente nas perdas de comutação
 $\cong 0.6$;

TC_{ESW} , TC_{Err} : Coeficiente de temperatura das perdas por chaveamento \cong
 $0.003 \dots 0.006 \text{ 1/K}$;

I_{ref} , V_{ref} , T_{ref} : Valores de referência das medições das perdas por chaveamento obtidos da folha de dados do IGBT.

O dimensionamento térmico pode ser feito através de uma analogia com circuitos elétricos, onde a potência dissipada é representada por uma fonte de corrente, as temperaturas são análogas às tensões no circuito e as resistências térmicas são representadas pelas próprias resistências do circuito.

A Figura 64 apresenta um exemplo de um circuito térmico para um IGBT acoplado ao dissipador, cada uma das variáveis está descrita abaixo:

$R_{th}(TJC)$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do IGBT;

$R_{th}(DJC)$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do diodo;

$R_{th}(CS)$: Resistência térmica entre base de montagem do encapsulamento e o dissipador;

$R_{th}(SA)$: Resistência térmica entre o dissipador e o ar;

T_j : Temperatura na junção;

T_c : Temperatura na base de contagem do encapsulamento;

T_s : Temperatura do dissipador;

T_A : Temperatura ambiente;

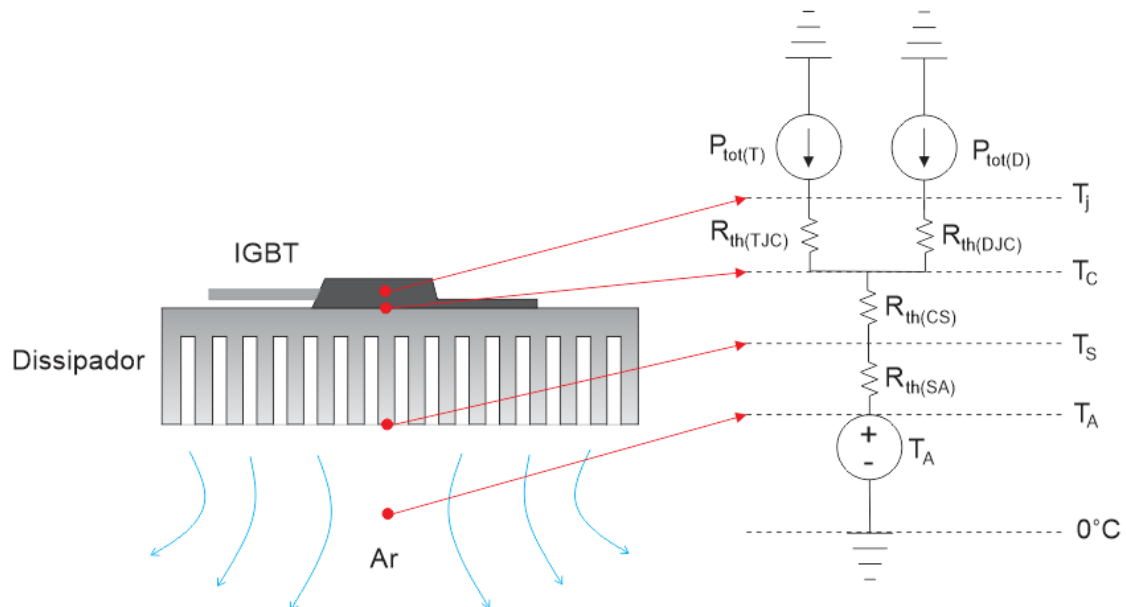
As resistências térmicas da Tabela 5 foram retiradas da folha de dados do IGBT IRGP6650DPbF.

Tabela 5 - Valores das resistências térmicas do IGBT.

Resistência térmica	Valor ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
$R_{th}(TJC)$	0,49
$R_{th}(DJC)$	3,35
$R_{th}(CS)$	0,24

Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2014.

Figura 64 - Circuito térmico correspondente ao IGBT, dissipador de calor e o ar.



Fonte: Autor

Substituindo-se os valores das constantes, dos dados obtidos da folha de dados do IGBT e das considerações de projeto nas Equações 50, 51, 52 e 53 é possível determinar as potências dissipadas. Os valores das energias dissipadas durante a comutação do IGBT foram selecionados para as resistências de *gate* conforme a Figura 53. A Tabela 6 abaixo apresenta os valores calculados das potências de condução e de comutação do IGBT e do diodo.

Tabela 6 - Valores das potências dissipadas pelo IGBT.

Potência dissipada	Valor (W)
$P_{cond(T)}$	16,858
$P_{SW(T)}$	9,54
$P_{cond(D)}$	6,256
$P_{SW(D)}$	1,364

Fonte: Autor

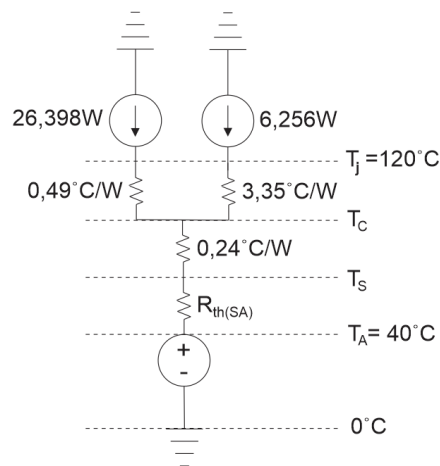
Assim as potências totais dissipadas pelo IGBT e pelo diodo são dadas pelas Equações 54 e 55.

$$P_{tot(T)} = P_{cond(T)} + P_{SW(T)} = 26,398W \quad (54)$$

$$P_{tot(D)} = P_{cond(D)} + P_{SW(D)} = 6,256W \quad (55)$$

Utilizando-se os valores das Tabelas 5 e 6 chega-se ao circuito da Figura 65.

Figura 65 - Circuito térmico com valores.



Fonte: Autor

Pelo circuito térmico da Figura 65 é possível determinar qual valor de resistência térmica que o dissipador deve ter para a temperatura na junção não ultrapassar os $120^\circ C$, em uma temperatura ambiente de $40^\circ C$.

Como neste caso a variação de temperatura ($T_j - T_c$) é maior no diodo, então o valor que limita a resistência térmica do dissipador deve ser calculado tomando o diodo como caso crítico. Fazendo uma análise do circuito da Figura 65 a resistência térmica do dissipador pode ser determinada pela Equação 56.

$$R_{th(SA)} = \frac{T_j - T_A - R_{th(DJC)} \cdot P_{tot(D)}}{P_{tot(D)} + P_{tot(T)}} \quad (56)$$

Substituindo-se os valores do circuito da Figura 65 na Equação 56 obteve-se que $R_{th(SA)} = 1,6^\circ\text{C/W}$. Assim a resistência térmica do dissipador deve ser menor ou igual a $1,6^\circ\text{C/W}$ para garantir uma temperatura de 120°C na junção, em uma temperatura ambiente de 40°C .

O dissipador escolhido para esta aplicação é o HS 12764 da HS dissipadores, onde o mesmo tem uma resistência térmica de aproximadamente $1,47^\circ\text{C/W}$, cujo valor foi retirado da folha de dados do dissipador considerando-se a temperatura de trabalho de 40°C , altitude de 3000m e convecção natural. A folha de dados do dissipador HS 12764 segue em anexa ao trabalho.

Utilizando este dissipador e o inversor operando na corrente nominal do motor, a temperatura na junção será de aproximadamente 67°C .

7 DIMENSIONAMENTO DA PONTE RETIFICADORA COM FILTRO CAPACITIVO

7.1 Dimensionamento da ponte retificadora

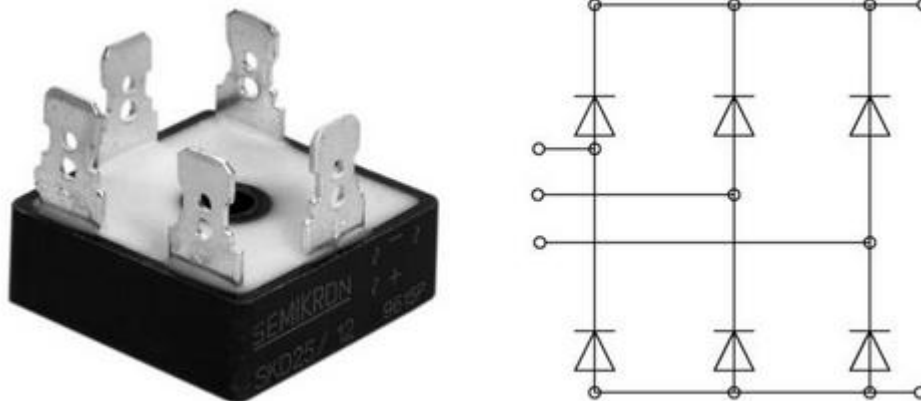
Para este projeto será considerado que a ponte retificadora deve suportar uma corrente de três vezes a corrente nominal do motor.

Como visto anteriormente, cada diodo da ponte retificadora irá conduzir por 120° , assim a corrente média que cada diodo deve suportar será três vezes menor que a corrente utilizada como parâmetro de projeto.

A tensão trifásica de entrada do retificador que será considerado no dimensionamento do retificador será de 380V com frequência de 60Hz.

Para este projeto será sugerido uma ponte retificadora trifásica não controlada. A ponte retificadora SDK 25/08 é uma boa opção para o projeto, pois a mesma atende as especificações de corrente e tensão. A Figura 66 apresenta uma imagem ilustrativa da ponte retificadora SDK 25 e de seu diagrama elétrico.

Figura 66 - Imagem ilustrativa da ponte retificadora SDK 25 e se seu diagrama elétrico.



Fonte: SEMIKRON, 2004

7.2 Dimensionamento do dissipador para a ponte retificadora

Os diodos devem ser fixados em dissipadores de modo a manter sua junção com temperatura abaixo da máxima especificada pelo fabricante. Em geral a especificação máxima é de 120°C , mas no caso do SKN25 é 150°C pelo manual do fabricante.

Neste projeto será considerado que a temperatura na junção dos diodos não poderá ultrapassar de 120°C em uma temperatura ambiente de 40°C.

Segundo (SEMIKRON, 2011, p.216) é possível determinar a potência dissipada no diodo através da Equação 57.

$$P_{FAV} = V_{F0}(T_j) \cdot I_{FAV} + r_F(T_j) \cdot I_{FRMS}^2 \quad (57)$$

Onde:

P_{FAV} : Potência média dissipada pelo diodo;

V_{F0} : Tensão de polarização do diodo;

r_F : Resistência do diodo;

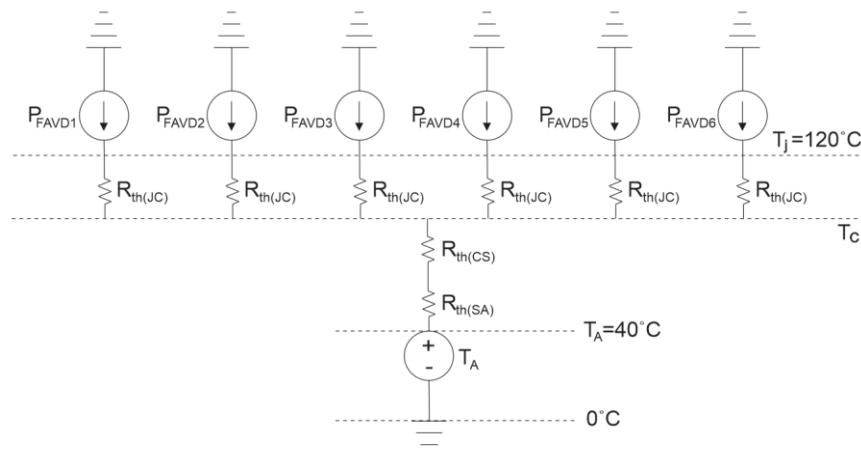
I_{FAV} : Corrente média do diodo = $\frac{I_{CC}}{3}$;

I_{FRMS} : Corrente eficaz do diodo = $\frac{I_{CC}}{\sqrt{3}}$;

Assim, substituindo-se os valores de V_{F0} e r_F obtidos da folha de dados da ponte retificadora SKN25 e considerando-se que I_{CC} é igual ao triplo da corrente nominal do motor, a potência média dissipada pelo diodo é igual a $P_{FAV} = 6,01\text{W}$.

A Figura 67 apresenta o circuito térmico correspondente à ponte retificadora.

Figura 67 - Circuito térmico correspondente a ponte retificadora.



Fonte: Autor

Onde:

T_j : Temperatura na junção do diodo;

T_c : Temperatura na base do diodo;

T_A : Temperatura ambiente;

$R_{th}(JC)$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento dos diodos;

$R_{th}(CS)$: Resistência térmica entre base de montagem do encapsulamento e o dissipador;

$R_{th}(SA)$: Resistência térmica entre o dissipador e o ar;

Analisando a Figura 67 e pela analogia com circuitos elétricos é possível determinar a resistência térmica que o dissipador deverá ter para atender ao projeto. A Equação 58 determina qual deve ser a resistência térmica do dissipador.

$$R_{th(SA)} = \frac{T_j - T_A - P_{FAV} R_{th}(JC)}{6P_{FAV}} - R_{th}(CS) \quad (58)$$

Substituindo-se os valores das resistências obtidos da folha de dados do SKN25, encontra-se que o valor da resistência térmica do dissipador deve ser de $R_{th(SA)} = 2,0^\circ\text{C/W}$.

O dissipador HS 14376 atende as necessidades do projeto porque o mesmo tem uma resistência térmica de aproximadamente 1.61°C/W , valor que foi retirado da folha de dados do dissipador considerando-se a temperatura de trabalho de 40°C , a altitude de 3000m e convecção natural. A folha de dados do dissipador HS 14376 segue em anexo a este trabalho.

7.2.1 Dimensionamento do filtro capacitivo

A ondulação na saída do circuito retificador é muito grande o que torna a tensão de saída inadequada para alimentar o inversor. É necessário fazer uma filtragem na tensão de saída do retificador, que é realizada pelo barramento CC. A filtragem nivela a forma de onda na saída do retificador tornando-a próxima de uma tensão contínua, conforme mostrado Figura 68.

Uma forma simples de efetuar a filtragem é ligar um capacitor de alta capacitância em paralelo com a carga (normalmente utiliza-se um capacitor eletrolítico). A função do capacitor é reduzir a ondulação na saída do retificador e, quanto maior for o valor deste capacitor, menor será a ondulação na saída da fonte.

A capacitância necessária para nivelar a tensão de saída de um retificador trifásico pode ser calculada pela Equação 59. (CORRADI, 2005, p.5)

$$C = \frac{I_{cc}}{6 \cdot f \cdot V_{ond}} \quad (59)$$

Onde:

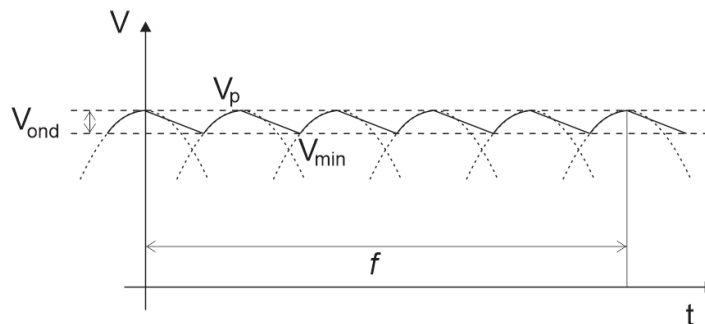
I_{cc} : Corrente na carga;

f : Frequência da rede de alimentação;

V_{ond} : Tensão de ondulação;

Conforme mostrado na Figura 68 a tensão de ondulação é a diferença entre a tensão de pico e a tensão mínima no capacitor.

Figura 68 - Ilustração da ação do filtro.



Fonte: Autor

Fazendo-se as mesmas considerações de projeto que foram estipuladas para o dimensionamento do retificador, e considerando uma tensão de ondulação de 10V, é possível então, determinar a capacitância necessária para o filtro CC.

Substituindo-se, então, os dados na Equação 59 encontra-se que a capacitância necessária para o filtro é de 4,44mF.

Assim para o projeto do filtro podem ser utilizados quatro capacitores B43700 de 1.2mF e tensão de 600V em paralelo, A capacitância equivalente do circuito será de 4.8mF e os capacitores iram suportar a tensão de saída do retificador.

Pelos critérios de projeto o barramento CC deve suportar uma corrente três vezes a corrente nominal do motor, sabendo-se pela Tabela 4 que a corrente nominal do motor é 5,7A, assim o barramento deve ser capaz de suportar uma corrente de 17,1A. Segundo a folha de dados do capacitor B43700, o mesmo suporta uma corrente de 6,63A em uma temperatura de 85°C. Como no projeto do barramento CC são utilizados quatro capacitores em paralelo, assim a corrente se divide por quatro, oque resulta em 4,2A por capacitor, assim tornando viável a utilização do capacitor B43700 no projeto.

8 CONCLUSÃO

Este trabalho foi desenvolvido com o intuito de oferecer informações necessárias para o conhecimento básico do funcionamento de um inversor de frequência. Para isso, apresentou-se uma descrição sobre cada um dos estágios que constitui um inversor de frequência.

A topologia de um inversor de frequência mostra que é possível transformar uma tensão contínua em uma tensão alternada. Esta conversão baseada no controle, ajuste da frequência e nível da tensão de saída do inversor, levam a excelentes resultados, desde que sejam utilizadas técnicas específicas de modulação, levando o inversor de frequência a um status importante dentro da família dos conversores.

A partir dos requisitos de projeto este trabalho propôs o estudo e projeto de um inversor de frequência capaz de acionar um motor de 2CV.

No capítulo 4 desenvolveu-se um estudo em simulação de um inversor de frequência, com controle escalar e técnica de modulação vetorial, para fins de análises reais do comportamento de tensão e corrente manipuladas pelo inversor. Através das simulações realizadas foi possível verificar que a modulação SVPWM injeta baixo conteúdo harmônico na saída do inversor e que através do controle escalar em malha aberta é possível fazer com que o motor siga referência de velocidade.

Durante o capítulo 5 foram apresentados os recursos de hardware necessários para uma possível implementação física do inversor de frequência proposto, como o uso do kit didático para geração dos pulsos PWM, circuitos optoacopladores, circuitos de *drivers*, circuito de proteção, e os semicondutores de potência. O uso do *driver* IR2114SS apresentou grande vantagem, principalmente pela redução da quantidade de circuitos externos auxiliares, pois o mesmo contém internamente os circuitos de geração de tempo morto e de proteção contra curto circuito.

Como os IGBTs tendem a esquentar devido à potência dissipada por eles, o capítulo 6 apresentou o projeto de um dissipador que seja capaz de dissipar essa potência e manter os IGBTs dentro de uma faixa de temperatura aceitável.

Em relação a trabalhos futuros, recomenda-se a implementação da modulação vetorial na região de sobremodulação, pois assim é possível aproveitar melhor a tensão do barramento CC e, por conseguinte, diminuir a região de enfraquecimento de campo. Outra sugestão para projetos futuros é a montagem do circuito com a utilização dos componentes selecionados neste trabalho.

9 REFERÊNCIAS

PAIXÃO, J. P. **Controle de velocidade de motores elétricos**. 2009. 81 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Curso de Especialização em Automação Industrial) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2009.

BORBA, J. L. **Sistema de Transmissão Elétrica**. 2009. 242 p. Programa de especialização profissional (Curso de Pós-Graduação em Engenharia Ferroviária) – Pontifícia Universidade Católica, Minas Gerais, 2009.

WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.. **Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**. Jaraguá do Sul, SC. 2010.

WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.. **FOLHA DE DADOS Motor Trifásico De Indução - Rotor De Gaiola**. Jaraguá do Sul, SC. 2015.

MARTINS, D. C., BARBI, I. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2005. 394p.

ELETROBRAS. **Eficiência Energética na Indústria; agosto de 2009**, p.16; Disponível em: <http://www.cni.org.br/portal/data/files/00/FF808081234E24EA0123627A07156F8E/Eficiencia.pdf>.

NEVES, A. R. P. D. **Desenvolvimento de uma Ferramenta para Aconselhamento na Escolha da Classe de Rendimento de Motores Elétricos** [dissertação]. Porto: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto; 2008.

CUNHA, L. **Motores elétricos: movendo o mundo** [Internet]. Agosto de 2009. Disponível em: <http://www.osetoreletrico.com.br/web/a-revista/edicoes/132-radiografia-motores-eletricos-movendo-o-mundo.html>.

TEIXEIRA, D. A. P.. **Motor de Indução Trifásico, o motor da indústria** [Internet]. Março de 2012. Disponível em: <http://www.artigonal.com/tecnologias-artigos/motor-de-inducao-trifasico-o-motor-da-industria-5785432.html>.

PAIVA, J. **Controle Vetorial de Velocidade de uma Máquina de Indução sem Mancais trifásica com Bobinado dividido Utilizando Estimação Neural de fluxo** [Tese de Doutorado]. Natal, RN: Universidade Federal do Rio Grande do Norte; 2007.

NICOLAU, P.F. **Técnica de Modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores Fonte de Tensão**. Itajubá: Universidade Federal de Itajubá, Pós-Graduação em Engenharia Elétrica; 2007.

CONSTANTINO, J.D.S. **Construção De Um Variador De Frequência**. Porto: Instituto Superior de Engenharia do Porto, Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores; 2013.

CAMARGO, C.B. **Acionamentos De Motores De Indução Através das Técnicas de Controle Escalar e Vetorial**. Sorocaba: Faculdade de Engenharia de Sorocaba, Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica; 2011.

CEZARE, M.J. **Ponte Inversora Trifásica de Média Potência para Acionamento de Alto Desempenho**. São Carlos: Universidade de São Paulo, Trabalho de Conclusão de curso em Engenharia Elétrica; 2007.

CORTÉS, RODRÍGUES R; **Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente em derivación para redes trifásicas de cuatro hilos**, 2005. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica – Departament d'Enginyeria Elèctrica, Universidade Politècnica de Catalunya, Barcelona 2005.

CARLOS, A. T.; **Inversor de Tensão 127V/1kVA**, 2010. Porto Alegre: Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Trabalho de Conclusão de curso em Engenharia Elétrica; 2010.

BIMAL K. B.; **Power Electronics And Motor Drives: Advances and Trends**, San Diego: Elsevier; 2006.

INTERNATIONAL RECTIFIER; **Integrated Power Hybrid IC for Appliance Motor Drive Applications**. 2011.

INTERNATIONAL RECTIFIER; **Insulated Gate Bipolar Transistor with Ultrafast Soft Recovery Diode**. 2014.

INTERNATIONAL RECTIFIER; **Half-Bridge Gate Driver IC IR2114SS**. 2009. 33p.

MITSUBISHI; **IGBT MODULES CM100TL-12NF**. 2009.

ARNALDO J. P., RENÊ T. B.; **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. Sagra; Porto Alegre (RS);1997. Capítulo 7, Circuitos de Comando para IGBTs.

SEMIKRON; **Gate Resistor – Principles and Applications**; 2007, 10p.

SEMIKRON; **Aplication Manual Power Semiconductors**. SEMIKRON International GmbH; Nuremberg, Germany, 2011.

- SEMIKRON; Power Bridge Rectifiers SKD 25; 2004, 3p.
- CORRADI R. J.; **Circuitos Retificadores**. Eletrônica Básica, UNIP, 2005.
- DANIEL D. B.; Inversor De Frequência Monofásico Para Trifásico. Florianópolis, SC. 2009.
- GIFFONI S., FERNANDO J.; **Estudo do Chaveamento por Vetores Espaciais em Modulação Por Largura de Pulso em Conversores Multiníveis**, 2008. 142 f. Dissertação de Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro. 2008.
- SEGUI CHILET, SALVADOR; GIMENO S., FRANCISCO J.; Masot Peris, Rafael; **Control Vectorial de inversores trifásicos / y 2**, Control de Potencia. Julio, 2003.
- FLORES, D. C.; **Estudo e implementação de um inversor de frequência baseado em processador de sinais**. Pelotas: Centro politécnico da Universidade Católica de Pelotas, Trabalho de Conclusão de curso em Engenharia Elétrica; 2009.
- AZEVEDO, V. L.; MENDES, L. E. **Análise transitória do motor de indução trifásico**. 2006. 81 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Curso de Engenharia Elétrica) – Universidade de Brasília, Brasília, 2009.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 7. ed. Florianopolis: UFSC, 2007.
- BENEDITO, C. **ACIONAMENTOS DE MOTORES DE INDUÇÃO ATRAVÉS DAS TÉCNICAS DE CONTROLE ESCALAR E VETORIAL**. Sorocaba: [s.n.], 2011.
- CLUBE DA ELETRÔNICA. Clube da Eletrônica. Clube da Eletrônica, 08 Setembro 2009. Disponível em: <<http://www.clubedaeletronica.com.br/Eletricidade/PDF/Inversor%20de%20frequencia.pdf>>. Acesso em: 19 Junho 2014.
- EMERICH, P. **Estudo Das Tecnologias e Aplicações dos Inversores de Frequência de Média Tensão**. Vitória: [s.n.], 2005.
- FRANCISCO, A. M. S. **Motores de Indução Trifásico**. Viseu: [s.n.], 2006. 250 p.
- RANIEL, T. **Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Controle de Posição e Velocidade de uma Esteira Transportadora usando Inversor de Frequência e Microcontrolador**. Ilha Solteira : [s.n.], 2011.
- VAZ, F. S. D. O. **Máquinas Elétricas**. Florianópolis: SENAI, 2010. ISBN 99.

ANEXOS**Código do bloco 1**

```
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
#include <math.h>
float wn,fn,wref,Vref,f;
wref = in[0];
wn = 1800; //Velocidade nominal do motor
fn = 60; // Frequência nominal do motor

f = fn*wref/wn;
Vref = 380*f/fn;

if (f<10)
{
    Vref = 0.15*380;
}

if (f>48)
{
    Vref = 307;
}
```

Código do bloco 2

```
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
#include <math.h>
float
inter,teta,tetarad,passo,Vref,Valfa,Vbeta,pi,f;
inter = in[0];
Vref = in[2];
f = in[1];
pi=3.14159265359;
passo = 360*f/(50000.0);
if ((inter >= 0.99 && inter <= 1.01) ||
(inter >= 1.99 && inter <= 2.01) || (inter >= 2.99
&& inter <= 3.01) || (inter >= 3.99 && inter <=
4.01) || (inter >= 4.99 && inter <= 5.01) || (inter >=
5.99 && inter <= 6.01) )
{
    teta = teta + passo;
}
if (teta > 360)
{
    teta = 0;
}
tetarad = teta*pi/180;
Vbeta = Vref*sin(tetarad);
Valfa = Vref*cos(tetarad);
out[0] = teta;
out[1] = Valfa;
out[2] = Vbeta;
```

Código do bloco 3

```

#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
#include <math.h>
float
Ta,Tb,To,rad60,rad120,rad180,rad240,rad300,rad360,
tetarad,pi,M,Ts,inter,teta,taux,Vref,Valfa,Vbeta,
Vdc;
int
setor,cont1,cont2,cont3,cont4,cont5,cont6;
teta = in[0];
inter = in[3];
Valfa = in[1];
Vbeta = in[2];
Vdc = sqrt(2)*380;
Vref = in[4];
pi = 3.14159265359;
rad60 = 60*pi/180;
rad120 = 120*pi/180;
rad180 = 180*pi/180;
rad240 = 240*pi/180;
rad300 = 300*pi/180;
rad360 = 360*pi/180;
M = Vref/(2*Vdc/pi);
Ts = 1/5000.0;
tetarad = teta*pi/180;
if(M <= 0.9068)
{
if (teta < 60)
{
setor = 1;
cont6 = 0;
if(cont1 == 0 || (inter >= 0.99 &&
inter <= 1.01) )
{
Ta = (3*Valfa/4 -
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;
Tb = (sqrt(3)*Vbeta/2)*Ts/Vdc;
To = Ts - 2*Ta - 2*Tb;
cont1 = 1;
}
}
}
if (teta >= 60 && teta < 120 )
{
setor = 2;
cont1 = 0;
if(cont2 == 0 || (inter >= 0.99 &&
inter <= 1.01) )
{
Ta = (3*Valfa/4 +
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;
Tb = (-3*Valfa/4 +
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;
To = Ts - 2*Ta - 2*Tb;
cont2 = 1;
}
}
if (teta >= 120 && teta < 180 )
{
setor = 3;
cont2 = 0;
if(cont3 == 0 || (inter >= 0.99 &&
inter <= 1.01) )
{
Ta = (0*Valfa +
sqrt(3)*Vbeta/2)*Ts/Vdc;
Tb = (-3*Valfa/4 -
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;
To = Ts - 2*Ta - 2*Tb;
cont3 = 1;
}
}
if (teta >= 180 && teta < 240 )
{
setor = 4;
cont3 = 0;
if(cont4 == 0 || (inter >= 0.99 &&
inter <= 1.01) )
{
Ta = (-3*Valfa/4 +
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;
Tb = (0*Valfa -
sqrt(3)*Vbeta/2)*Ts/Vdc;
}
}
}
}

```

```

        To = Ts - 2*Ta - 2*Tb;
        cont4 = 1;
    }
}
if (teta >= 240 && teta < 300 )
{
    setor = 5;
    cont4 = 0;
    if(cont5 == 0 || (inter >= 0.99 &&
inter <= 1.01) )
    {
        Ta = (-3*Valfa/4 -
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;
        Tb = (3*Valfa/4 -
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;

        To = Ts - 2*Ta - 2*Tb;
        cont5 = 1;
    }
}
if (teta >= 300 && teta < 360 )
{
    setor = 6;
    cont5 = 0;
    if(cont6 == 0 || (inter >= 0.99 &&
inter <= 1.01) )
    {
        Ta = (0*Valfa -
sqrt(3)*Vbeta/2)*Ts/Vdc;
        Tb = (3*Valfa/4 +
sqrt(3)*Vbeta/4)*Ts/Vdc;

        To = Ts - 2*Ta - 2*Tb;
        cont6 = 1;
    }
}
}

if (M>0.9068)
{
    Ta = 0;
    Tb = 0;
    To = 0;
}

```

```

out[0] = setor;
out[1] = Ta;
out[2] = Tb;
out[3] = To;
out[4] = M;

```

Código do bloco 4

```

#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
#include <math.h>
#include <time.h>
int setor,S1,S3,S5,cont;
float
taux,Ta,Tb,To,inter,ti1,ti2,ti3,ti4,ti5,ti6,ti7,tp1,tp2,t
p3,tp4,tp5,tp6,tp7;
Ta = in[1];
Tb = in[2];
To = in[3];
inter = in[4];
setor = in[0];

if (inter >= 0.99 && inter <= 1.01)
{
    taux = t;
}

ti1 = taux+To/4;
ti2 = ti1 + Ta;
ti3 = ti2 + Tb;
ti4 = ti3 + To/2;
ti5 = ti4 + Tb;
ti6 = ti5 + Ta;
ti7 = ti6 + To/4;

tp1 = taux+To/4;
tp2 = tp1 + Tb;
tp3 = tp2 + Ta;
tp4 = tp3 + To/2;
tp5 = tp4 + Ta;
tp6 = tp5 + Tb;
tp7 = tp6 + To/4;

if (setor == 1)
{
    if (t >= taux && t < ti1)
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
}

```

```

if(t >= ti1 && t < ti2 )
{
    S1=1;
    S3 = 0;
    S5 = 0;
}
if(t >= ti2 && t < ti3 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= ti3 && t < ti4 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 1;
}
if(t >= ti4 && t < ti5 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= ti5 && t < ti6 )
{
    S1=1;
    S3 = 0;
    S5 = 0;
}
if(t >= ti6 && t < ti7 )
{
    S1=0;
    S3 = 0;
    S5 = 0;
}
}

if (setor == 2)
{
    if (t >= taux && t < tp1)
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
}

```



```

}
if(t >= tp1 && t < tp2 )
{
    S1=0;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= tp2 && t < tp3 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= tp3 && t < tp4 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 1;
}
if(t >= tp4 && t < tp5 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= tp5 && t < tp6 )
{
    S1=0;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= tp6 && t < tp7 )
{
    S1=0;
    S3 = 0;
    S5 = 0;
}
}

if (setor == 3)
{
    if (t >= taux && t < ti1)
    {
        S1=0;
    }
}

}
S3 = 0;
S5 = 0;
}
if(t >= ti1 && t < ti2 )
{
    S1=0;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= ti2 && t < ti3 )
{
    S1=0;
    S3 = 1;
    S5 = 1;
}
if(t >= ti3 && t < ti4 )
{
    S1=1;
    S3 = 1;
    S5 = 1;
}
if(t >= ti4 && t < ti5 )
{
    S1=0;
    S3 = 1;
    S5 = 1;
}
if(t >= ti5 && t < ti6 )
{
    S1=0;
    S3 = 1;
    S5 = 0;
}
if(t >= ti6 && t < ti7 )
{
    S1=0;
    S3 = 0;
    S5 = 0;
}
}

if (setor == 4)
{
    if (t >= taux && t < tp1)
    {

```

```

        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
    if(t >= tp1 && t < tp2 )
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp2 && t < tp3 )
    {
        S1=0;
        S3 = 1;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp3 && t < tp4 )
    {
        S1=1;
        S3 = 1;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp4 && t < tp5 )
    {
        S1=0;
        S3 = 1;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp5 && t < tp6 )
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp6 && t < tp7 )
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
}

if (setor == 5)
{
        if (t >= taux && t < ti1)
        {
            S1=0;
            S3 = 0;
            S5 = 0;
        }
        if(t >= ti1 && t < ti2 )
        {
            S1=0;
            S3 = 0;
            S5 = 1;
        }
        if(t >= ti2 && t < ti3 )
        {
            S1=1;
            S3 = 0;
            S5 = 1;
        }
        if(t >= ti3 && t < ti4 )
        {
            S1=1;
            S3 = 1;
            S5 = 1;
        }
        if(t >= ti4 && t < ti5 )
        {
            S1=1;
            S3 = 0;
            S5 = 1;
        }
        if(t >= ti5 && t < ti6 )
        {
            S1=0;
            S3 = 0;
            S5 = 1;
        }
        if(t >= ti6 && t < ti7 )
        {
            S1=0;
            S3 = 0;
            S5 = 0;
        }
    }
}

if (setor == 6)

```

```

{
    if (t >= taux && t < tp1)
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
    if(t >= tp1 && t < tp2 )
    {
        S1=1;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
    if(t >= tp2 && t < tp3 )
    {
        S1=1;
        S3 = 0;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp3 && t < tp4 )
    {
        S1=1;
        S3 = 1;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp4 && t < tp5 )
    {
        S1=1;
        S3 = 0;
        S5 = 1;
    }
    if(t >= tp5 && t < tp6 )
    {
        S1=1;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
    if(t >= tp6 && t < tp7 )
    {
        S1=0;
        S3 = 0;
        S5 = 0;
    }
}
if (To == 0 && Ta == 0 && Tb == 0)

```

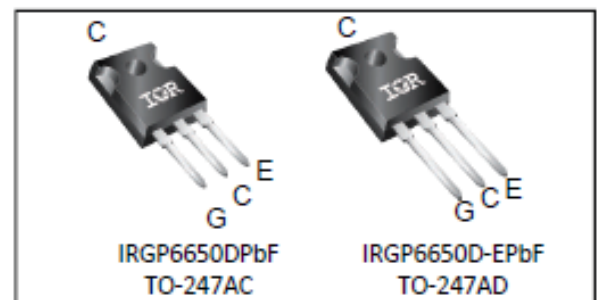
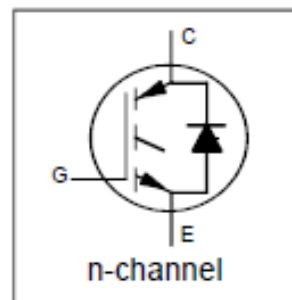
```

{
    S1 = 0;
    S3 = 0;
    S5 = 0;
}
out[0] = S1;
out[1] = S3;
out[2] = S5;
out[3] = taux;

```

Insulated Gate Bipolar Transistor with Ultrafast Soft Recovery Diode

$V_{CES} = 600V$
$I_C = 50A, T_C = 100^\circ C$
$t_{SC} \geq 5\mu s, T_{J(max)} = 175^\circ C$
$V_{CE(ON)} \text{ typ.} = 1.65V @ I_C = 35A$



Applications

- Welding
- H Bridge Converters

G	C	E
Gate	Collector	Emitter

Features	Benefits
Low $V_{CE(ON)}$ and Switching Losses	High Efficiency in a Wide Range of Applications
Optimized Diode for Full Bridge Hard Switch Converters	Optimized for Welding and H Bridge Converters
Square RBSOA and Maximum Temperature of 175°C	Improved Reliability due to Rugged Hard Switching Performance and High Power Capability
5 μs Short Circuit	Enables Short Circuit Protection Operation
Positive $V_{CE(ON)}$ Temperature Co-efficient	Excellent Current Sharing in Parallel Operation
Lead-free, RoHS compliant	Environmentally friendly

Base part number	Package Type	Standard Pack		Orderable Part Number
		Form	Quantity	
IRGP6650DPbF	TO-247AC	Tube	25	IRGP6650DPbF
IRGP6650D-EPbF	TO-247AD	Tube	25	IRGP6650D-EPbF

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	80	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	50	
I_{CM}	Pulse Collector Current, $V_{GE} = 15V$	105	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current, $V_{GE} = 20V$ ①	140	
$I_{FRM} @ T_C = 100^\circ C$	Diode Repetitive Peak Forward Current ②③	25	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current ④	140	
V_{GE}	Continuous Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	306	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	153	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-40 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$ (IGBT)	Thermal Resistance Junction-to-Case-(each IGBT) ⑤	—	—	0.49	°C/W
$R_{\theta JC}$ (Diode)	Thermal Resistance Junction-to-Case-(each Diode) ⑤	—	—	3.35	
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink (flat, greased surface)	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (typical socket mount)	—	—	40	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 100\mu A$ ①
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.45	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$ (25°C-175°C)
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.65	1.95	V	$I_C = 35A, V_{GE} = 15V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	2.05	—		$I_C = 35A, V_{GE} = 15V, T_J = 150^\circ\text{C}$
		—	2.10	—		$I_C = 35A, V_{GE} = 15V, T_J = 175^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	4.0	—	6.5	V	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1.0mA$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Threshold Voltage Temperature Coeff.	—	-18	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1.0mA$ (25°C-175°C)
g_{fe}	Forward Transconductance	—	22	—	S	$V_{CE} = 50V, I_C = 35A, PW = 20\mu s$
I_{CES}	Collector-to-Emitter Leakage Current	—	1.0	50	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	600	—		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 175^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$
V_F	Diode Forward Voltage Drop	—	1.80	2.80	V	$I_F = 8A$
		—	1.30	—		$I_F = 8A, T_J = 175^\circ\text{C}$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	75	—	nC	$I_C = 35A$ $V_{GE} = 15V$ $V_{CC} = 400V$
Q_{ge}	Gate-to-Emitter Charge (turn-on)	—	20	—		
Q_{gc}	Gate-to-Collector Charge (turn-on)	—	30	—		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	300	—	μJ	$I_C = 35A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V$ $R_g = 10\Omega, L = 210\mu H, T_J = 25^\circ\text{C}$
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	630	—		
E_{total}	Total Switching Loss	—	930	—		
$t_{g(on)}$	Turn-On delay time	—	40	—	ns	Energy losses include tail & diode reverse recovery ③
t_r	Rise time	—	30	—		
$t_{g(off)}$	Turn-Off delay time	—	105	—		
t_f	Fall time	—	20	—		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	640	—	μJ	$I_C = 35A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V$ $R_g = 10\Omega, L = 210\mu H, T_J = 175^\circ\text{C}$
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	930	—		
E_{total}	Total Switching Loss	—	1570	—		
$t_{g(on)}$	Turn-On delay time	—	40	—	ns	Energy losses include tail & diode reverse recovery ③
t_r	Rise time	—	30	—		
$t_{g(off)}$	Turn-Off delay time	—	120	—		
t_f	Fall time	—	60	—		
C_{ies}	Input Capacitance	—	2220	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$
C_{oes}	Output Capacitance	—	130	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	65	—		
RBSOA	Reverse Bias Safe Operating Area	FULL SQUARE				$T_J = 175^\circ\text{C}, I_C = 140A$ $V_{CC} = 480V, V_p \leq 600V$ $V_{GE} = +20V$ to 0V
SCSOA	Short Circuit Safe Operating Area	5	—	—	μs	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_{CC} = 400V, V_p \leq 600V$ $V_{GE} = +15V$ to 0V
E_{rec}	Reverse Recovery Energy of the Diode	—	165	—	μJ	$T_J = 175^\circ\text{C}$
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	50	—	ns	$V_{CC} = 400V, I_F = 8A, V_{GE} = 15V$
I_{rr}	Peak Reverse Recovery Current	—	14	—	A	$R_g = 22\Omega, L = 1.0mH, L_s = 150nH$

Notes:

- ① $V_{CC} = 80\% (V_{CES}), V_{GE} = 20V, R_g = 10\Omega, L = 210\mu H.$
- ② R_g is measured at T_J of approximately 90°C.
- ③ Refer to AN-1088 for guidelines for measuring $V_{(BR)CES}$ safely.
- ④ Pulse width limited by max. junction temperature.
- ⑤ Values influenced by parasitic L and C in measurement.
- ⑥ $f_{sw} = 40KHz$, refer to figure 26.

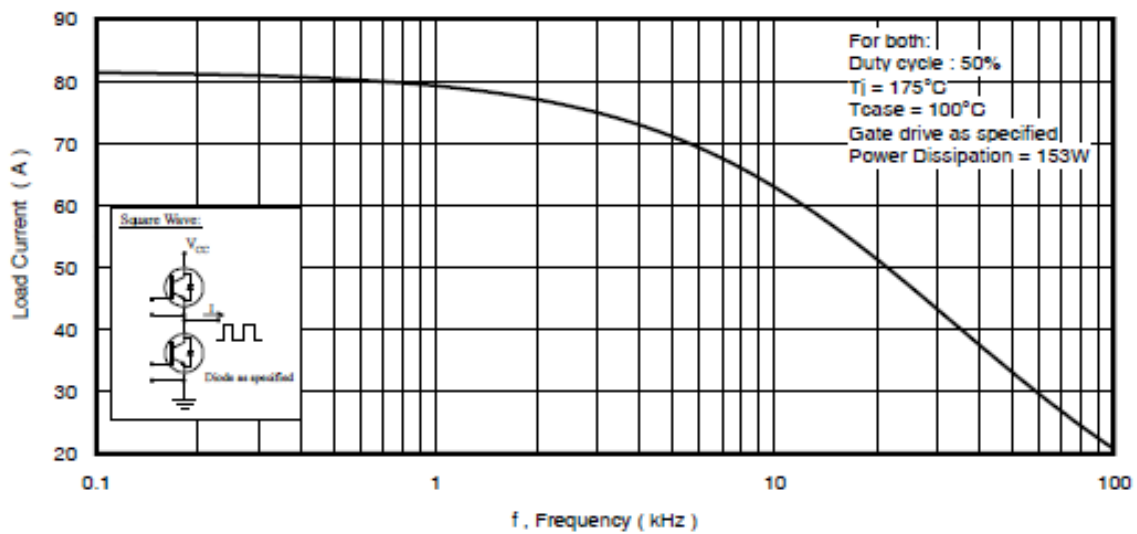


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = IRMS of fundamental)

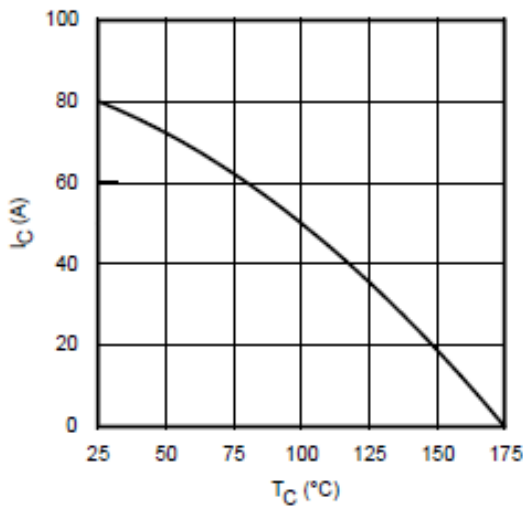


Fig. 2 - Maximum DC Collector Current vs. Case Temperature

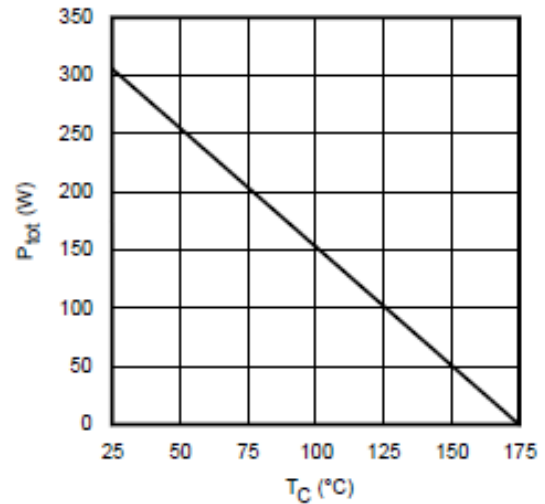


Fig. 3 - Power Dissipation vs. Case Temperature

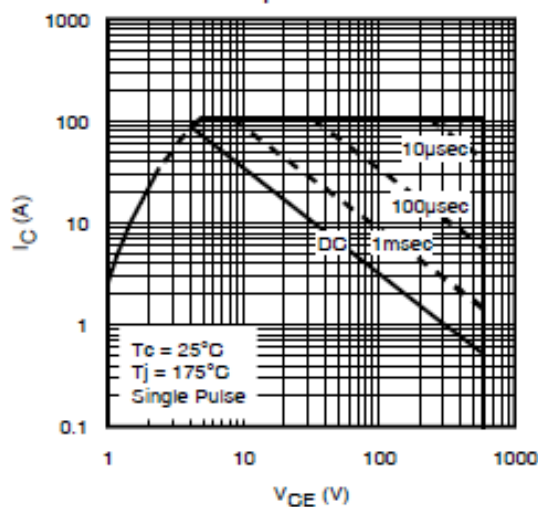


Fig. 4 - Forward SOA
 $T_C = 25^\circ\text{C}; T_J \leq 175^\circ\text{C}; V_{GE} = 15\text{V}$

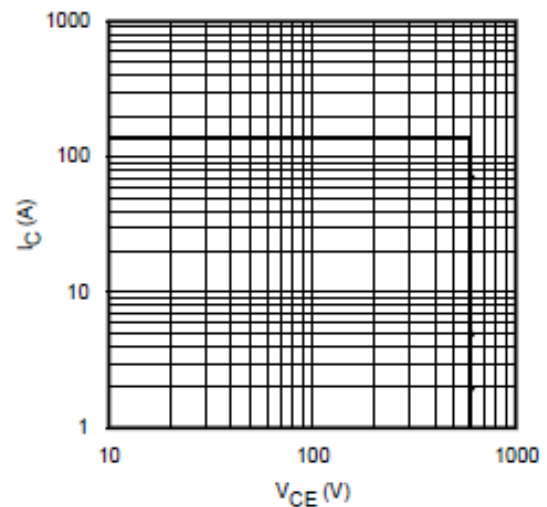


Fig. 5 - Reverse Bias SOA
 $T_J = 175^\circ\text{C}; V_{GE} = 20\text{V}$

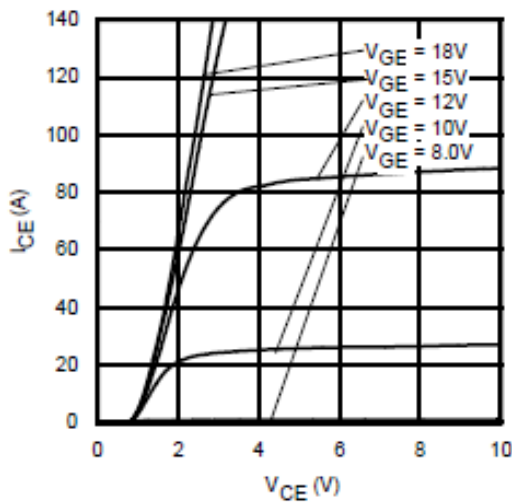


Fig. 6 - Typ. IGBT Output Characteristics
 $T_J = -40^\circ\text{C}$; $t_p = 20\mu\text{s}$

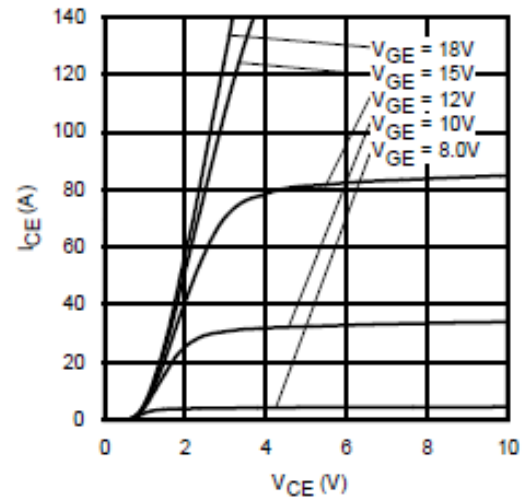


Fig. 7 - Typ. IGBT Output Characteristics
 $T_J = 25^\circ\text{C}$; $t_p = 20\mu\text{s}$

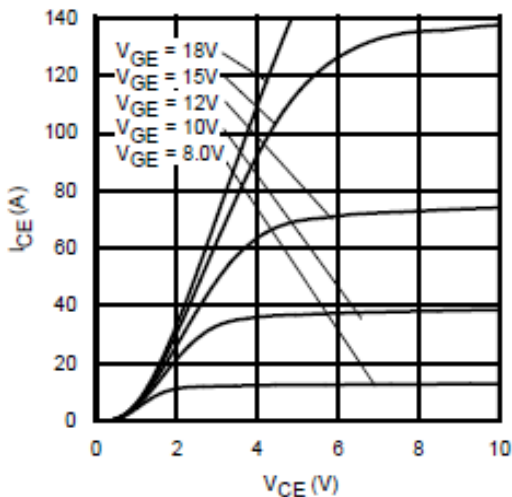


Fig. 8 - Typ. IGBT Output Characteristics
 $T_J = 175^\circ\text{C}$; $t_p = 20\mu\text{s}$

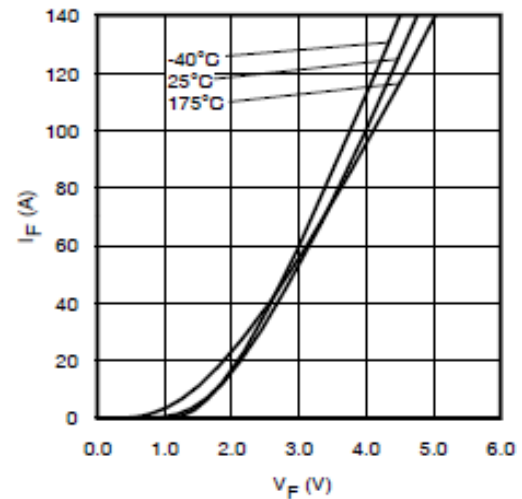


Fig. 9 - Typ. Diode Forward Voltage Drop Characteristics

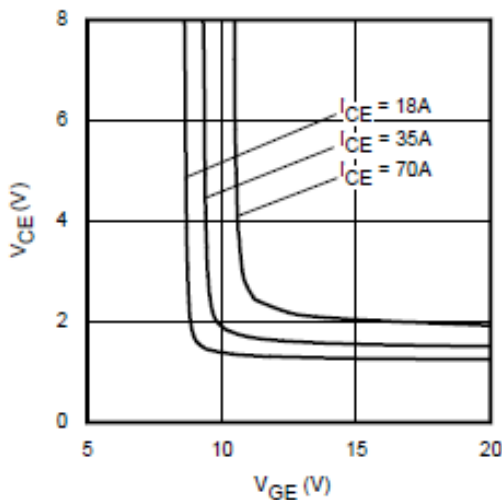


Fig. 10 - Typical V_{CE} vs. V_{GE}
 $T_J = -40^\circ\text{C}$

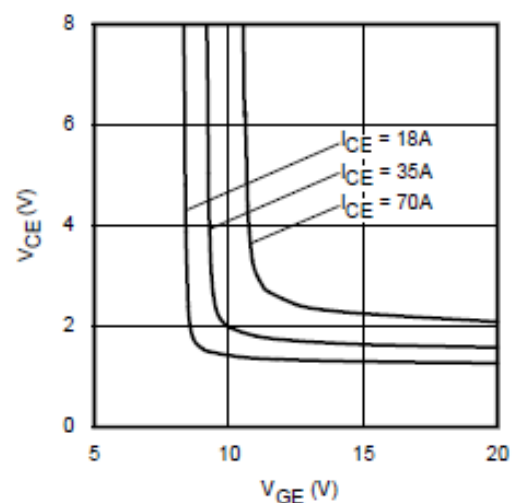


Fig. 11 - Typical V_{CE} vs. V_{GE}
 $T_J = 25^\circ\text{C}$

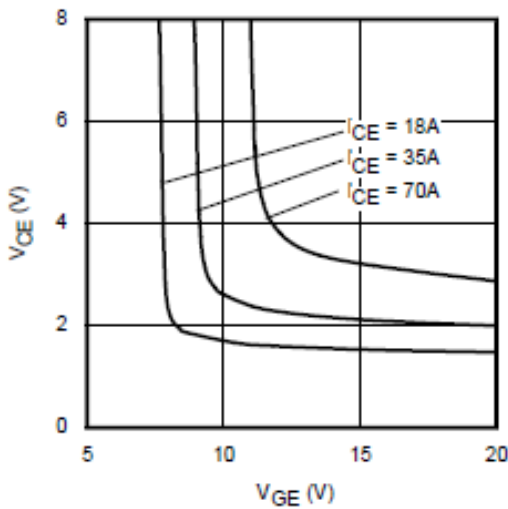


Fig. 12 - Typical V_{CE} vs. V_{GE}
 $T_J = 175^\circ\text{C}$

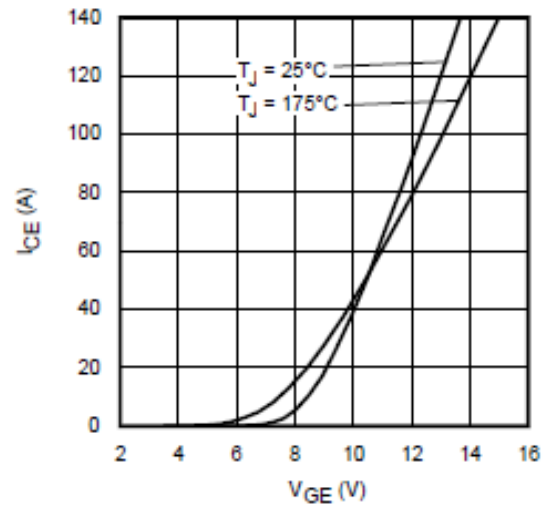


Fig. 13 - Typ. Transfer Characteristics
 $V_{CE} = 50\text{V}$; $t_p = 20\mu\text{s}$

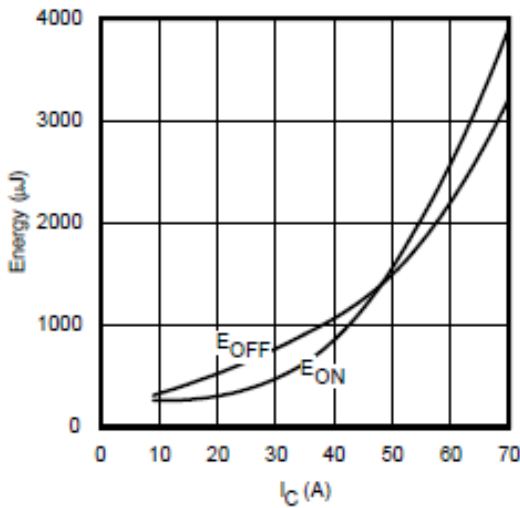


Fig. 14 - Typ. Energy Loss vs. I_{CE}
 $T_J = 175^\circ\text{C}$; $V_{CE} = 400\text{V}$, $R_G = 10\Omega$, $V_{GE} = 15\text{V}$

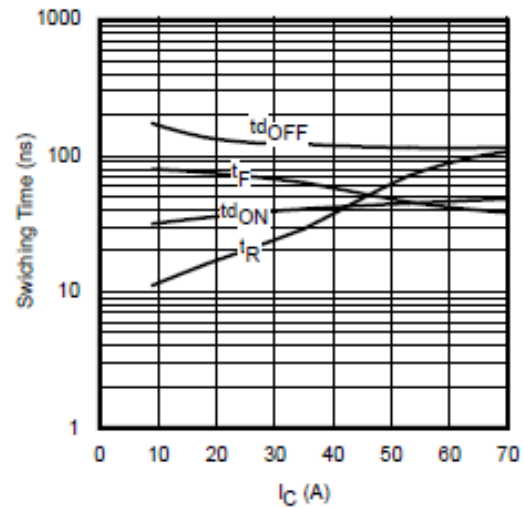


Fig. 15 - Typ. Switching Time vs. I_{CE}
 $T_J = 175^\circ\text{C}$; $V_{CE} = 400\text{V}$, $R_G = 10\Omega$, $V_{GE} = 15\text{V}$

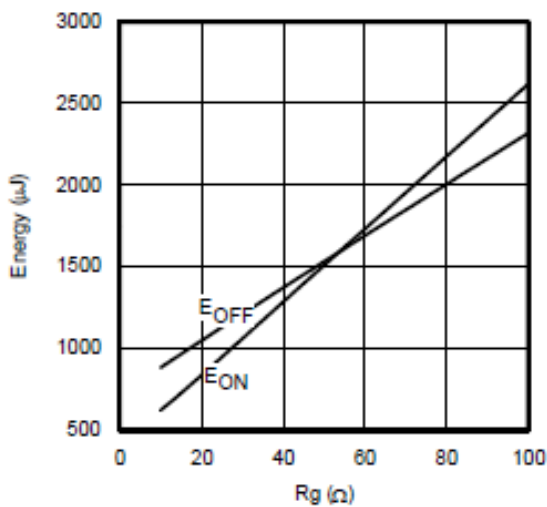


Fig. 16 - Typ. Energy Loss vs. R_G
 $T_J = 175^\circ\text{C}$; $V_{CE} = 400\text{V}$, $I_{CE} = 35\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$

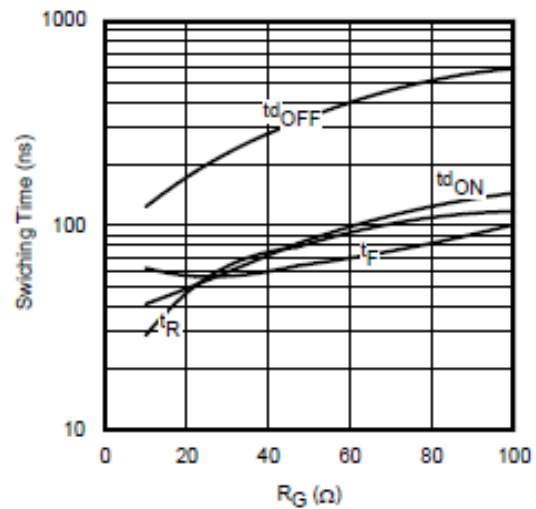


Fig. 17 - Typ. Switching Time vs. R_G
 $T_J = 175^\circ\text{C}$; $V_{CE} = 400\text{V}$, $I_{CE} = 35\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$

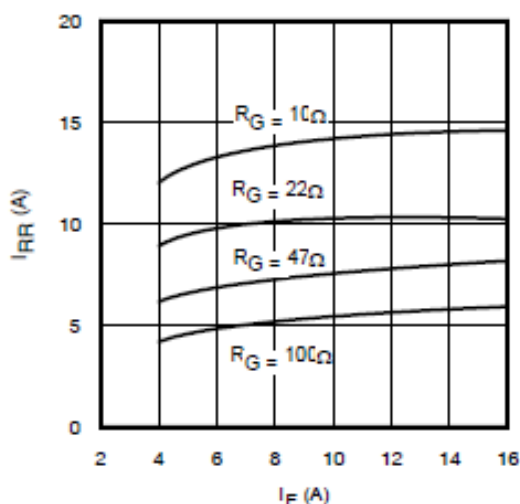


Fig. 18 - Typ. Diode I_{RR} vs. I_F
 $T_J = 175^\circ\text{C}$

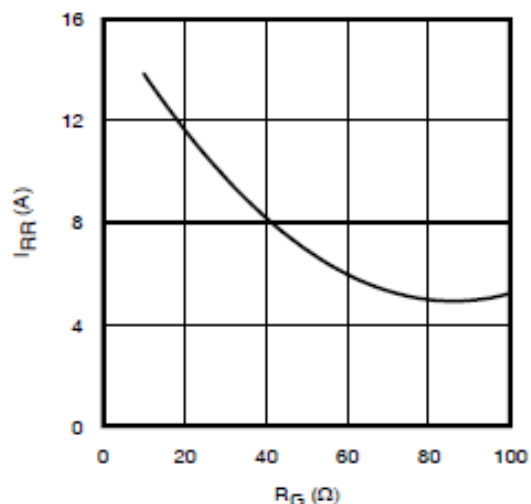


Fig. 19 - Typ. Diode I_{RR} vs. R_G
 $T_J = 175^\circ\text{C}$

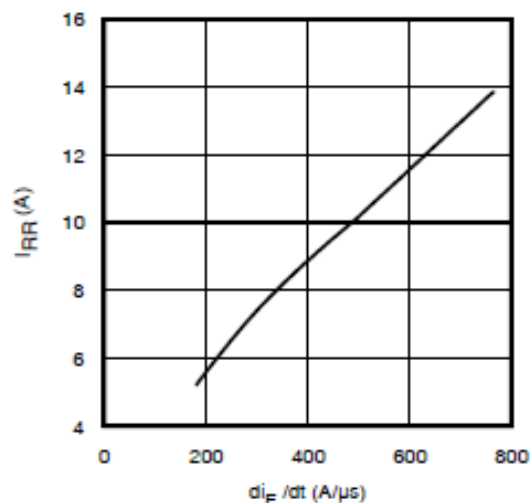


Fig. 20 - Typ. Diode I_{RR} vs. di_F/dt
 $V_{CC} = 400\text{V}$; $V_{GE} = 15\text{V}$; $I_F = 8\text{A}$; $T_J = 175^\circ\text{C}$

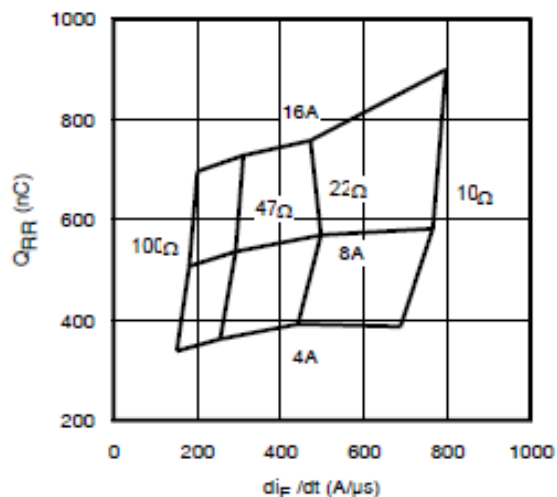


Fig. 21 - Typ. Diode Q_{RR} vs. di_F/dt
 $V_{CC} = 400\text{V}$; $V_{GE} = 15\text{V}$; $T_J = 175^\circ\text{C}$

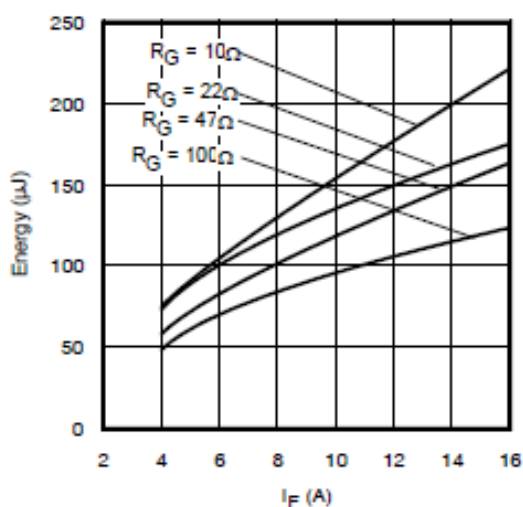


Fig. 22 - Typ. Diode E_{RR} vs. I_F
 $T_J = 175^\circ\text{C}$

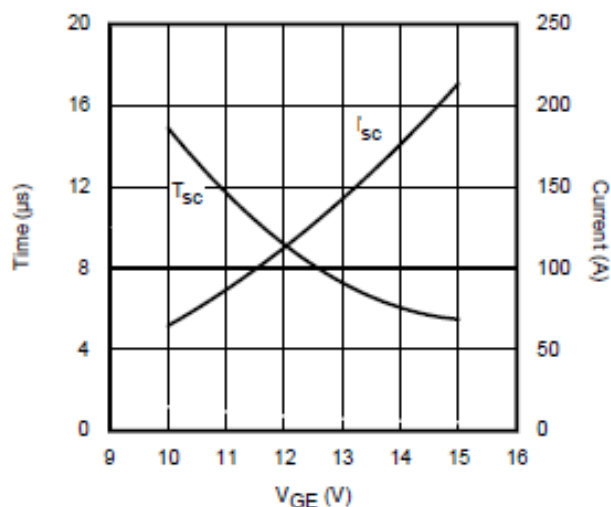


Fig. 23 - V_{GE} vs. Short Circuit Time
 $V_{CC} = 400\text{V}$; $T_C = 150^\circ\text{C}$

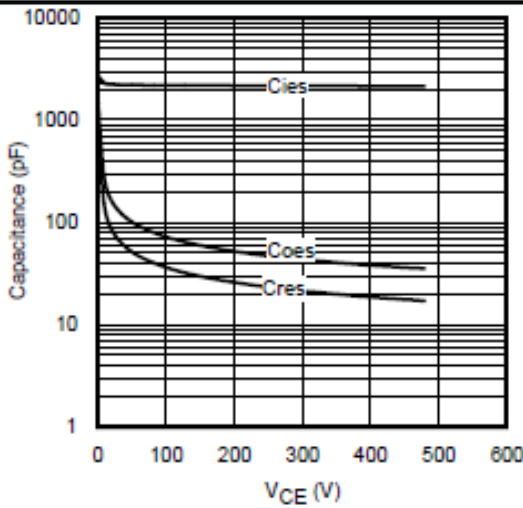


Fig. 24 - Typ. Capacitance vs. V_{CE}
 $V_{GE} = 0V$; $f = 1MHz$

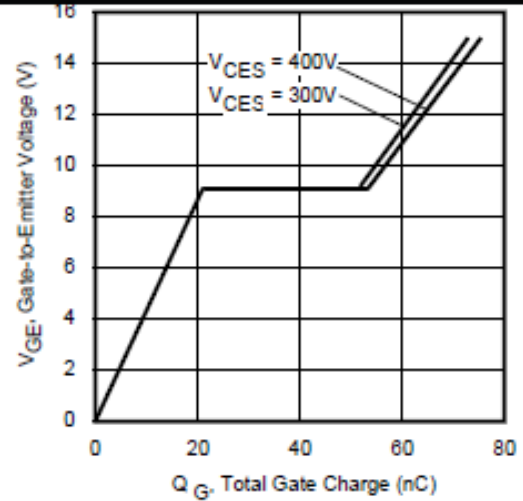


Fig. 25 - Typical Gate Charge vs. V_{GE}
 $I_{CE} = 35A$

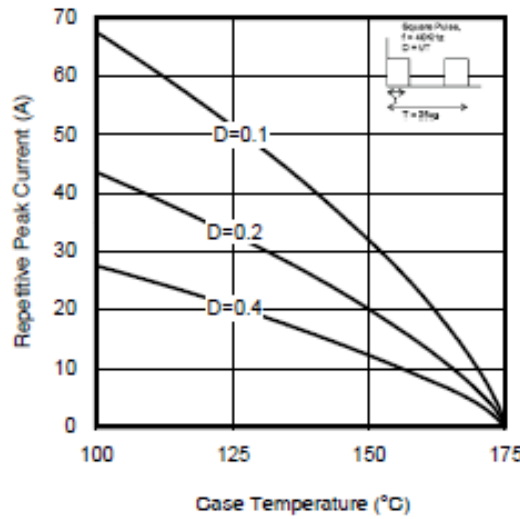


Fig. 26. Maximum Diode Repetitive Forward Peak Current vs. Case Temperature

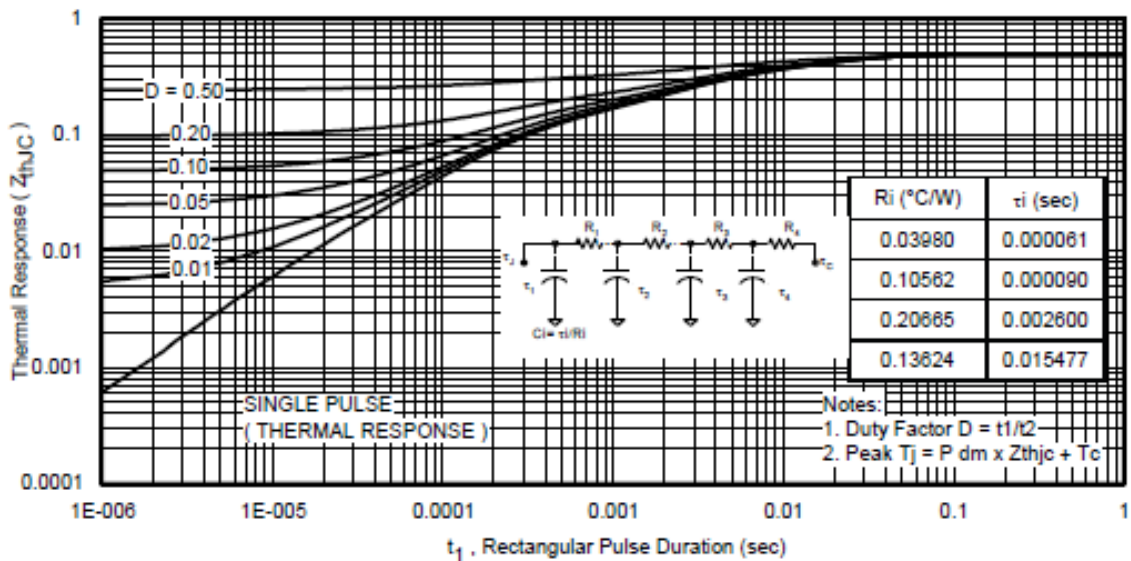


Fig. 27 - Maximum Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case (IGBT)

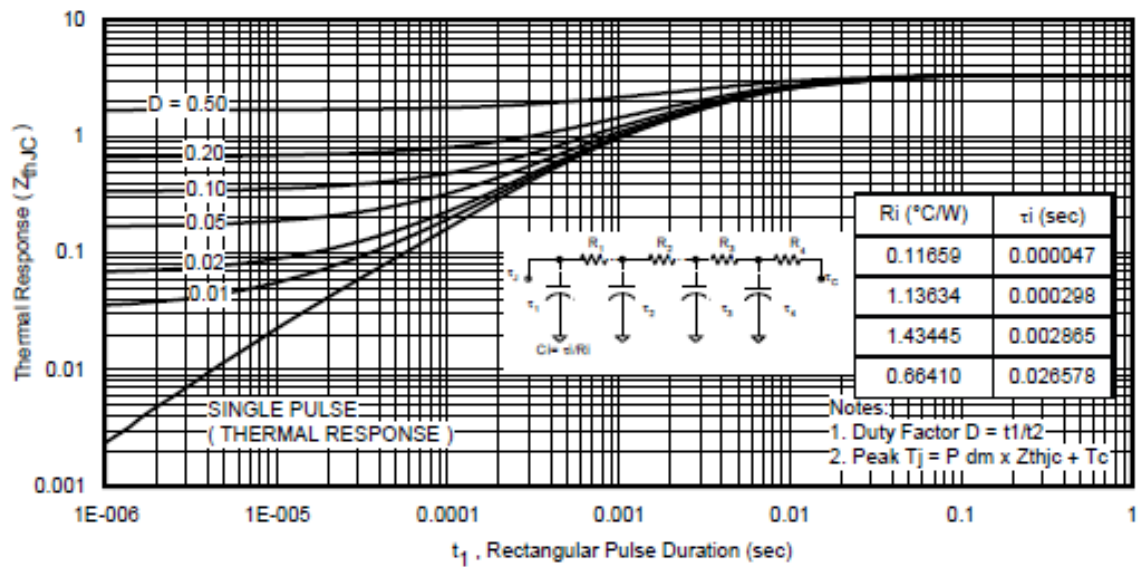
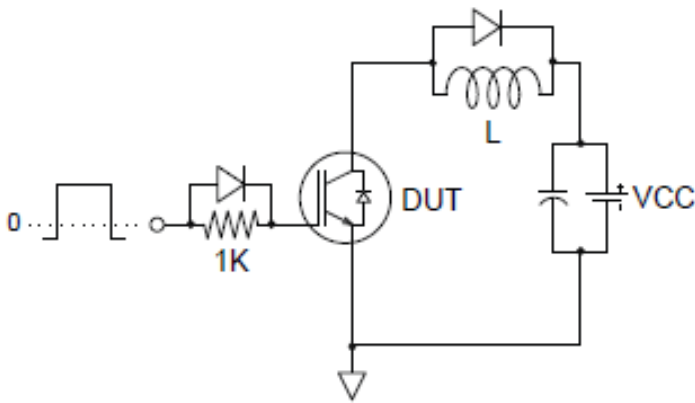
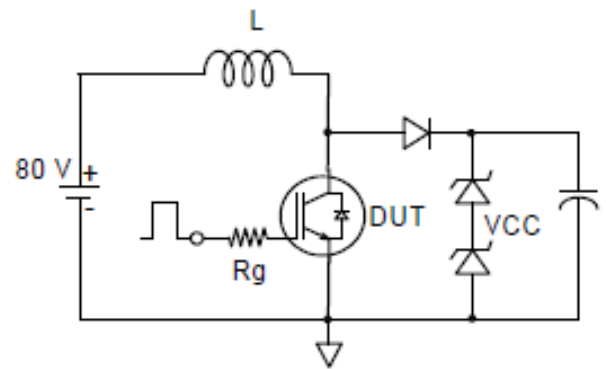
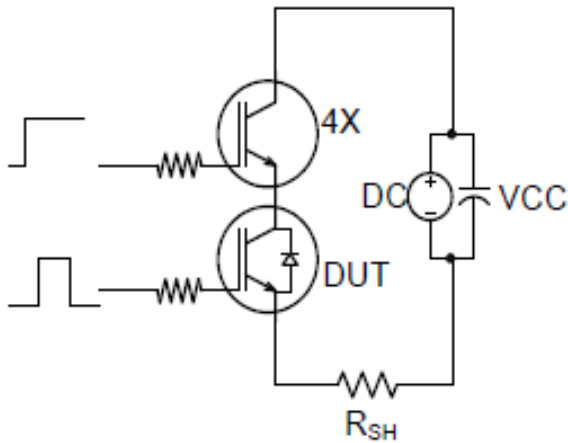
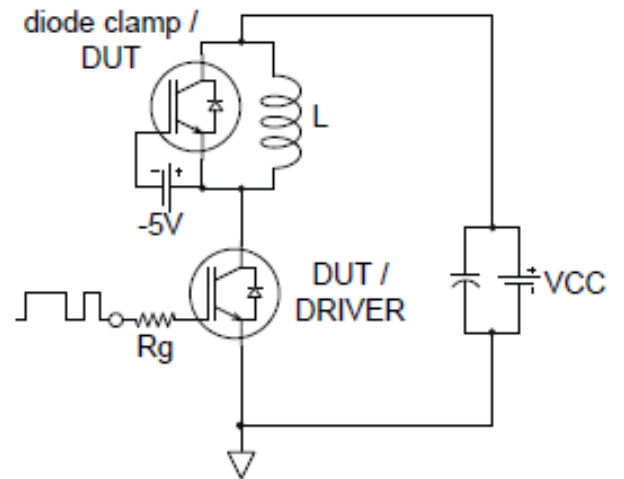
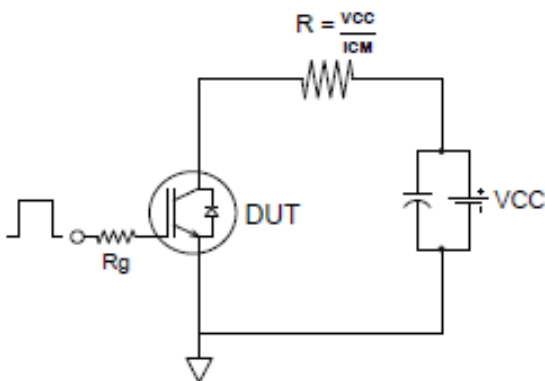
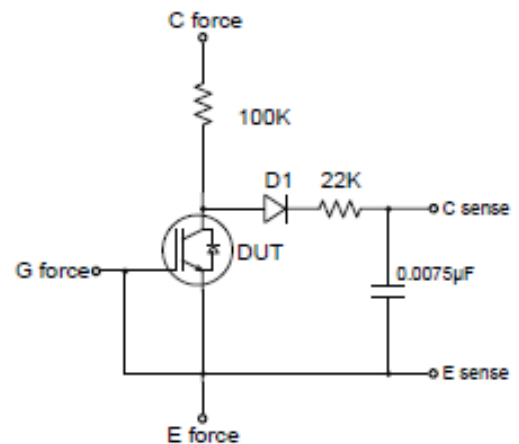


Fig. 28 - Maximum Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case (DIODE)


Fig.C.T.1 - Gate Charge Circuit (turn-off)

Fig.C.T.2 - RBSOA Circuit

Fig.C.T.3 - S.C. SOA Circuit

Fig.C.T.4 - Switching Loss Circuit

Fig.C.T.5 - Resistive Load Circuit

Fig.C.T.6 - BVCES Filter Circuit

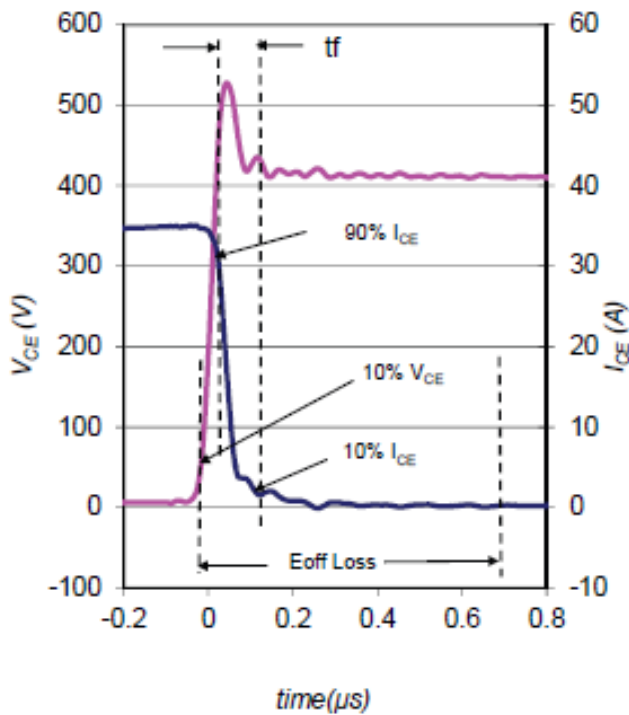


Fig. WF1 - Typ. Turn-off Loss Waveform
@ $T_J = 175^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

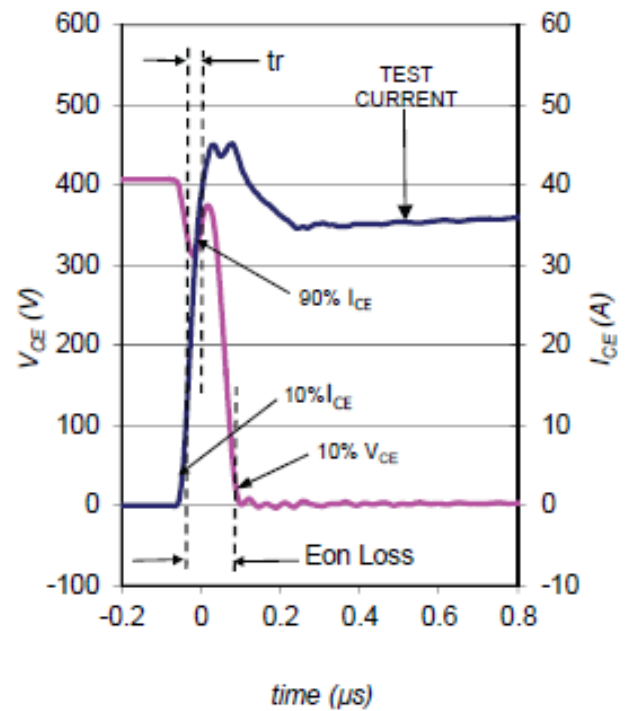


Fig. WF2 - Typ. Turn-on Loss Waveform
@ $T_J = 175^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

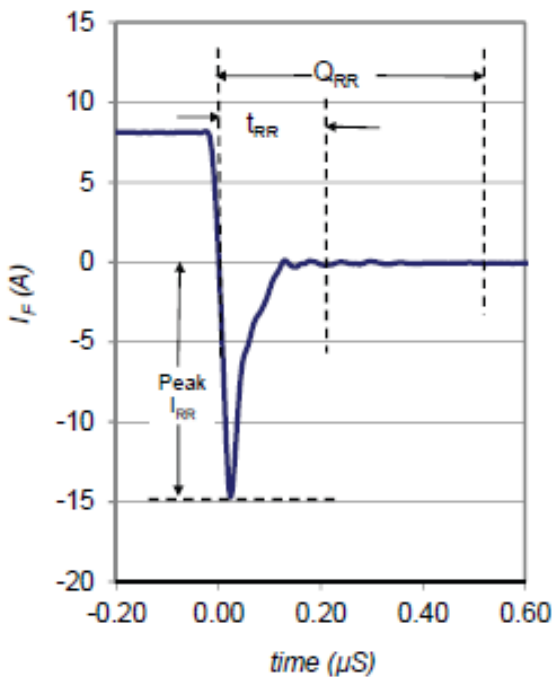


Fig. WF3 - Typ. Diode Recovery Waveform
@ $T_J = 175^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

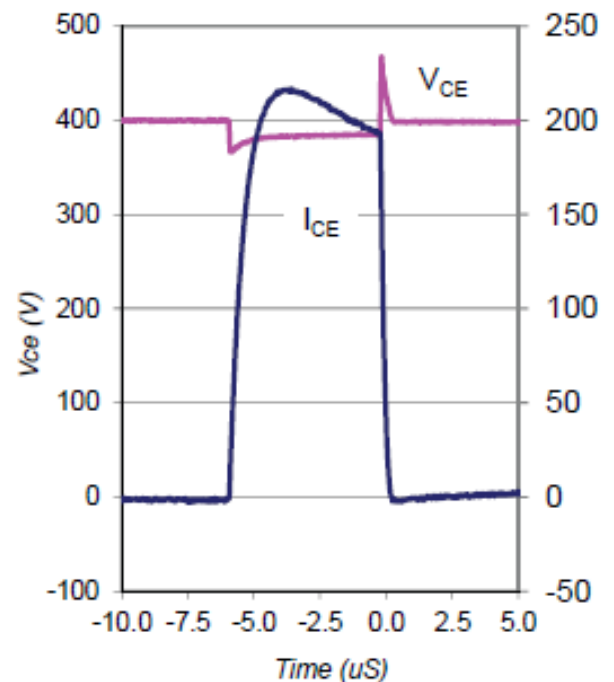
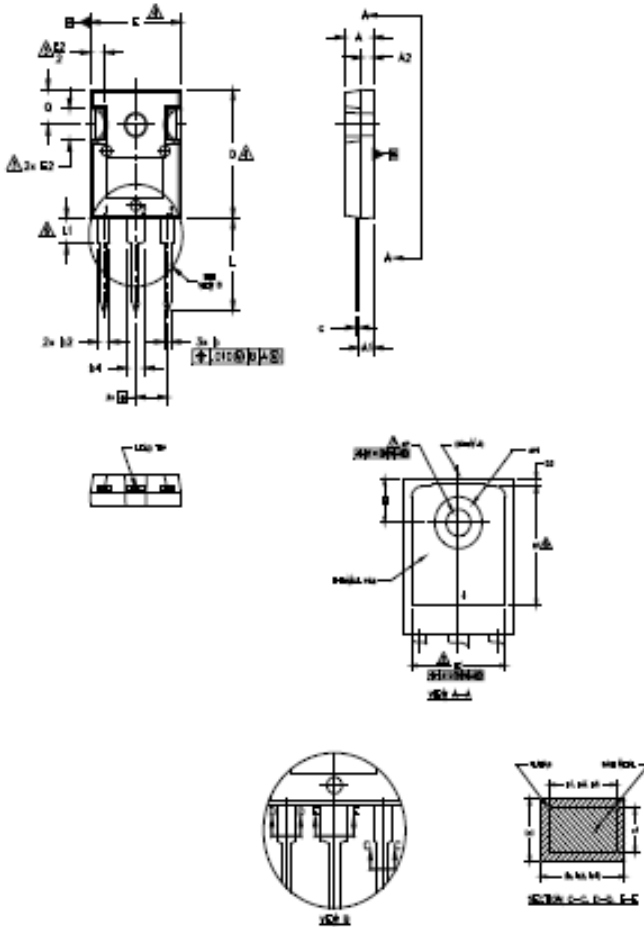


Fig. WF4 - Typ. S.C. Waveform
@ $T_J = 150^\circ\text{C}$ using Fig. CT.3

TO-247AC Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING AS PER ASME Y14.5M 1994.
2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES.
- △ CONTOUR OF SLOT OPTIONAL.
- △ DIMENSION D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .005" (0.127) PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTERMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
- △ THERMAL PAD CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS D1 & E1.
- △ LEAD FINISH UNCONTROLLED IN L1.
- △ #P TO HAVE A MAXIMUM DRAFT ANGLE OF 1.5° TO THE TOP OF THE PART WITH A MINIMUM HOLE DIAMETER OF .154 INCH.
3. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC.

SYMBOL	DIMENSIONS				NOTES
	INCHES		MILLIMETERS		
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.183	.209	4.65	5.31	
A1	.087	.102	2.21	2.59	
A2	.059	.098	1.50	2.49	
b	.039	.055	0.99	1.40	
b1	.039	.053	0.99	1.35	
b2	.065	.094	1.65	2.39	
b3	.065	.092	1.65	2.34	
b4	.102	.125	2.59	3.15	
b5	.102	.133	2.59	3.38	
c	.015	.035	0.38	0.89	
c1	.015	.033	0.38	0.84	
D	.776	.815	19.71	20.70	4
D1	.515	-	13.08	-	5
D2	.020	.053	0.51	1.35	
E	.602	.625	15.29	15.87	4
E1	.530	-	13.46	-	
E2	.178	.215	4.52	5.49	
e	.275 BSC		5.46 BSC		
e1	.010		0.25		
L	.569	.634	14.20	16.10	
L1	.146	.169	3.71	4.29	
#P	.140	.144	3.56	3.66	
#P1	-	.291	-	7.39	
Q	.209	.224	5.31	5.69	
S	.217 BSC		5.51 BSC		

LEAD ASSIGNMENTS

JEDEC

- 1.- GATE
- 2.- DRAIN
- 3.- SOURCE
- 4.- DRAIN

JEDEC, CHPACK

- 1.- GATE
- 2.- COLLECTOR
- 3.- EMITTER
- 4.- COLLECTOR

DODES

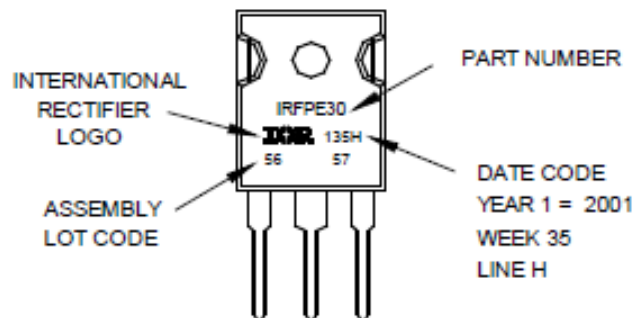
- 1.- ANODE/OPEN
- 2.- CATHODE
- 3.- ANODE

TO-247AC Part Marking Information

Notes: This part marking information applies to devices produced after 02/26/2001

EXAMPLE: THIS IS AN IRFP30
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 5657
ASSEMBLED ON WW 35, 2001
IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line position
indicates "Lead-Free"

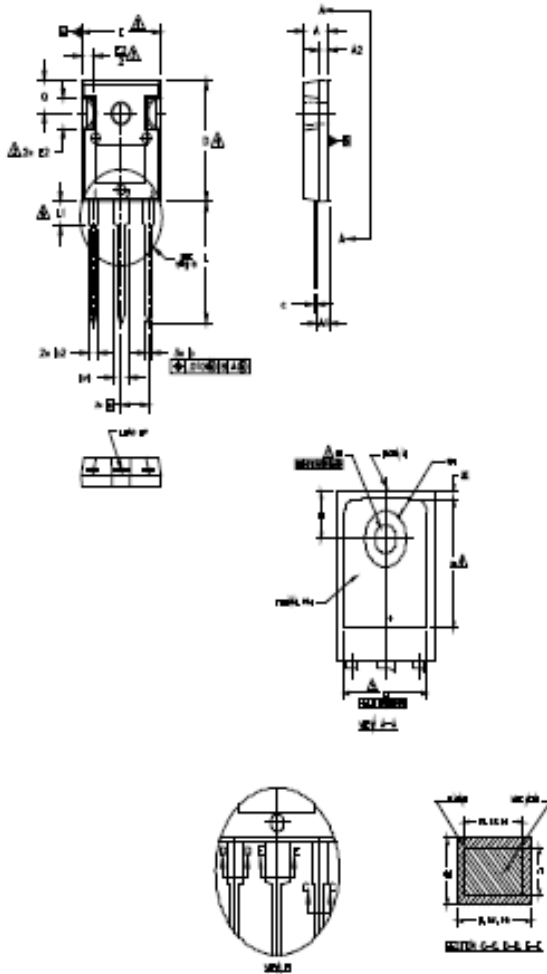


TO-247AC package is not recommended for Surface Mount Application.

Note: For the most current drawing please refer to IR website at <http://www.irf.com/package/>

TO-247AD Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING AS PER ASME Y14.5M 1994.
2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES.
3. CONTOUR OF SLOT OPTIONAL.
4. DIMENSION D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .005" (0.127) PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTERMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
5. THERMAL PAD CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS D1 & E1.
6. LEAD FINISH UNCONTROLLED IN LI.
7. MP TO HAVE A MINIMUM DRAFT ANGLE OF 1.5° TO THE TOP OF THE PART WITH A MINIMUM HOLE DIAMETER OF .154 INCH.
8. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AD.

SYMBOL	DIMENSIONS				NOTES
	INCHES		MILLIMETERS		
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.183	.209	4.65	5.31	
A1	.087	.102	2.21	2.59	
A2	.059	.098	1.50	2.49	
I	.039	.050	0.99	1.40	
b1	.039	.053	0.99	1.35	
b2	.005	.094	1.05	2.39	
b3	.085	.092	1.85	2.34	
b4	.102	.135	2.59	3.43	
b5	.102	.135	2.59	3.38	
C	.015	.030	0.38	0.89	
d1	.015	.053	0.38	0.84	
D	.778	.815	19.71	20.70	4
D1	.515	-	13.08	-	5
D2	.020	.053	0.51	1.36	
E	.602	.625	15.29	15.87	4
E1	.530	-	13.46	-	
E2	.178	.216	4.52	5.49	
f	.215 BSC		5.41 BSC		
h	.010		0.25		
L	.780	.827	19.87	21.00	
L1	.146	.169	3.71	4.29	
MP	.140	.144	3.56	3.66	
MP1	-	.294	-	7.39	
Q	.209	.224	5.31	5.69	
S	.217 BSC		5.51 BSC		

LEAD ASSIGNMENTS

HEFEET

- 1.- GATE
- 2.- DRAIN
- 3.- SOURCE
- 4.- DRAIN

LEADS, CAP/PAK

- 1.- GATE
- 2.- COLLECTOR
- 3.- EMITTER
- 4.- COLLECTOR

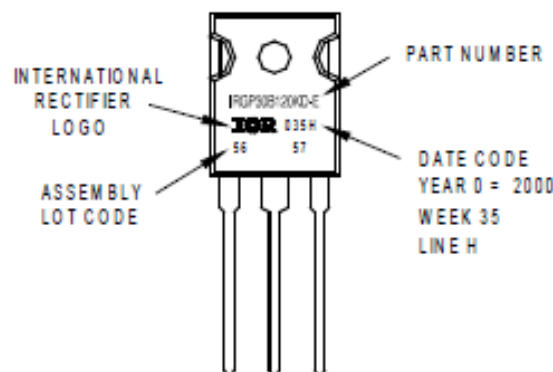
MINES

- 1.- ANODE/OPEN
- 2.- CATHODE
- 3.- ANODE

TO-247AD Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRGP30B120KD-E
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 5657
ASSEMBLED ON WW 35, 2000
IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line position
indicates "Lead-Free"



TO-247AD package is not recommended for Surface Mount Application.

Note: For the most current drawing please refer to IR website at <http://www.irf.com/package/>

Qualification Information[†]

Qualification Level	Industrial (per JEDEC JESD47F) ^{††}	
Moisture Sensitivity Level	TO-247AC	N/A
	TO-247AD	
RoHS Compliant	Yes	

† Qualification standards can be found at International Rectifier's web site: <http://www.irf.com/product-info/reliability/>

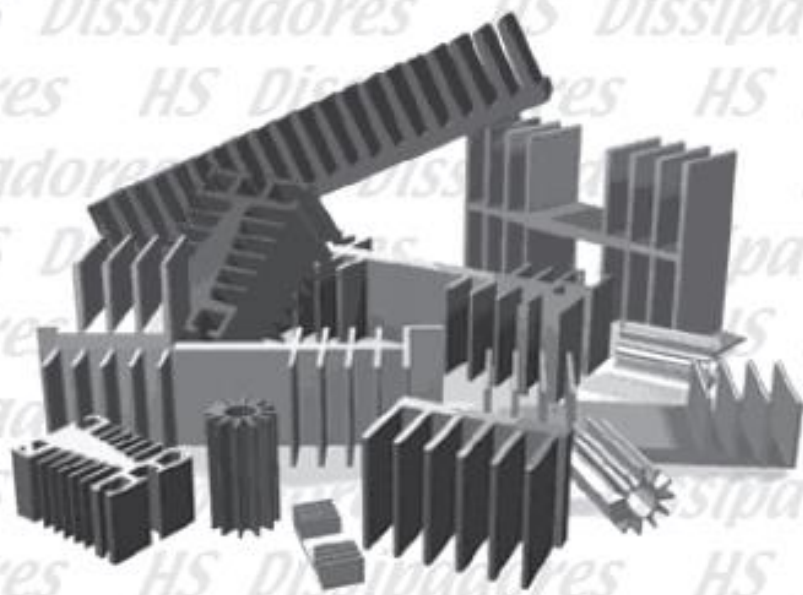
†† Applicable version of JEDEC standard at the time of product release.

Revision History

Date	Comments
11/14/2014	<ul style="list-style-type: none"> Added I_{FM} Diode Maximum Forward Current = 140A with the note ④ on page 1. Removed note ④ from switching losses test condition on page 2.

Catálogo HS Dissipadores

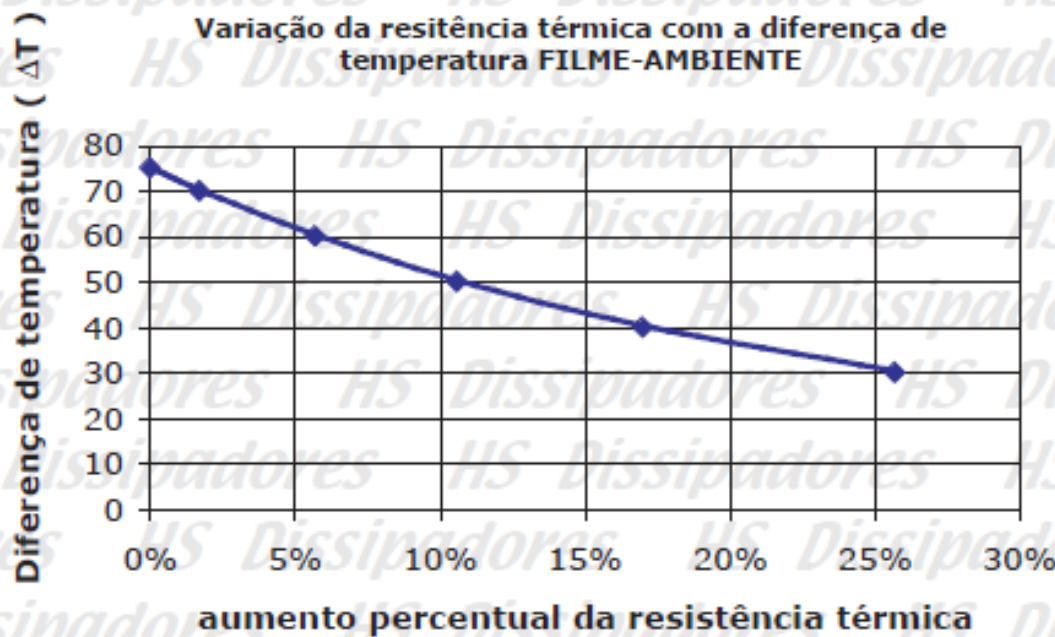
A solução em Dissipadores



CORREÇÃO DA TEMPERATURA

Dissipação por convecção depende da diferença entre a temperatura ambiente e a temperatura do filme de ar que circunda o dissipador. Os valores de resistências térmicas tabelados neste catálogo referem-se a um $\Delta T = 75^\circ\text{C}$. Dissipadores de calor são mais eficientes quando a temperatura ambiente é baixa e à medida que a temperatura ambiente aumenta, diminui a eficiência da troca térmica entre o dissipador e o ambiente.

O gráfico abaixo mostra quanto aumenta a resistência térmica do dissipador com a diminuição deste ΔT .



Portanto os valores de resistência devem ser corrigidos de acordo com as condições de trabalho do dissipador. Este fator de conversão encontra-se na tabela ao lado

EXEMPLO:

O dissipador HS 3520 com 101,6 mm de comprimento (4") que possui resistência térmica de 4,89°C/W quando $\Delta T=75^\circ\text{C}$ tem sua resistência térmica aumentada em quase 25% quando $\Delta T=30^\circ\text{C}$ (resistência térmica nas novas condições será $1,257 \times 4,89 = 6,147^\circ\text{C/W}$)

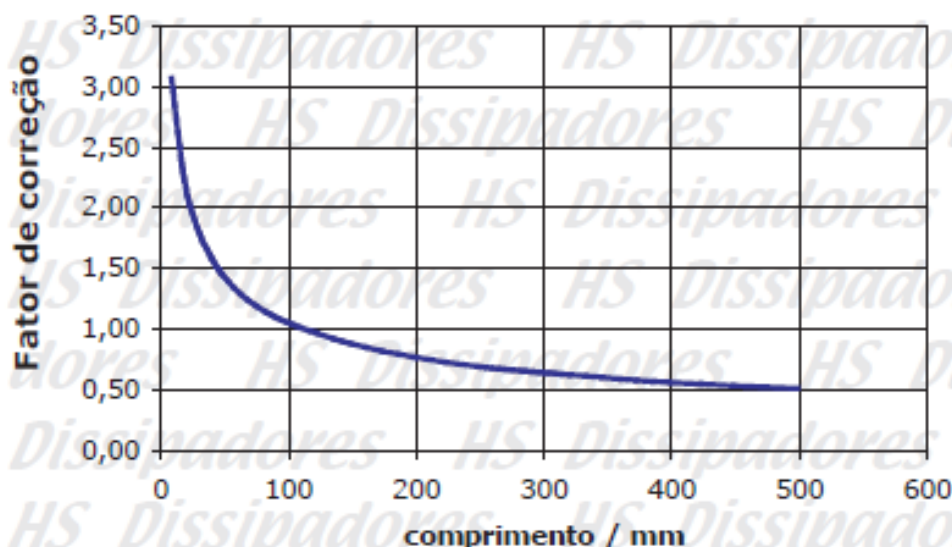
Diferença de Temperatura	Fator de Conversão
75°C	1,000
70°C	1,017
60°C	1,057
50°C	1,106
40°C	1,170
30°C	1,257

- Notas: - este cálculo é aplicável a todos os dissipadores deste catálogo
 - as correções mencionadas são apenas uma orientação para projetos onde as variáveis são inúmeras.
Estas considerações não devem dispensar a construção de protótipos para testes.

CORREÇÃO DO COMPRIMENTO

Para efeito de comparação com outros catálogos mantivemos os valores de resistência térmica de nossos dissipadores tendo como referência 4 polegadas de comprimento. Assim, todas as resistências térmicas mostradas nos dissipadores deste catálogo possuem como unidade °C / W / 4” ou seja graus celcius por watt por pedaço de 4 polegadas. Entretanto é comum o uso dos dissipadores em outras medidas de comprimento.

correção da resistência térmica para outros comprimentos de dissipadores



comprimento	fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

Exemplo: O dissipador HS 6524 possui resistência térmica igual a 3,72 °C / W / 4”. Isto quer dizer que um pedaço medindo 4 polegadas de comprimento possui a resistência térmica de 3,72 °C / W. O mesmo dissipador com 40mm de comprimento possui resistência térmica igual a

$$3,72 \text{ °C/W} \times 1,59 = 5,91 \text{ °C/W}$$

CORREÇÃO DA ALTITUDE

A densidade do ar a altitudes mais elevadas é menor do que ao nível do mar. Isto reduz sua capacidade calorífica e por conseguinte sua capacidade convectiva. Portanto uma mesma montagem eletrônica terá sua temperatura elevada à medida que a altitude aumenta.

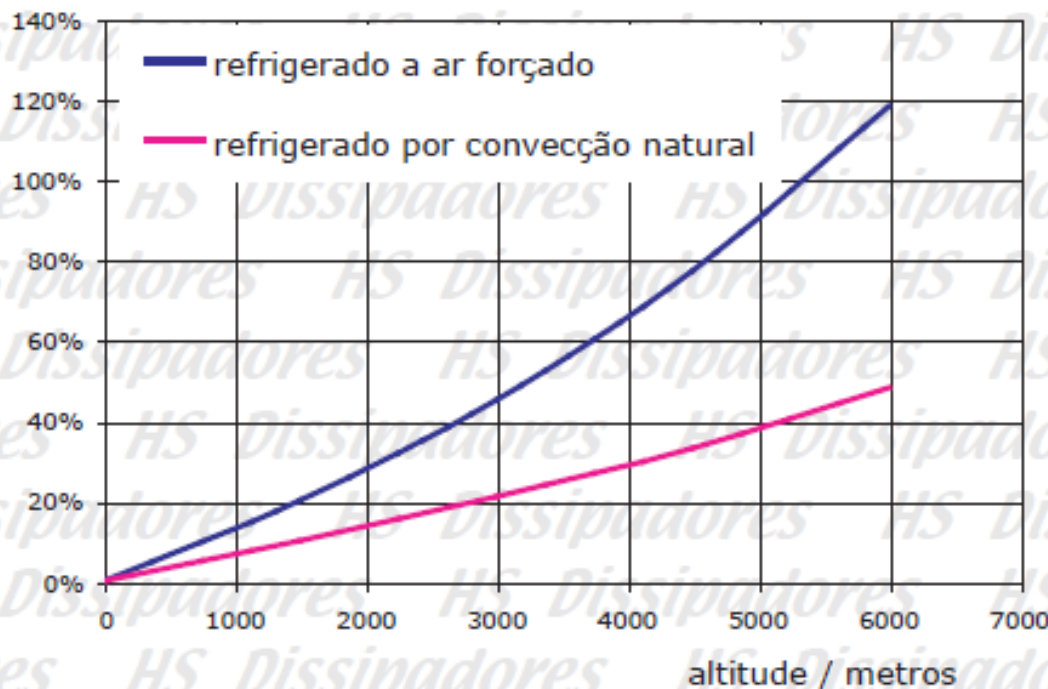
Para a dissipação de calor por convecção em montagens eletrônicas as temperaturas importantes são (1) a temperatura do filme na superfície do dissipador e (2) a temperatura do ambiente em que se encontra o dissipador. A tabela abaixo mostra o aumento percentual da diferença de temperatura FILME-AMBIENTE.

EXEMPLO: A diferença Temp Ambiente - Temp Filme (ou seja, o ΔT mencionado na página 3) em montagens que fazem uso da convecção natural é aproximadamente 20% maior a 3000 metros de altitude quando comparada à diferença de temperatura no nível do mar. Caso fosse um sistema com refrigeração a ar forçado, a diferença de temperatura passaria a quase 50% para a altitude de 3000 metros.

Esta correção aplica-se a qualquer dissipador que perde calor por convecção com o ar.

Convém ressaltar que estes dados são uma boa estimativa dos efeitos da altitude e que não são tão precisos quanto as análises obtidas por softwares especializados. Vale lembrar também que em muitos casos o aumento da altitude significa também a diminuição da temperatura ambiente e portanto muitas vezes o efeito da diminuição da densidade do ar é contrabalanceado pelo efeito da diminuição da temperatura ambiente

Aumento percentual da diferença de temperatura FILME-AMBIENTE com o aumento da altitude



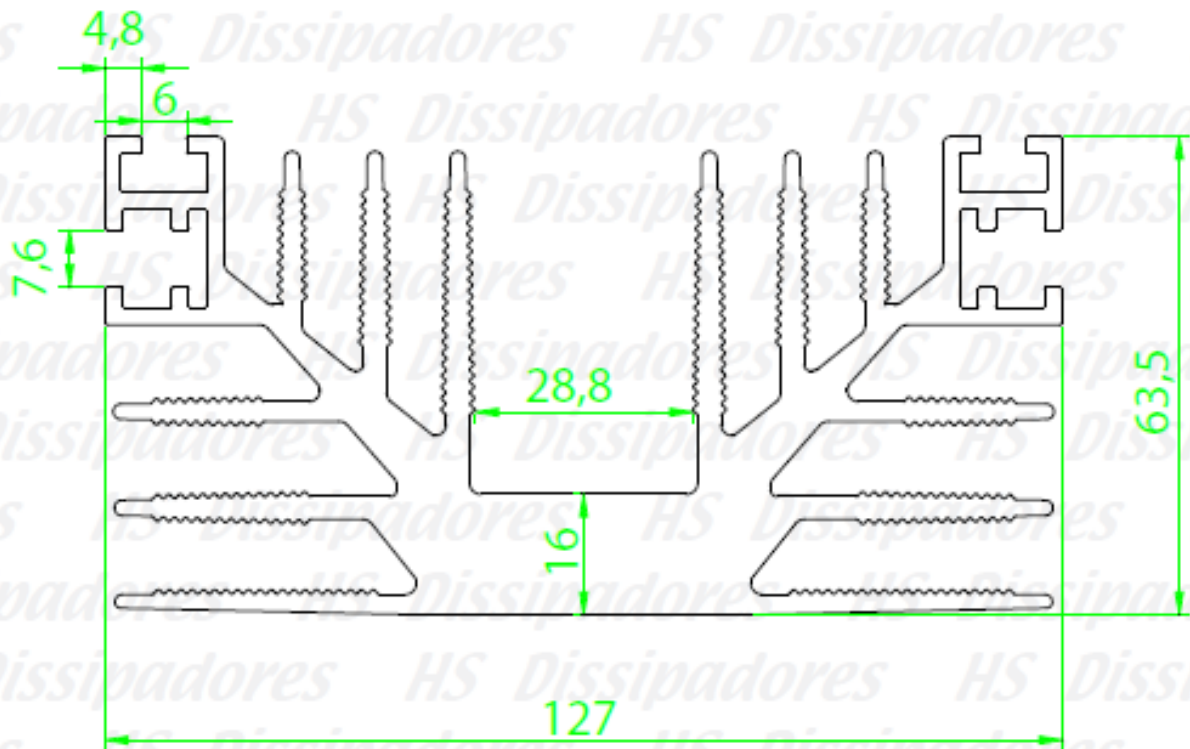
Código : HS 12764 A (antigo)

Dimensões aproximadas: 127 x 64 mm

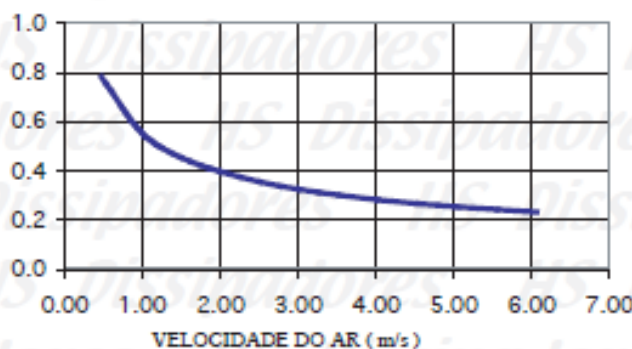
Perímetro: 1517 mm

Resistência Térmica: 1,02 °C / W / 4"

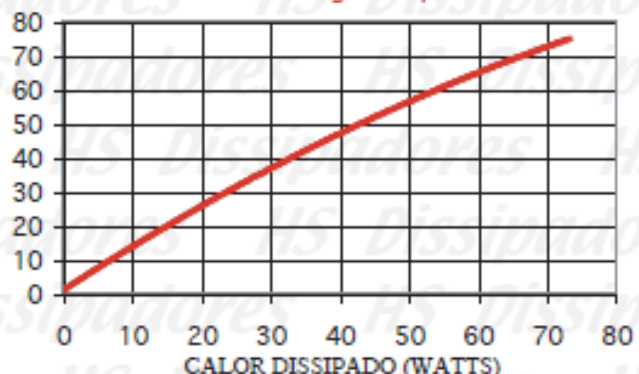
- visualizar perfis similares
- retornar ao índice com desenhos



Resistência Térmica (C/W/4") Código Dissipador: HS 12764



ΔT C Código Dissipador: HS 12764



HS Beneficiamento de Alumínio Ltda
Rua Roberto Koch, 296 S Paulo(SP) CEP 04221-060

www.hsdissipadores.com.br
PABX.: (0xx11) 6162-6413

ATENÇÃO: TODAS AS INFORMAÇÕES CONTIDAS NESTE CATÁLOGO SÃO APENAS INDICADORES QUALITATIVOS DOS DISSIPADORES DE CALOR E NÃO DEVEM SER CONSIDERADAS VERDADES ABSOLUTAS. OS VALORES DE RESISTÊNCIA TÉRMICA DEPENDEM DO POSICIONAMENTO DO DISSIPADOR, BEM COMO DO AMBIENTE ONDE SE ENCONTRA. AS MEDIDAS FÍSICAS (DIMENSÕES) PODEM SOFRER VARIAÇÕES E TAMBÉM ESTÃO SUJEITAS A ALTERAÇÕES SEM AVISO PREVILO.

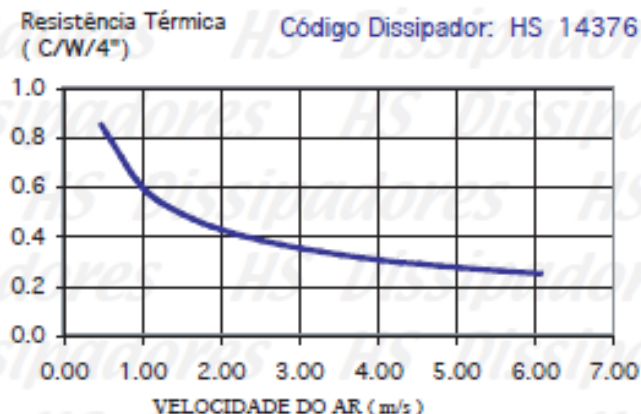
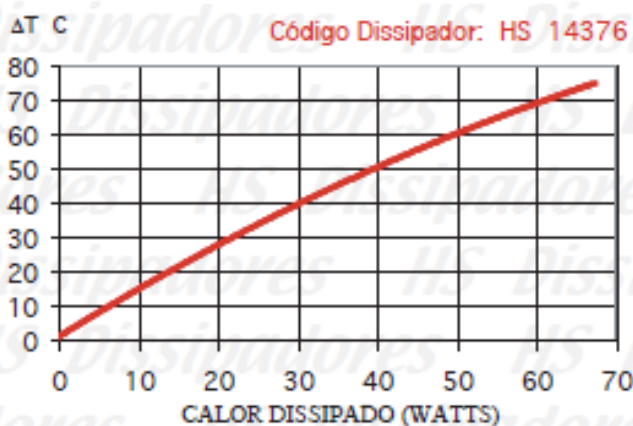
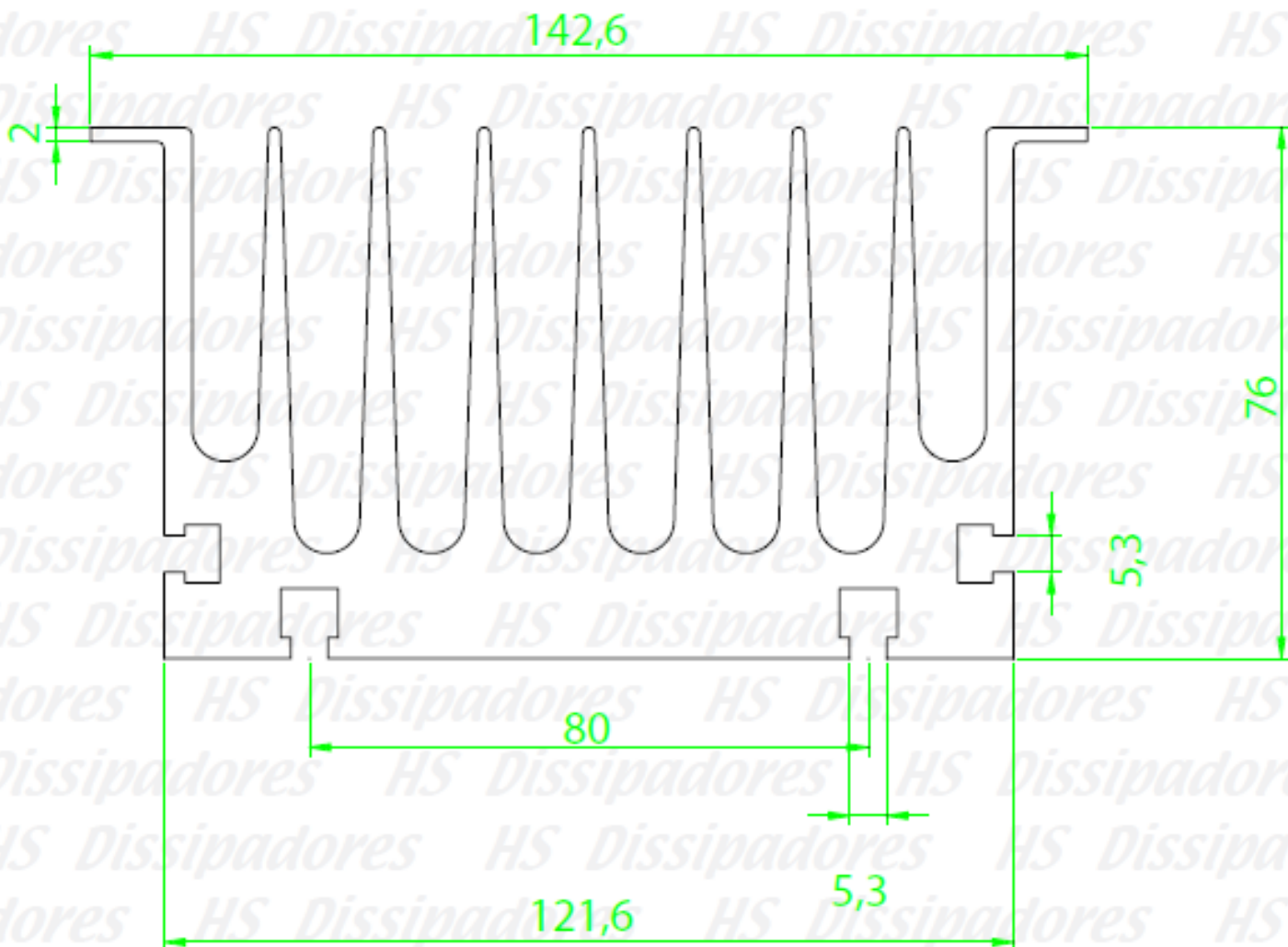
Código : HS 14376

Dimensões aproximadas: 143 x 76 mm

Perímetro: 1391 mm

Resistência Térmica: 1,11 °C / W / 4"

- visualizar perfis similares
- retornar ao índice com desenhos



HS DISSIPADORES

www.hsdissipadores.com.br

ATENÇÃO: TODAS AS INFORMAÇÕES CONTIDAS NESTE CATÁLOGO SÃO APENAS INDICADORES QUALITATIVOS DOS DISSIPADORES DE CALOR E NÃO DEVEM SER CONSIDERADAS VERDADES ABSOLUTAS. OS VALORES DE RESISTÊNCIA TÉRMICA DEPENDEM DO POSICIONAMENTO DO DISSIPADOR, BEM COMO DO AMBIENTE ONDE SE ENCONTRA. AS MEDIDAS FÍSICAS (DIMENSÕES) PODEM SOFRER VARIAÇÕES E TAMBÉM ESTÃO SUJEITAS A ALTERAÇÕES SEM AVISO PRÉVIO.