Marcel Jacon Cezare

Ponte Inversora Trifásica de Média Potência para Acionamento de Alto Desempenho

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo.

Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Sistemas de Energia e Automação.

ORIENTADOR: Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro.

São Carlos
2007

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus Pais.

Agradecimentos

Em primeiro lugar ao Professor Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro, pela orientação e pelo constante estímulo transmitido no desenvolvimento de todo o trabalho.

Aos professores Dr. Manoel Luis de Aguiar, Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr. e aos colegas do Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência (LACEP) pelo apoio e sugestões.

A todos que colaboraram direta ou indiretamente, na realização desse trabalho.

Sumário

Capítulo 1 ..... **1**

Introdução 1

Capítulo 2 ..... **5**

Tipos de Operação do Motor *Brushless* 5

2.1 Operação do motor *brushless DC* com modo de operação seis pulsos 120° 5

2.2 Operação no modo seis pulsos 180° 9

2.3 Operação do motor *brushless AC* com acionamento senoidal .. 9

Capítulo 3 ..... **13**

Projeto da Ponte Inversora Trifásica 13

3.1 Dimensionamento das chaves semicondutoras 13

3.2 Dimensionamento e funcionamento do *driver* de porta dos IGBT´s 14

3.3 Dimensionamento do circuito de *dead time* 16

3.4 Dimensionamento do circuito de controle de curto circuito 17

3.5 Descrição do Esquemático da Ponte Inversora Trifásica 19

Capítulo 4 ..... **27**

Dimensionamento do sistema de dissipação de calor da ponte inversora trifásica 27

4.1 Determinação da Temperatura da Base do Encapsulamento do IGBT para Temperatura Ambiente de 20°C 35

4.2 Determinação da Máxima Temperatura Ambiente para uma Temperatura de Base do Encapsulamento do IGBT de 150°C 35

Capítulo 5 ..... **37**

Conclusões 37

Capítulo 6 ..... **39**

Referências Bibliográficas 39

Anexo A **41**

A.1 PCB e vista superior e inferior da placa do inversor 41

A.2 Lista de Componentes 43

A.3 Funcionamento da ponte inversora 44

Apêndice A *Datasheet* IGBT IRG4PC50FD **45**

Apêndice B *Datasheet* Dissipador AY-AEGIS® **55**

Lista de Figuras

Figura 1 - Braço robótico da Siemens® 2
Figura 2 - Sinais dos sensores de posição de rotor. 5
Figura 3 - Ponte inversora trifásica. 6
Figura 4 - Seqüência de chaveamento das fases no modo 120°. 6
Figura 5 - Acionamento seis pulsos 120° com fonte de tensão ajustável. 7
Figura 6 - Acionamento seis pulsos 120° com fonte de tensão fixa. 7
Figura 7 – Semi–ponte positiva e negativa. 8
Figura 8 - Seqüência de chaveamento das fases no modo 180°. 9
Figura 9 - Acionamento senoidal com fonte de tensão fixa. 10
Figura 10 - Diagrama de blocos simplificado do acionamento senoidal. 10
Figura 11 – Chaveamento de uma das fases da ponte inversora operando no modo senoidal. 11
Figura 12 – Utilização do CI IR2113 para o acionamento de um braço da ponte inversora. 14
Figura 13 - CI IR2113 com o IGBT Q1 conduzindo e Q4 desligado. 15
Figura 14 - CI IR2113 com o IGBT Q4 conduzindo e Q1 desligado. 15
Figura 15 - Circuito de *dead time.* 16
Figura 16 - Circuito de controle de curto circuito. 17
Figura 17 - Máxima impedância térmica entre a junção e a base de montagem do encapsulamento. 18
Figura 18 - Área de operação segura (*Safe operating area*). 18
Figura 19 – Bloco das chaves semicondutoras (IGBT´s). 19
Figura 20 - Esquemático da ponte inversora trifásica. 20
Figura 21 – Bloco dos *drivers* de porta dos IGBT´s. 21
Figura 22 – Bloco do circuito *dead time.* 22
Figura 23 - Bloco do circuito de controle de curto circuito. 22
Figura 24 - Bloco de referência de tensão. 23
Figura 25 – Bloco do regulador de tensão. 23
Figura 26 – Bloco do sensor de corrente. 24
Figura 27 – Bloco dos pinos de comunicação. 24
Figura 28 - Bloco de alimentação de entrada. 25
Figura 29 – Bloco da saída trifásica. 25
Figura 30 – Exemplo de um modelo térmico equivalente. 27

Figura 31 – Caminho percorrido pela corrente com os IGBT´s 1 e 2 acionados..... 29
Figura 32 – Caminho percorrido pela corrente com os IGBT´s 1 e 2 desligados..... 29
Figura 33 – Circuito térmico equivalente. 30
Figura 34 - Circuito térmico simplificado. 33
Figura 35 - Circuito térmico simplificado com os valores das resistências térmicas equivalentes. 34
Figura 36 - Esquemático da ponte inversora..... 41
Figura 37 - Vista Superior da ponte inversora trifásica..... 42
Figura 38 - Vista inferior da ponte inversora trifásica. 42

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Especificações do projeto. 13
Tabela 2 - Estado das chaves semicondutoras no acionamento dos IGBT´s. 14
Tabela 3 - Valores das resistências térmicas. 33
Tabela 4 - Lista de componentes. 43

Lista de Siglas

AC: Alternating Current

CA: Corrente Alternada

CC: Corrente Contínua

CI: Circuito Integrado

DC: Direct Current

EESC: Escola de Engenharia de São Carlos

IGBT: Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor)*.

LACEP: Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência - SEL/EESC/USP.

MLP: Modulação em Largura de Pulso

PCB: Placa de circuito impresso (*printed circuit board*)

PWM: Pulse With Modulation

SEL: Departamento de Engenharia Elétrica

USP: Universidade de São Paulo

Lista de Símbolos

$R_{\theta JCQ1}$	Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do IGBT 1
$R_{\theta JCQ2}$	Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do IGBT 2
$R_{\theta JCD4}$	Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do diodo 4
$R_{\theta JCD5}$	Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento diodo 5
$R_{\theta CM}$	Resistência térmica entre a base de montagem do encapsulamento do IGBT e o isolador de mica
$R_{\theta M}$	Resistência térmica do isolador de mica
$R_{\theta MS}$	Resistência térmica entre o isolador de mica e o dissipador
$R_{\theta SA}$	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente
T_S	Temperatura na superfície
T_A	Temperatura ambiente
P_{Q1}	Potência térmica do IGBT 1
P_{Q2}	Potência térmica do IGBT 2;
P_{D4}	Potência térmica do diodo 4;
P_{D5}	Potência térmica do diodo 5;
P_{onQ}	Potência dissipada com o transistor ligado.
P_{offQ}	Potência dissipada com o transistor desligado.
$P_{(on/off)Q}$	Potência dissipada na transição entre ligar e desligar o transistor.
P_{onD}	Potência dissipada com o diodo ligado.
P_{offD}	Potência dissipada com o diodo desligado.
$P_{(on/off)D}$	Potência dissipada na transição entre ligar e desligar o diodo.

R_{PQ}	Resistência térmica equivalente entre o transistor e a superfície do dissipador.
$I_{(T_S - T_A)}$	Fluxo térmico entre a temperatura ambiente e a temperatura da superfície do dissipador.
R_{PD}	Resistência térmica equivalente entre o diodo e a superfície do dissipador.
I_c	Corrente de coletor do IGBT.
f	Freqüência de chaveamento do inversor.
V_F	Tensão de queda direta do diodo.
V_{CESAT}	Tensão de saturação entre coletor-emissor.
E_{on}	Perda de energia no chaveamento para ligar o IGBT.
E_{off}	Perda de energia no chaveamento para desligar o IGBT.
E_{REC}	Perda de energia de recuperação do diodo.
δ	Fator de trabalho.
T_{JQ}	Temperatura na junção do transistor.
T_{JD}	Temperatura na junção do diodo.

Resumo

Cezare, M. J. **Ponte Inversora Trifásica de Média Potência para Acionamento de Alto desempenho.** 2007. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de uma ponte inversora trifásica de média potência, que permite a operação no modo seis pulsos 120°(com dois transistores conduzindo ao mesmo tempo), seis pulsos 180° (com três transistores conduzindo ao mesmo tempo) e no modo MLP de tensão, para fazer o controle de velocidade e acionamento de alto desempenho, de máquinas que necessitam de um alto grau de precisão, alta eficiência e confiabilidade.

O trabalho também mostra como foi feita a escolha das chaves semicondutoras e os circuitos para seu acionamento, o dimensionamento da lógica de proteção contra sobrecorrente e curto circuito e toda a modelagem térmica do circuito para a escolha do dissipador.

Palavras – chave: ponte inversora, máquina *brushless*, controle de velocidade, operação modo seis pulsos.

Abstract

Cezare, M. J. **Middle Power Inverter Bridge for high performance driver.** 2007. under graduation monograph – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

This work presents the design of a middle power inverter bridge in the six step 120° mode (Two transistor turned on at any instant), six step 180° mode (three transistor turned on at any instant), and PWM (Pulse with modulation) voltage mode. This inverter bridge can be use to speed as well as position control of machines drives that demands high precision, high efficiency and reliability.

This work also shows design semiconductor switch selection and other electronic components, the design of protection logic over current and short circuit and thermal modeling of the power circuit for heat sink dimensioning.

Keywords: power inverter bright, brushless machine, velocity control, operating in the mode six step.

Capítulo 1

Introdução

As pontes inversoras de tensão são conversores estáticos utilizados para controlar o fluxo de energia elétrica entre uma fonte de tensão contínua e uma carga alternada, podendo ela ser monofásica ou polifásica, com controle dos níveis do valor eficaz da tensão e da freqüência. Atualmente são muito empregadas no controle de máquinas elétricas de corrente alternada, tais como motores síncronos e motores de indução, em sistemas de alimentação ininterrupta, em tensão alternada, a partir de baterias e fontes chaveadas [1].

Existem muitos tipos de inversores, classificados a partir do número de fase, com a utilização de dispositivos semicondutores de potência, com os princípios de comutação e com as formas de onda de saída [2].

Neste trabalho trata-se de pontes inversoras trifásicas com modo de operação seis pulsos 120°, com dois transistores conduzindo ao mesmo tempo, seis pulsos 180°, com três transistores conduzindo ao mesmo tempo, e modulação por largura de pulsos (MLP).

A aplicação da ponte inversora trifásica, neste trabalho, será empregada somente nos motores *brushless DC e brushless AC*, por serem máquinas que possuem um alto desempenho e alta eficiência comparada com outras máquinas. Mais especificamente em um motor *brushless DC* de um braço robótico da Siemens®, modelo manutec r3 (Figura 1), disponível no LACEP.

No modo de operação seis pulsos 120°, apenas duas chaves semicondutoras conduzem num mesmo instante de tempo, por um período de 120° elétricos, já o modo de operação seis pulso 180°, somente três chaves semicondutoras são acionadas num mesmo instante de tempo, por um período de 180° elétricos.

Figura 1 - Braço robótico da Siemens®

O modo MLP faz o acionamento dos transistores variando a largura do pulso em proporção à amplitude de uma onda senoidal (ou qualquer outro tipo de perfil de onda), analisada no centro do mesmo pulso [3].

A utilização de máquinas síncronas, com imãs permanentes montados na superfície do rotor, em aplicações que necessitam de um alto grau de desempenho e precisão aumenta cada vez mais. Isto se deve ao fato dessas máquinas possuírem, dentre suas características, baixa inércia de rotor, alto desempenho dinâmico e alta eficiência.

Devido à baixa dissipação de energia no rotor e a alta capacidade de dissipação pelo estator, esse tipo de máquina permite uma considerável diminuição do tamanho do rotor e da própria máquina em si possibilitando, com isso, máquinas com baixo peso e volume reduzido. Essa característica é uma grande vantagem se comparada com as demais máquinas [4].

Comparando-se as máquinas CC com imã permanente como excitação de campo, as máquinas com ímã permanente no rotor são menores e mais leves, tem

menor momento de inércia do rotor, e principalmente, não apresentam problemas inerentes à comutação mecânica das escovas, como centelhamento e conseqüente geração de ruído eletromagnético, sendo assim mais seguras a sua utilização em ambientes que podem sofrer vazamentos de substâncias explosivas [5].

Podem-se classificar as máquinas síncronas, levando-se em conta à forma de onda da força contra-eletromotriz, em duas categorias:

- Máquinas com excitação senoidal;
- Máquinas com excitação não senoidal.

As máquinas com excitação não senoidal compreendem uma vasta gama de máquinas que apresentam como características diferentes tipos de formas de ondas para a densidade de fluxo de entreferro, resultando, com isso, num alto conteúdo harmônico em relação às de excitação puramente senoidal. Os tipos mais comuns de máquinas síncronas com excitação não senoidal são as que apresentam formas de onda trapezoidais ou quadradas [6].

A construção das máquinas com excitação senoidal é feita de tal modo a se obter uma forma de onda senoidal da força contra-eletromotriz induzida no estator. Essa forma de onda é conseguida construindo os enrolamentos de estator da máquina através de uma distribuição espacial senoidal e/ou através da magnetização das pastilhas magnéticas do rotor, feita apropriadamente, de maneira a se obter a forma de onda desejada [6].

Nos motores com excitação não senoidal, os enrolamentos de estator possuem uma distribuição espacial mais simples, com isso a forca contra-eletromotriz induzida no estator apresenta uma forma de onda não senoidal, geralmente trapezoidal ou quadrada. O fato de possuírem uma distribuição espacial dos enrolamentos de estator mais simples que a das máquinas senoidais, torna as máquinas síncronas de ímãs permanentes na superfície do rotor não senoidais mais baratas e menores do que suas equivalentes senoidais em potência e torque [7].

A denominação dada a esse tipo de máquina em conjunto com seu respectivo conversor elétrico, na literatura é “Motor CC sem escovas” (*Brushless DC Motors*) [8] [9] e, por sua vez, as máquinas senoidais, juntamente com seu conversor elétrico, podem ser denominadas por Motores *Brushless* CA (*Brushless AC Motors*) [10].

Comparando-se o emprego de motores *brushless AC* com os que empregam máquinas *brushless DC*, uma das principais vantagens em se utilizar as máquinas *brushless AC* é sua alta precisão de posicionamento, pois os sistemas que a utilizam, apresentam baixas ondulações no torque eletromagnético, que são da ordem de 2% a 8%, enquanto que nas máquinas *brushless DC* esses valores giram em torno de 7% a 30% [8].

Capítulo 2

Tipos de Operação do Motor *Brushless*

2.1 Operação do motor *brushless DC* com modo de operação seis pulsos 120°

O modo de operação seis pulsos 120° utilizado em motores *brushless DC* tem sua freqüência em sincronismo com a freqüência do rotor. Na prática, isto significa dizer que a freqüência do conversor elétrico de potência é comandada pela posição rotórica. Isto é conseguido através de sensores de posição instalados no estator da máquina, que enviam sinais a cada 60° elétricos (Figura 2) para o controle eletrônico [13].

No caso da máquina ser trifásica, há três sensores de posição instalados no estator a cada 120° elétricos, que enviam sinais lógicos ao circuito de controle que determina quais chaves da ponte inversora trifásica devem ser acionada a cada instante de tempo.

A Figura 4 nos mostra os sinais de saída do circuito de lógica de acionamento das chaves semicondutoras da ponte inversora, onde os sinais com nível lógico alto indicam quais chaves da ponte inversora trifásica (Figura 3) estão ligadas.

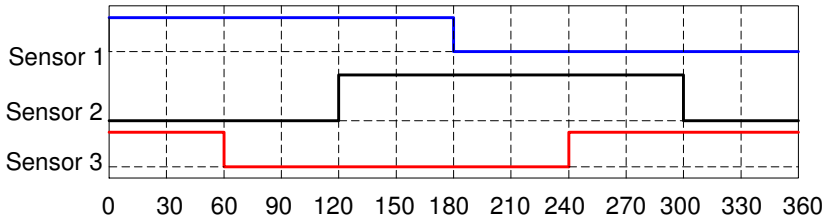


Figura 2 - Sinais dos sensores de posição de rotor.

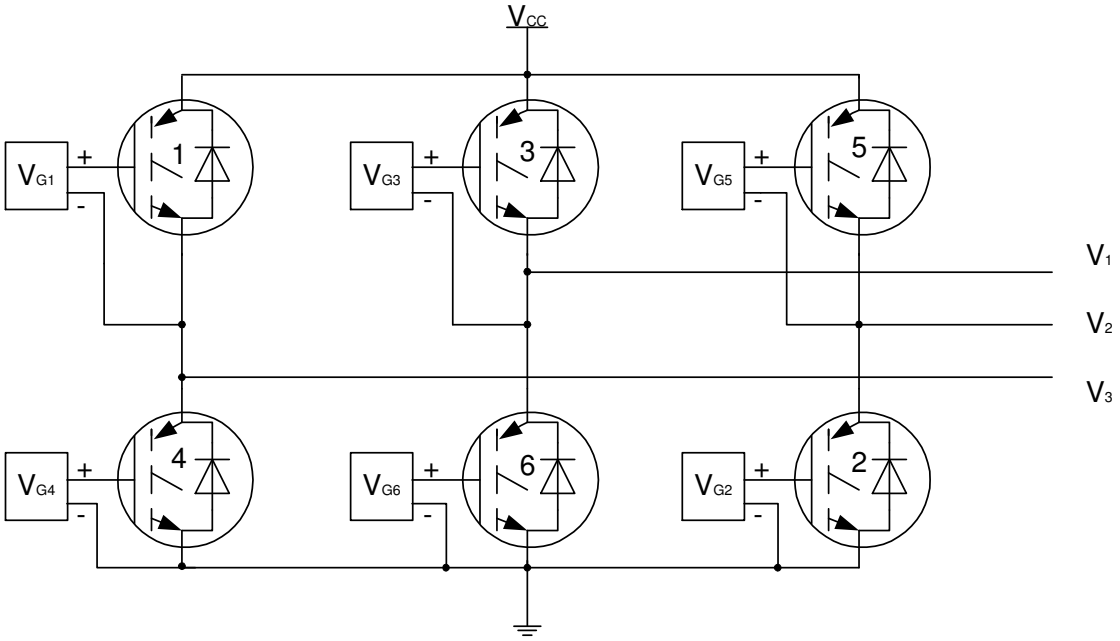


Figura 3 - Ponte inversora trifásica.

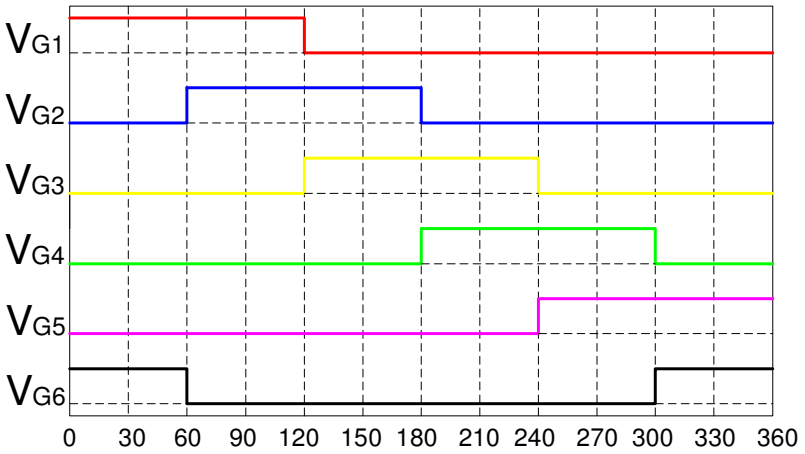


Figura 4 - Seqüência de chaveamento das fases no modo 120°.

Existem duas possibilidades para acionar a máquina *brushless DC* operando no modo seis pulsos 120°. Uma delas é utilizando uma fonte de tensão com saída ajustável, mostrado na Figura 5 e a outra é utilizando uma fonte de tensão com saída fixa, mas com um modulador de largura de pulso (MLP) na ponte inversora, Figura 6.

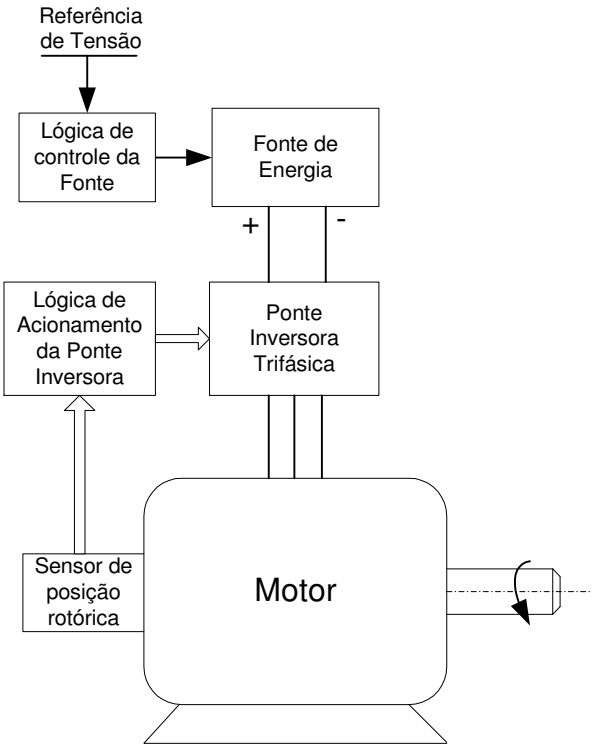


Figura 5 - Acionamento seis pulsos 120° com fonte de tensão ajustável.

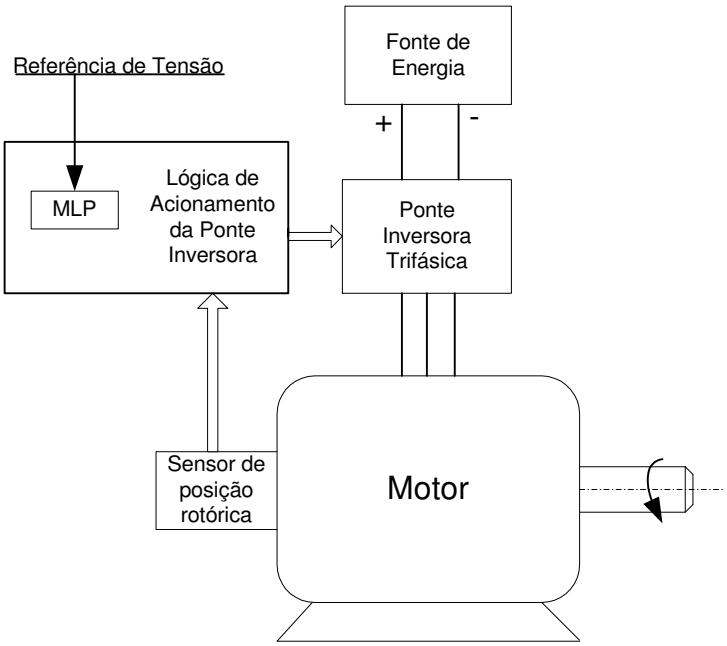


Figura 6 - Acionamento seis pulsos 120° com fonte de tensão fixa.

Qualquer que seja o tipo de fonte de tensão utilizada no modo de acionamento seis pulsos 120° da máquina *brushless DC,* o controlador envia um sinal de referência de tensão, que corresponde à tensão entregue a máquina e que pode varia de 0% a 100% da tensão máxima da fonte de alimentação.

Na lógica de operação no modo seis pulsos 120°, somente duas chaves da ponte inversora estão ligadas num mesmo instante de tempo, sendo uma da semi-ponte negativa e a outra da semi-ponte positiva (Figura 7). Com isso não há a necessidade de se aplicar modulação por largura de pulso em todas as chaves da ponte inversora, podendo-se aplicar modulação por largura de pulso somente nas chaves da semi-ponte negativa ou nas chaves da semi-ponte positiva.

Aplicando-se modulação por largura de pulso somente nas chaves da semi-ponte negativa, por exemplo, é possível a utilização de transistores mais lentos na semi-ponte positiva, que são mais baratos que os transistores rápidos [7].

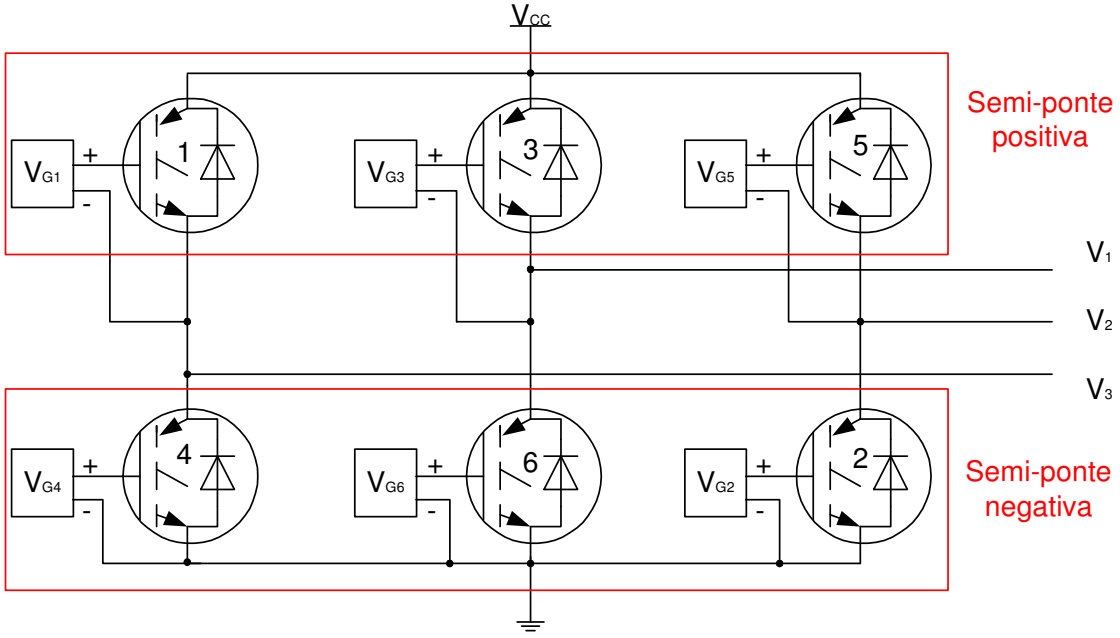


Figura 7 – Semi–ponte positiva e negativa.

2.2 Operação no modo seis pulsos 180°

No modo de operação seis pulsos 180° utilizados em motores, a cada instante de tempo, sempre haverá três chaves ligadas e três desligadas alternadamente. Assim cada chave conduz por 180° elétricos.

A Figura 8 mostra os sinais de saída do circuito de lógica de acionamento das chaves semicondutoras da ponte inversora, onde os sinais com nível lógico alto indicam quais chaves da ponte inversora trifásica, como mostrado na Figura 3, estão ligadas em cada ciclo.

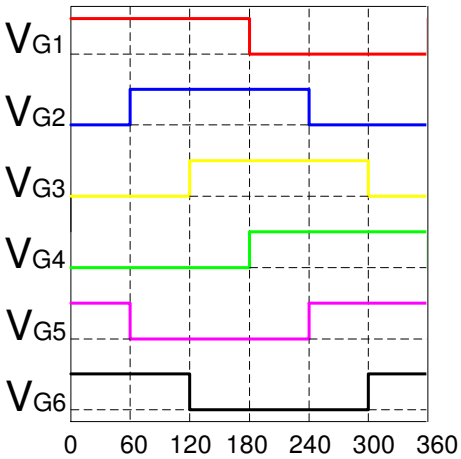


Figura 8 - Seqüência de chaveamento das fases no modo 180°.

2.3 Operação do motor *brushless AC* com acionamento senoidal

Para a operação do motor *brushless AC* com acionamento senoidal, considera-se somente o caso em que a fonte de tensão é fixa conforme mostrado na Figura 9.

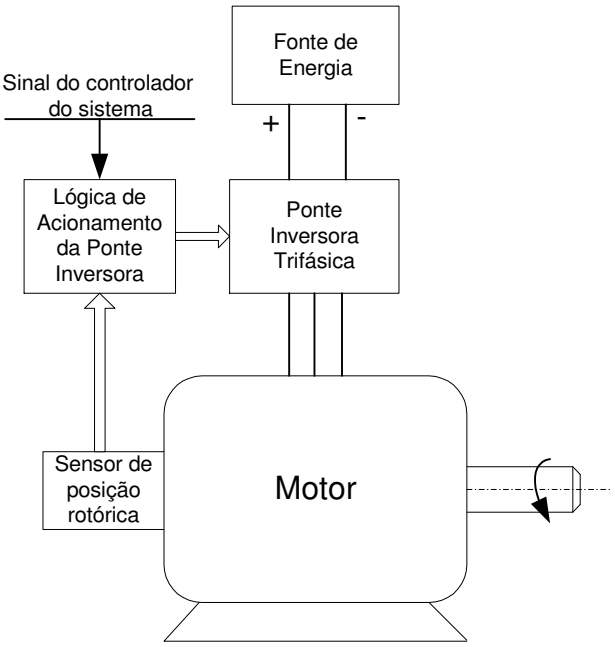


Figura 9 - Acionamento senoidal com fonte de tensão fixa.

O sensor de posição, para um acionamento senoidal, deve possuir uma alta resolução, o que é conseguido com o uso de um *encoder* óptico. O diagrama em blocos simplificado do acionamento está representado na Figura 10. Em relação a Figura 9 é acrescido um *encoder* e o circuito de controle da ponte inversora, que nesse caso, deve ser mais sofisticado no que se refere ao modulador por largura de pulso [13].

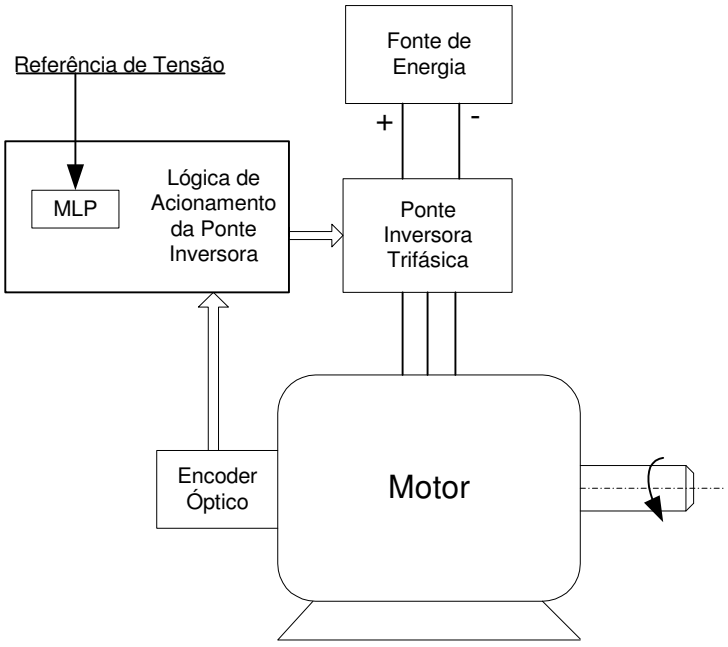


Figura 10 - Diagrama de blocos simplificado do acionamento senoidal.

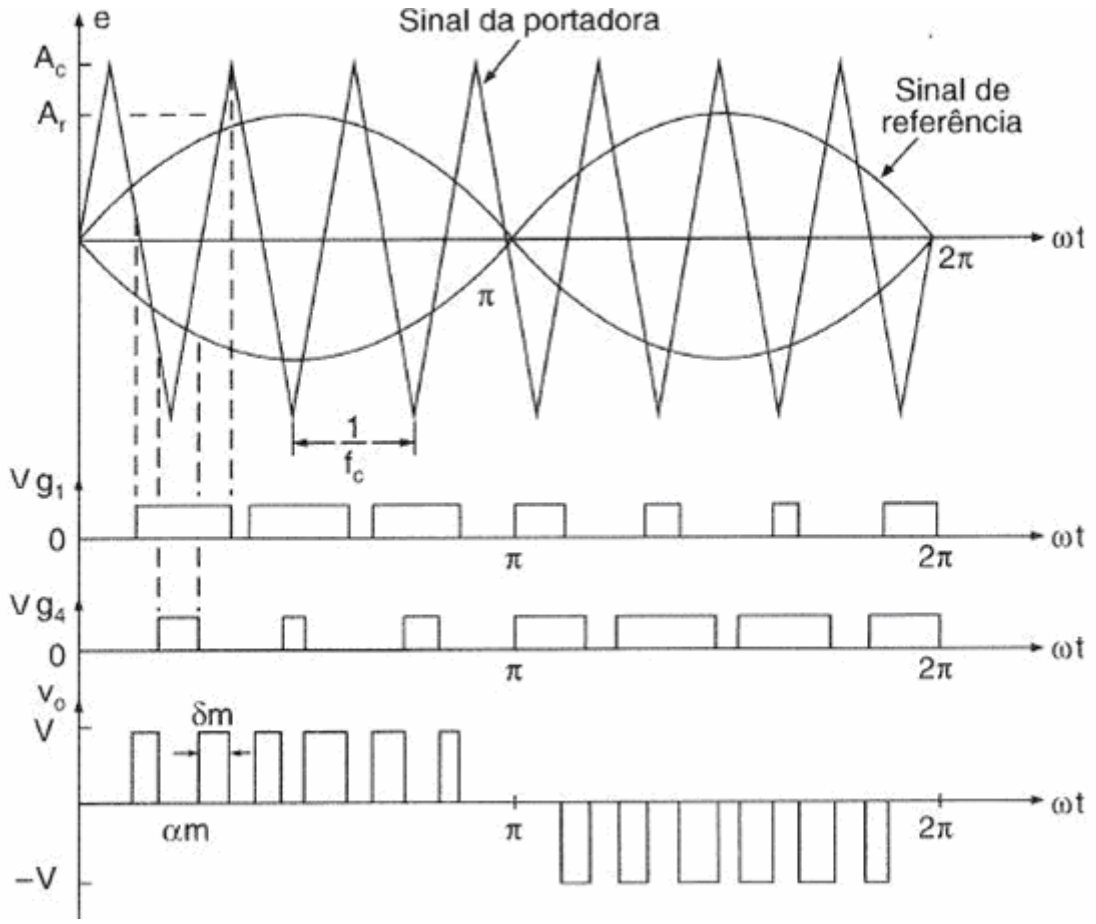


Figura 11 – Chaveamento de uma das fases da ponte inversora operando no modo senoidal.

A Modulação por Largura de Pulso (MLP) permite o controle da freqüência de saída e do nível de tensão médio a partir da variação do ciclo de trabalho e freqüência dos pulsos de entrada. Estes pulsos podem ser produzidos de diversas formas, porém baseado sempre na comparação de um determinado nível de tensão (CC ou senoidal) com uma portadora, por exemplo, uma onda triangular como mostra a Figura 11.

A Figura 11 mostra o chaveamento da tensão e a corrente resultante de saída de uma das fases da ponte inversora.

Capítulo 3

Projeto da Ponte Inversora Trifásica

A partir das especificações, dadas pela Tabela 1, do maior motor do braço robótico (Figura 1), extraem-se os dados necessários para o início do projeto da ponte inversora trifásica.

Tabela 1 - Especificações do projeto.

Especificações	Valores
Números de Fase	3
Tensão Máxima	400V
Corrente Máxima	30A
Freqüência de Chaveamento Máxima	6kHz

3.1 Dimensionamento das chaves semicondutoras

Com os dados da máxima tensão e corrente mostrado na Tabela 1 determinou-se a chave semicondutora que será utilizada no projeto. A chave escolhida foi o IGBT IRG4PC50FD que tem como característica tensão de operação entre coletor e emissor de 600V, corrente máxima de 39A a uma temperatura de 100°C e 70A para uma temperatura de 25°C, na base do encapsulamento do transistor, com uma tensão de 15V aplicada entre *gate* e emissor.

O IRG4PC50FD também possui um diodo de recuperação rápido (diodo de roda livre) da ordem de 50 ns no mesmo encapsulamento, responsável pelo caminho da corrente causada pelo desligamento do IGBT.

3.2 Dimensionamento e funcionamento do *driver* de porta dos IGBT´s

A partir da escolha do IGBT e com base nos dados de projeto determinou-se o tipo de circuito integrado (CI) para fazer o acionamento dos mesmos. A escolha se deu pela corrente de pico e tensão aplicada ao *gate* do IGBT que é de 2A e 15V respectivamente.

O CI escolhido foi o IR2113 que atende a estas especificações, além de fornecer o acionamento para o lado de cima e de baixo de um braço da ponte inversora, como mostra a Figura 12.

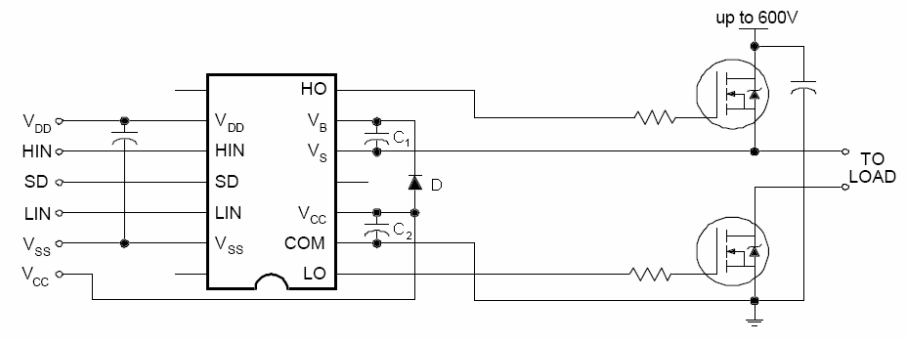


Figura 12 – Utilização do CI IR2113 para o acionamento de um braço da ponte inversora.

O funcionamento do *driver* IR2113 com o transistor Q1 conduzindo se dá conforme a Figura 13 e a Tabela 2 . Quando o transistor de cima (Q1) deve ser acionado, a corrente, em pontilhado mostrado na Figura 13, sai do capacitor C1 descarregando-o, entra pelo pino VB, passa pelo transistor M1 que está ativo, sai pela porta H0, passando pelo IGBT Q1 e retornando 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.

Tabela 2 - Estado das chaves semicondutoras no acionamento dos IGBT´s.

Situação	M1	M2	M3	M4	Q1	Q4
Low ativo —·—·—	Off	On	On	Off	Off	On
High ativo -------	On	Off	Off	On	On	off

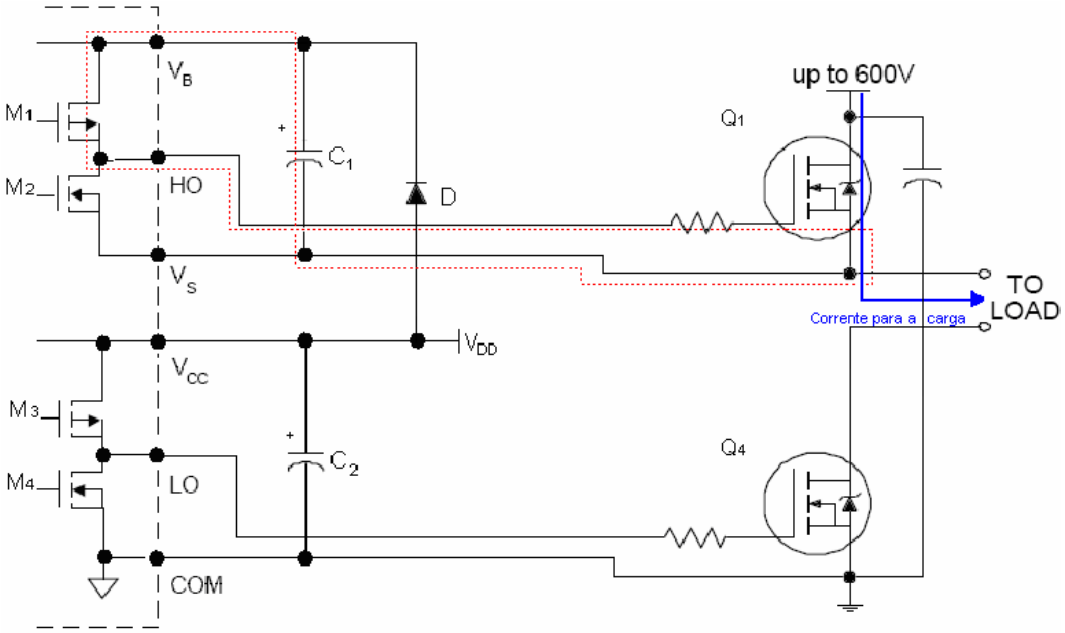


Figura 13 - CI IR2113 com o IGBT Q1 conduzindo e Q4 desligado.

Já para o caso do transistor Q4 estar conduzindo, a corrente percorre o caminho mostrado na Figura 14. Uma parcela da corrente sai de V_{DD}, entra pelo pino V_{CC}, sai por L0, carregando a porta de Q4, ativando-o, e retornando pela malha de terra. Além disso, outra parte da corrente sai pela fonte de tensão V_{DD}, passando pelo diodo e carregando o capacitor C1, que será parcialmente descarregado no próximo acionamento do transistor Q1, fechando o circuito pela malha de terra do circuito.

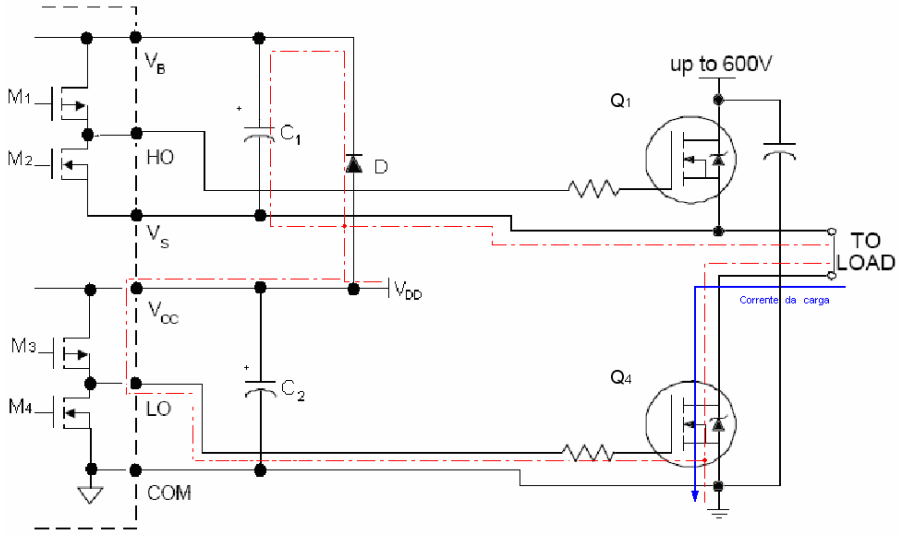


Figura 14 - CI IR2113 com o IGBT Q4 conduzindo e Q1 desligado.

3.3 Dimensionamento do circuito de *dead time*

Com as especificações das chaves semicondutoras descritas em 3.1, passamos para o dimensionamento do circuito de *dead time*.

O circuito de *dead time,* representado na Figura 15, é responsável por atrasar o sinal de *gate* dos transistores, de modo a não deixar o transistor do lado de cima conduzir simultaneamente com o lado de baixo. Para isso, o circuito da Figura 15 sempre atrasa o ligamento dos transistores, por um tempo pré-estabelecido, entretanto, não atua no desligamento.

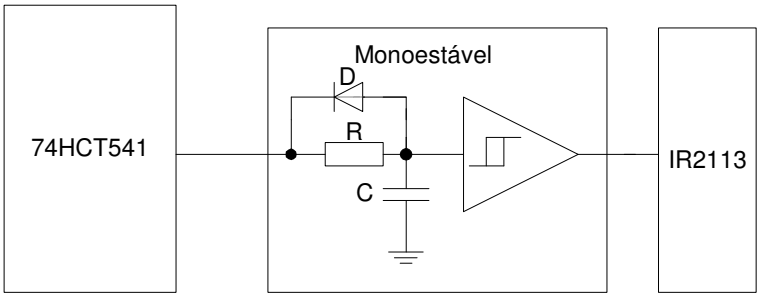


Figura 15 - Circuito de *dead time*.

O tempo para o *dead time* é calculado levando-se em conta o pior caso, ou seja, o máximo tempo para a chave semicondutora desligar e o mínimo tempo para ela entrar em condução, conforme a equação abaixo:

$$\Delta t \geq t_{off} - t_{on} \tag{3.1}$$

Onde os valores de t_{off} e t_{on} são extraídos do *datasheet* do fabricante do transistor, para o pior caso de operação.

Utilizando os dados do IGBT IRG4PC50FD, *datasheet* anexo A, e a equação 3.1 chegamos ao seguinte valor de *dead time*:

$$\Delta t \geq (360 - 55)ns$$

$$\Delta t \geq 305ns$$

Para o circuito de *dead time* foi utilizado um resistor de 1kΩ e um capacitor de 470pF, resultando num tempo de 470ns, maior que os 305ns requeridos pelos transistores.

3.4 Dimensionamento do circuito de controle de curto circuito

Para o circuito de proteção contra curto circuito foi projetado um circuito que gera um pulso na porta de *Shutdown* do driver IR2113 caso a corrente ultrapasse os valores máximos permitidos.

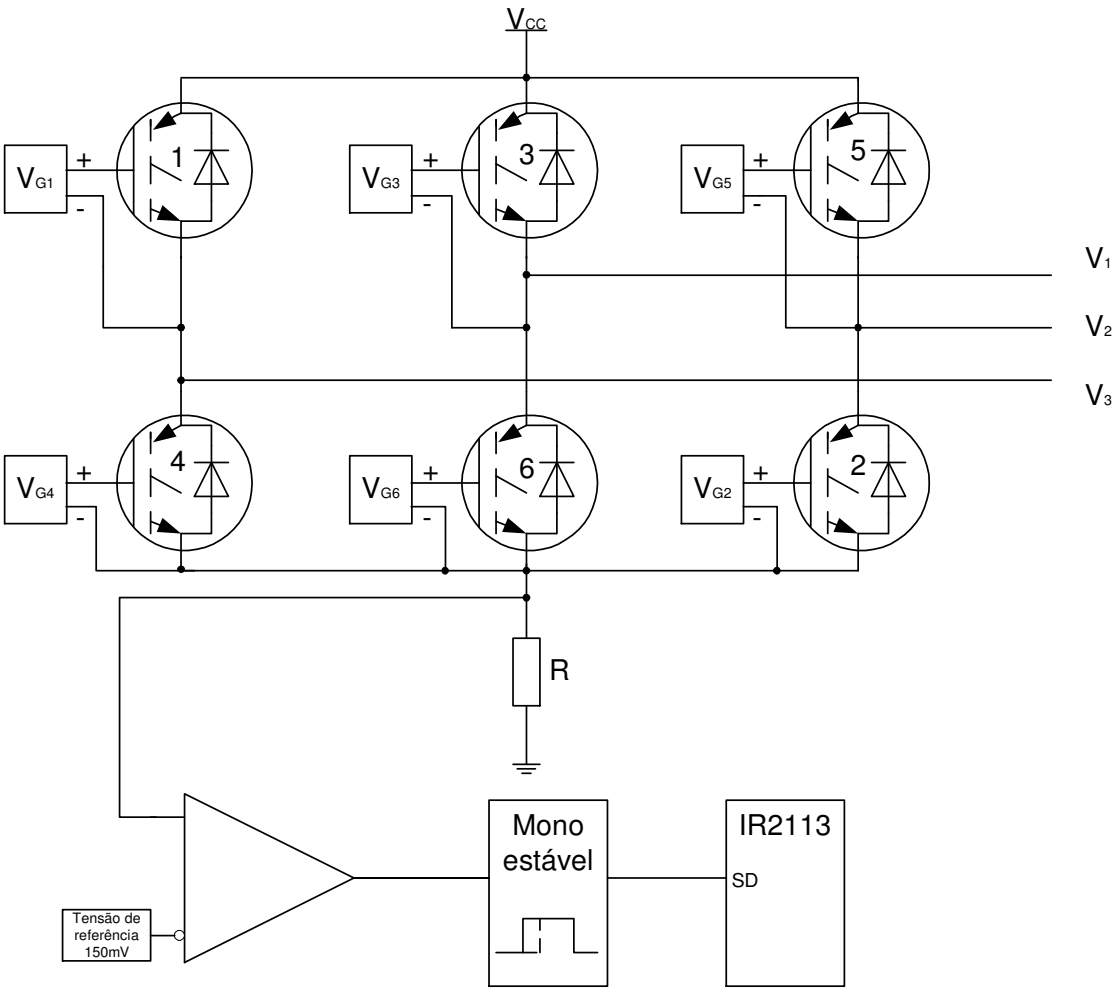


Figura 16 - Circuito de controle de curto circuito.

Observando o diagrama mostrado na Figura 16, tem-se um sensor de corrente (resistor R) cuja função é enviar um sinal de tensão para o circuito comparador. O

circuito integrado compara a tensão enviada pelo sensor de corrente com uma tensão de referência, que no caso deste projeto é de 150mV para que a corrente na ponte inversora não ultrapasse o valor de 30A.

Acoplado à saída do comparador, tem-se um circuito mono-estável responsável por temporizar o pulso gerado pelo comparador, assim, a situação de sobrecorrente deve ser mantida por um certo intervalo de tempo para que a proteção atue. O intervalo foi projetado para ser de 1µs, o que está dentro dos limites do dispositivo.

Para a determinação do tempo máximo para a atuação da proteção contra curto circuito, utilizam-se os gráficos mostrados nas Figura 17 e Figura 18 tiradas do *datasheet* (apêndice A) do IGBT IRG4PC50FD.

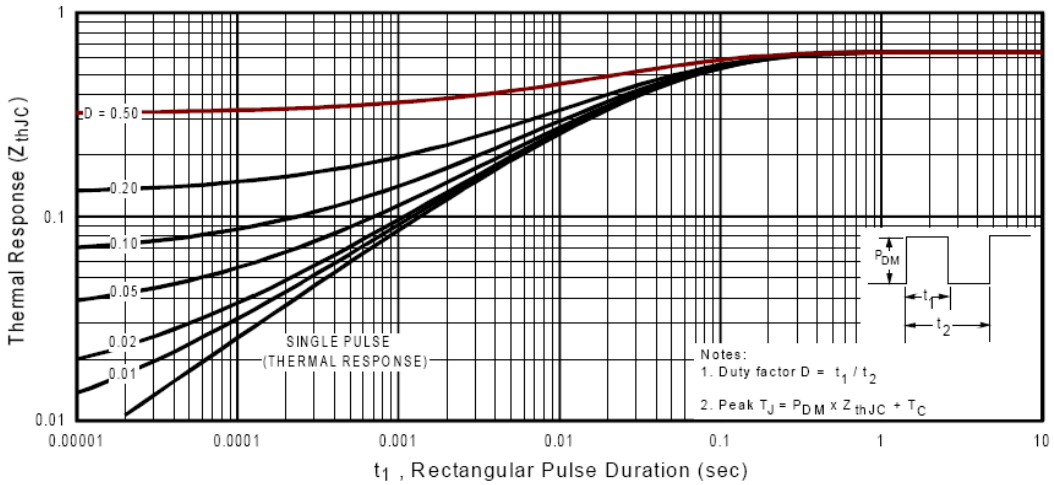


Figura 17 - Máxima impedância térmica entre a junção e a base de montagem do encapsulamento.

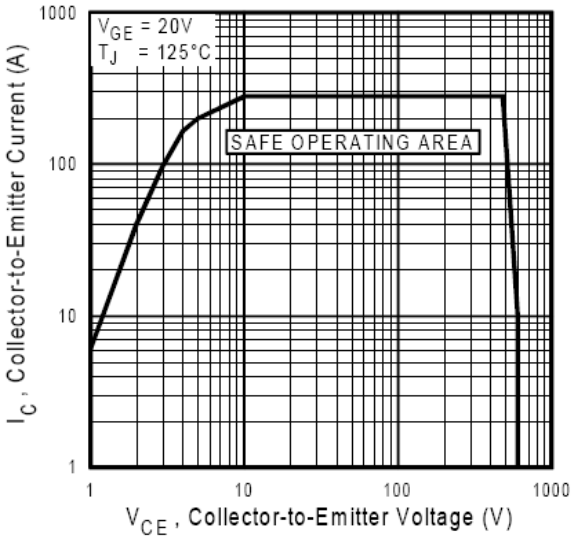


Figura 18 - Área de operação segura (*Safe operating area*).

3.5 Descrição do Esquemático da Ponte Inversora Trifásica

A Figura 20 mostra o esquemático da placa do inversor desenvolvido no *software* PROTEL® (assim como o PCB, a vista superior e a vista inferior e o funcionamento da placa inversora que se encontra com mais detalhes no apêndice A) com a descrição de cada circuito.

O bloco das chaves semicondutoras IGBT´s (Figura 19), mostra a ponte inversora, a qual utiliza seis transistores IGBT modelo IRG4PC50FD, detalhada no capítulo 3.1.

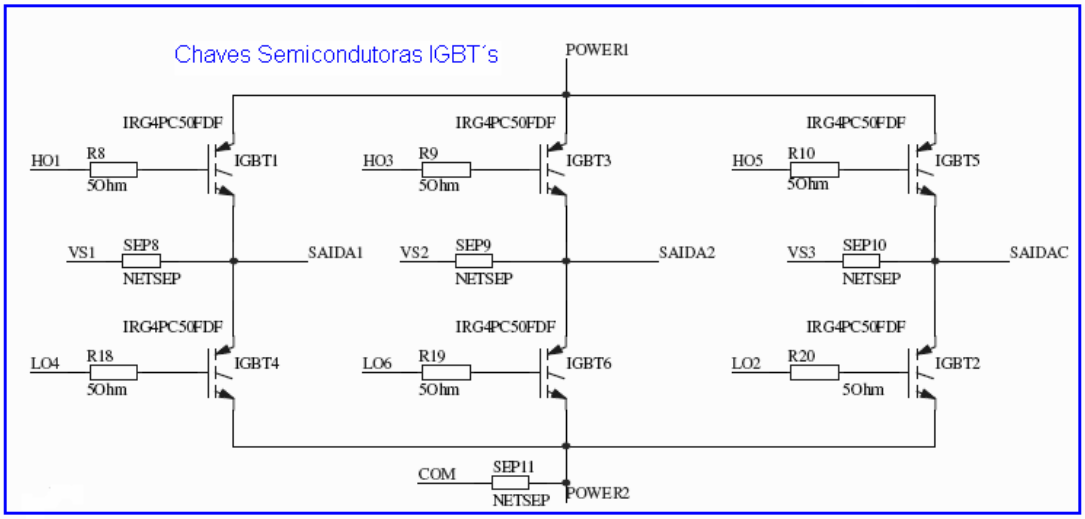


Figura 19 – Bloco das chaves semicondutoras (IGBT´s).

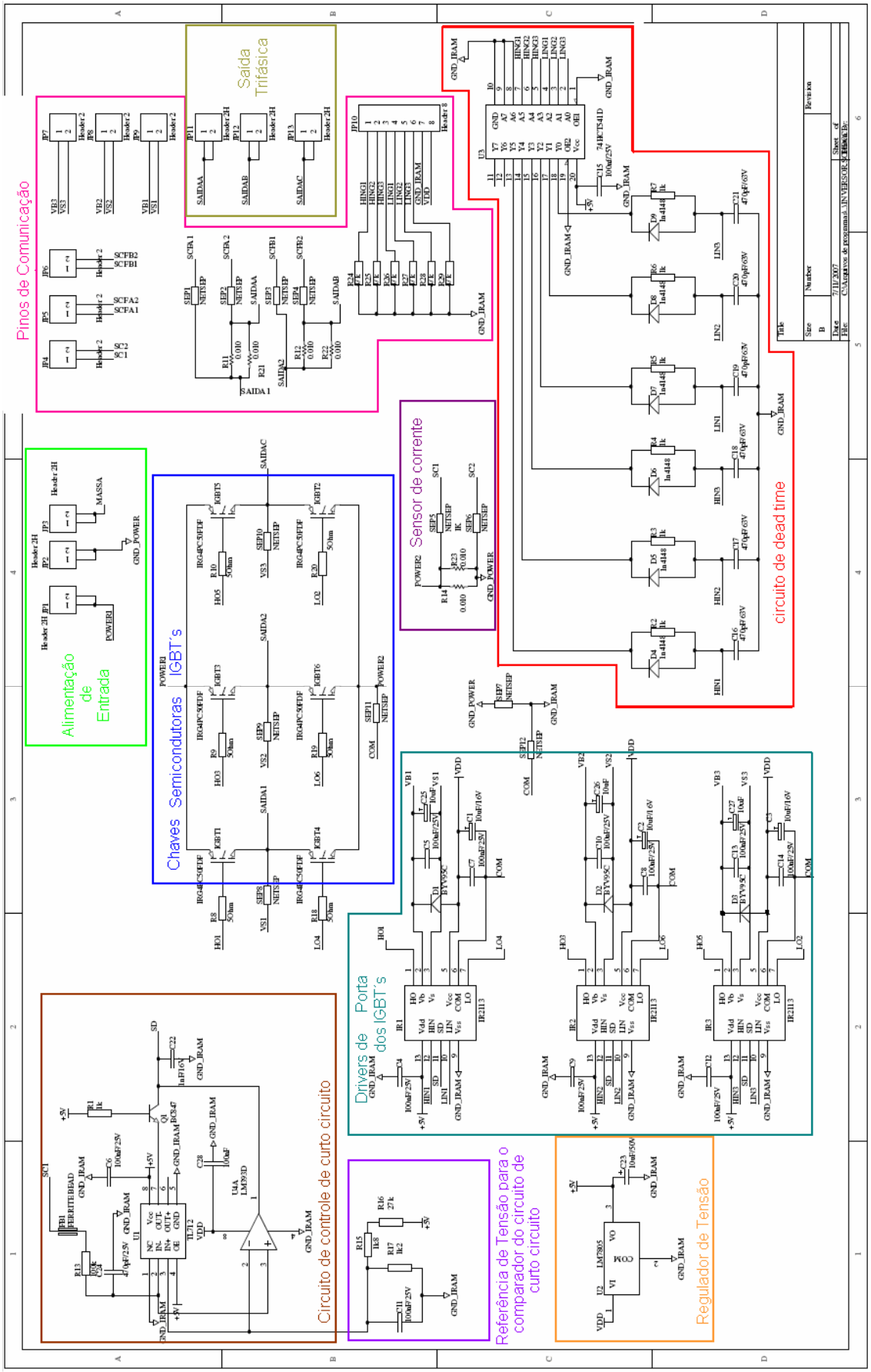


Figura 20 - Esquemático da ponte inversora trifásica.

O bloco dos *drivers* de acionamento dos IGBT´s (Figura 21) mostra os CI´s IR2113, dimensionados no capítulo 3.2.

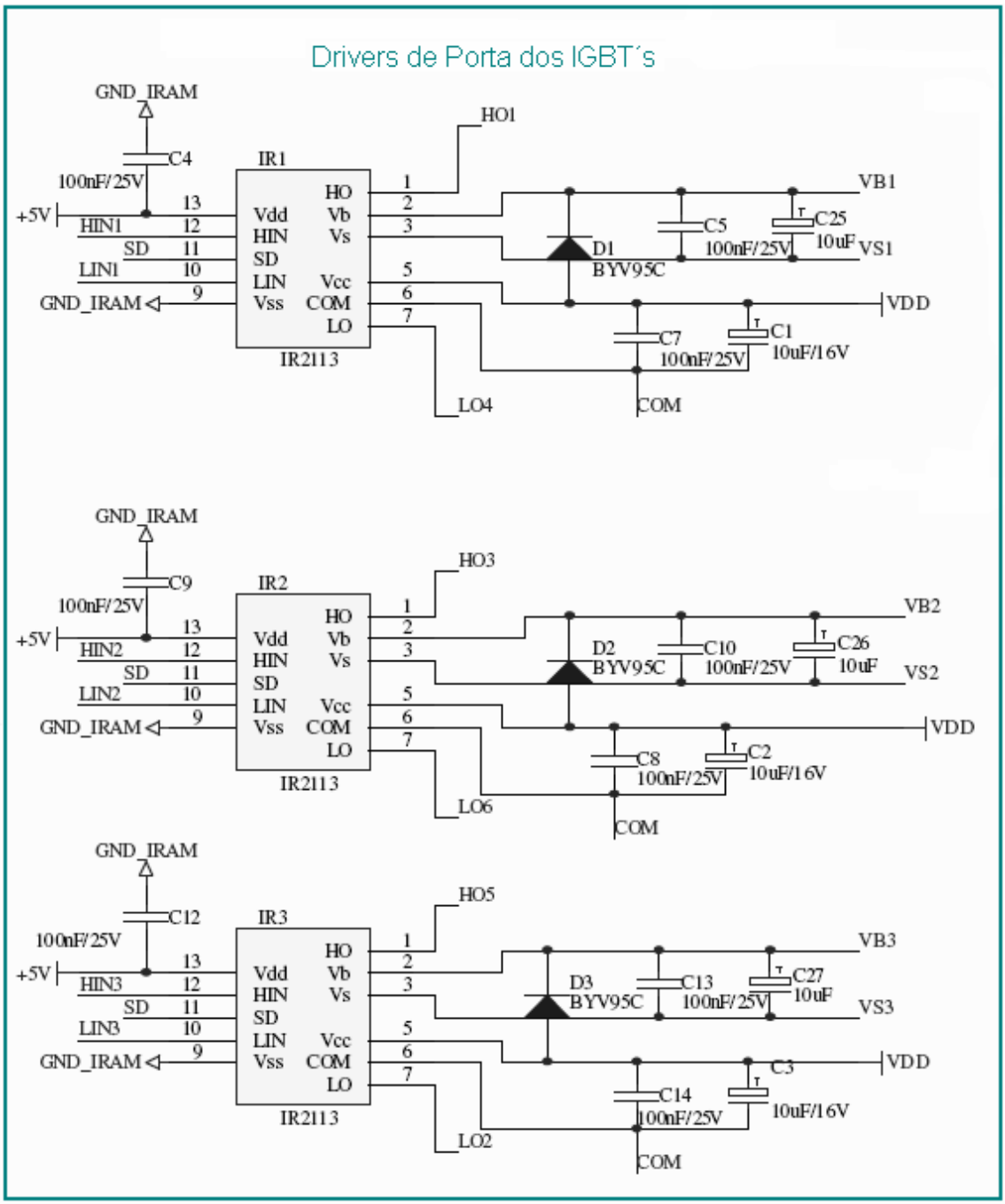


Figura 21 – Bloco dos *drivers* de porta dos IGBT´s.

O bloco do circuito de *dead time* (Figura 22) mostra o circuito de atraso do sinal do *gate* dos transistores, dimensionado no capítulo 3.3, nota-se que o circuito mono-estável é feito com um circuito RC.

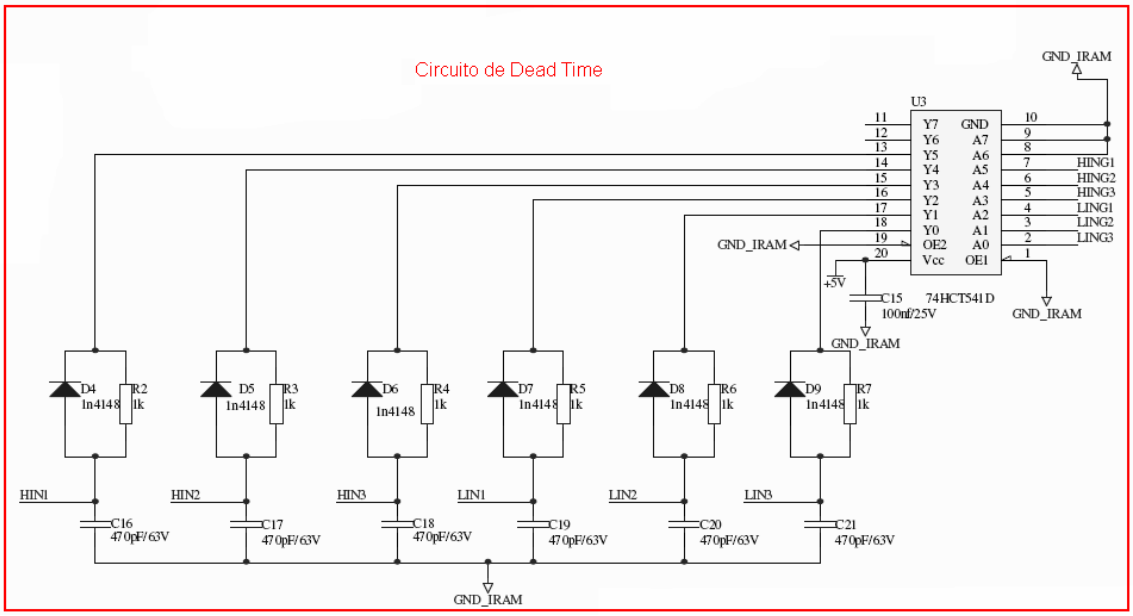


Figura 22 – Bloco do circuito *dead time.*

O Bloco do circuito de controle de curto circuito (Figura 23) mostra a opção de utilizar ou o circuito integrado comparador TL712 ou o LM393, sendo necessário eliminar o transistor BC847 e fazer uma ligação entre a base e o coletor do mesmo, caso utilize o CI LM393. O seu dimensionamento é mostrado no capítulo 3.4.

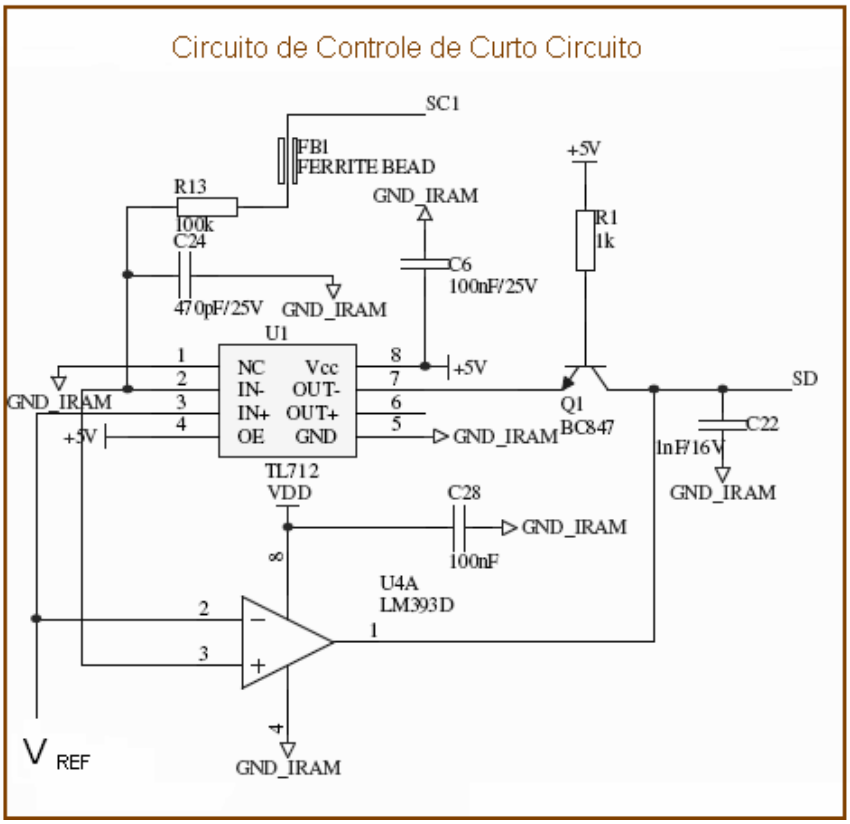


Figura 23 - Bloco do circuito de controle de curto circuito.

O bloco de referência de tensão mostra como é fornecida a tensão de referência para o circuito de controle de curto circuito. A tensão de 150mV é obtida pelo divisor de tensão resistivo mostrado na Figura 24.

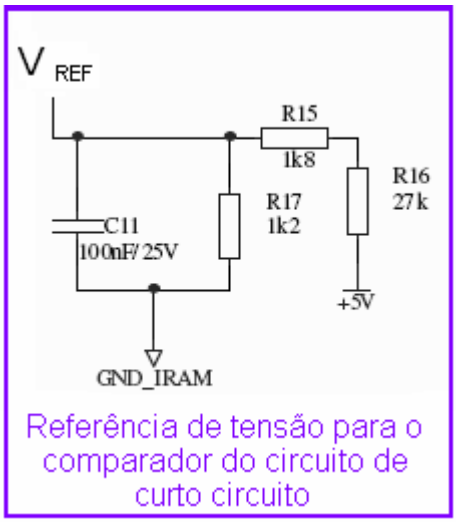


Figura 24 - Bloco de referência de tensão.

O bloco do regulador de tensão (Figura 25) fornece a tensão de 5V necessária para o funcionamento de alguns CI´s do circuito do inversor.

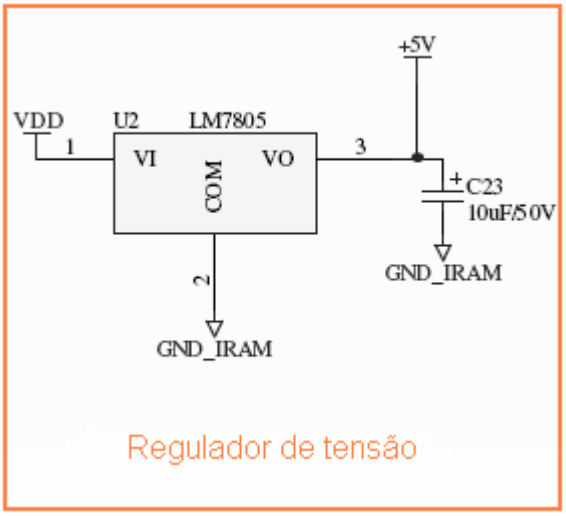


Figura 25 – Bloco do regulador de tensão.

O bloco do sensor de corrente (Figura 26) é responsável por fornecer o nível de corrente para o circuito de controle de curto circuito que atua no desligamento da

ponte inversora caso haja alguma sobrecorrente por um período maior que o estabelecido.

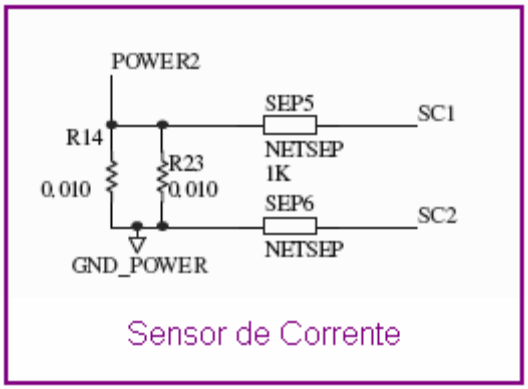


Figura 26 – Bloco do sensor de corrente.

O bloco dos pinos de comunicação (Figura 27) é responsável por enviar e receber os dados da placa de lógica que faz o controle da ponte inversora.

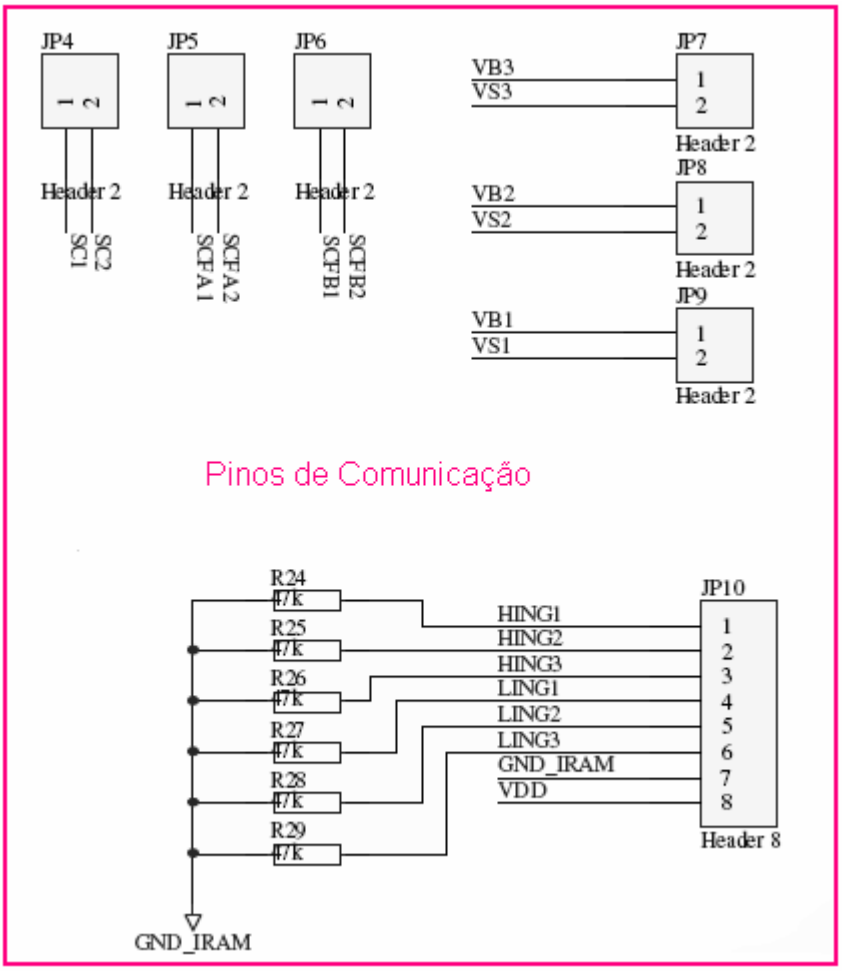


Figura 27 – Bloco dos pinos de comunicação.

O bloco de alimentação de entrada (Figura 28) é responsável por fornecer a energia vinda de um retificador para a placa.

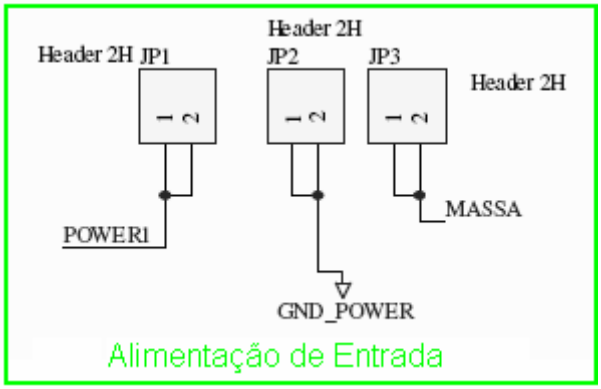


Figura 28 - Bloco de alimentação de entrada.

E por fim o bloco da saída trifásica (Figura 29) é responsável por fornecer a tensão trifásica, seja ela senoidal trapezoidal ou qualquer outra forma de onda desejada para o funcionamento de alguma carga acoplada ao inversor.

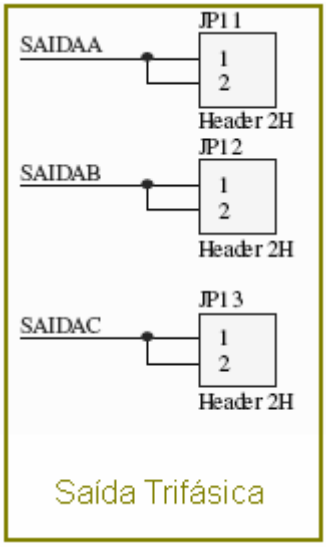


Figura 29 – Bloco da saída trifásica.

Capítulo 4

Dimensionamento do sistema de dissipação de calor da ponte inversora trifásica

A circulação de corrente elétrica por qualquer elemento provoca uma dissipação de potência igual ao produto do quadrado da corrente pela resistência do circuito. Tal potência dissipada converte-se em calor através do Efeito Joule.

Esse calor, produzido na pastilha dos IGBT´s, decorrente do Efeito Joule, flui da pastilha para ambientes mais frios. Este fluxo de calor depende de vários fatores como o gradiente de temperatura e as características térmicas dos meios e dos materiais envolvidos.

Para dimensionar um circuito térmico, faz-se uma analogia aos circuitos elétricos onde a potência média é representada por uma fonte de corrente, as temperaturas nos pontos indicados (junção, cápsula, ambiente) são análogas às tensões nos respectivos nós, enquanto as resistências térmicas são as próprias resistências do modelo [12].

Um exemplo é mostrado na Figura 30 que representa o modelo elétrico equivalente para o circuito térmico de um transistor utilizando um dissipador.

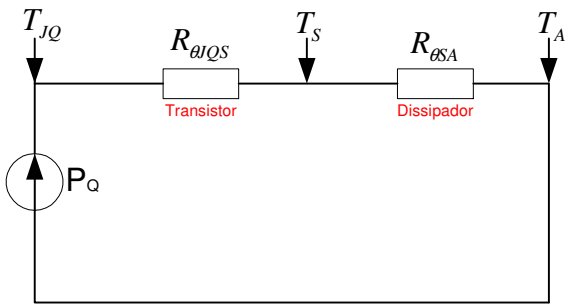


Figura 30 – Exemplo de um modelo térmico equivalente.

Onde:

P_Q : Potência térmica do transistor;

T_S : Temperatura na superfície entre o dissipador e o transistor;

T_A : Temperatura ambiente;

T_{JQ} : Temperatura na junção do transistor;

$R_{\theta SA}$: Resistência térmica entre a superfície do dissipador e o ambiente;

$R_{\theta JCQ}$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do transistor.

Para o dimensionamento do dissipador, tomou-se como base o pior caso de dissipação de potência dos transistores: dois transistores conduzindo durante todo o tempo, com ciclo de trabalho o mais alto possível (aproximadamente 100% de ciclo de trabalho, com ação dos diodos de roda livre) e ligamento e desligamento dos transistores na maior freqüência de chaveamento.

Por exemplo, quando os transistores Q1 e Q2 entram em operação, a corrente flui pelo caminho mostrado na Figura 31, ao serem desligados, a bobina do estator tenta manter o fluxo magnético, gerando com isso uma tensão contraria, induzida uma corrente que passa pelos diodos de roda livre dos transistores Q4 e Q5, como mostrado na Figura 32.

A partir do funcionamento de um dos braços da ponte inversora (Figuras 31 e 32) e por analogia aos circuitos elétricos chegamos ao circuito térmico mostrado na Figura 33, porém aplicado apenas aos dois transistores e diodos, pois o funcionamento dos outros são idênticos.

Todos os parâmetros para o dimensionamento do sistema de dissipação de calor (dados do dissipador e do IGBT) foram extraídos do *datasheet* dos fabricantes que se encontram nos apêndices A e B.

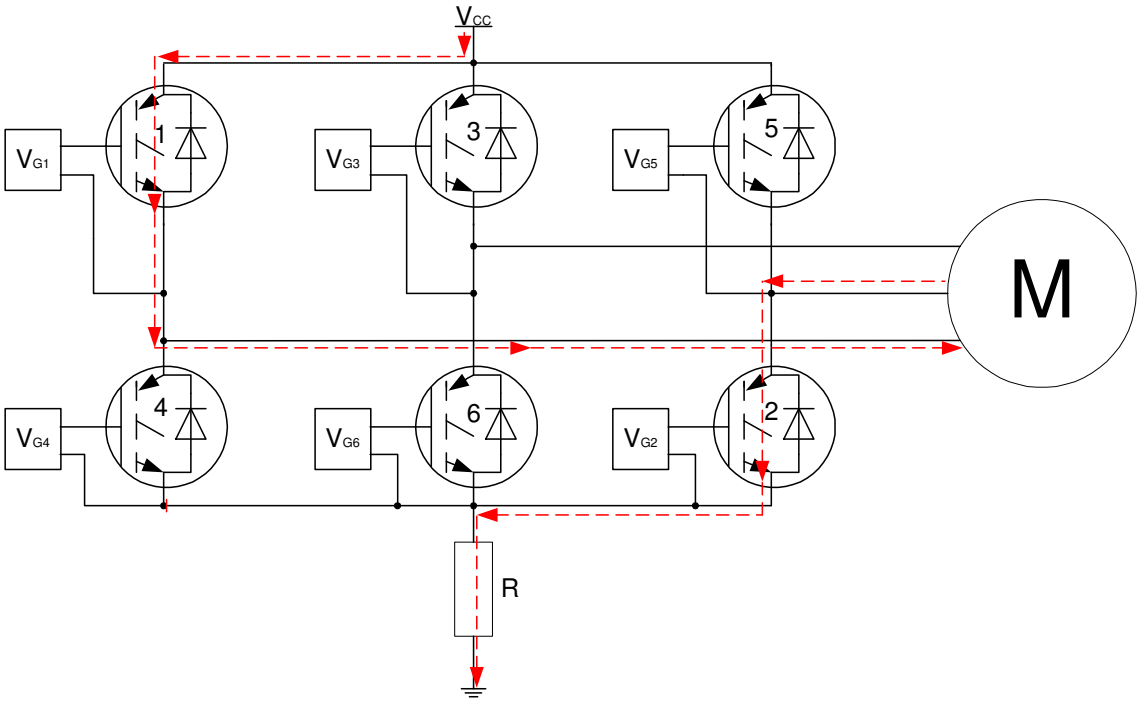


Figura 31 – Caminho percorrido pela corrente com os IGBT´s 1 e 2 acionados.

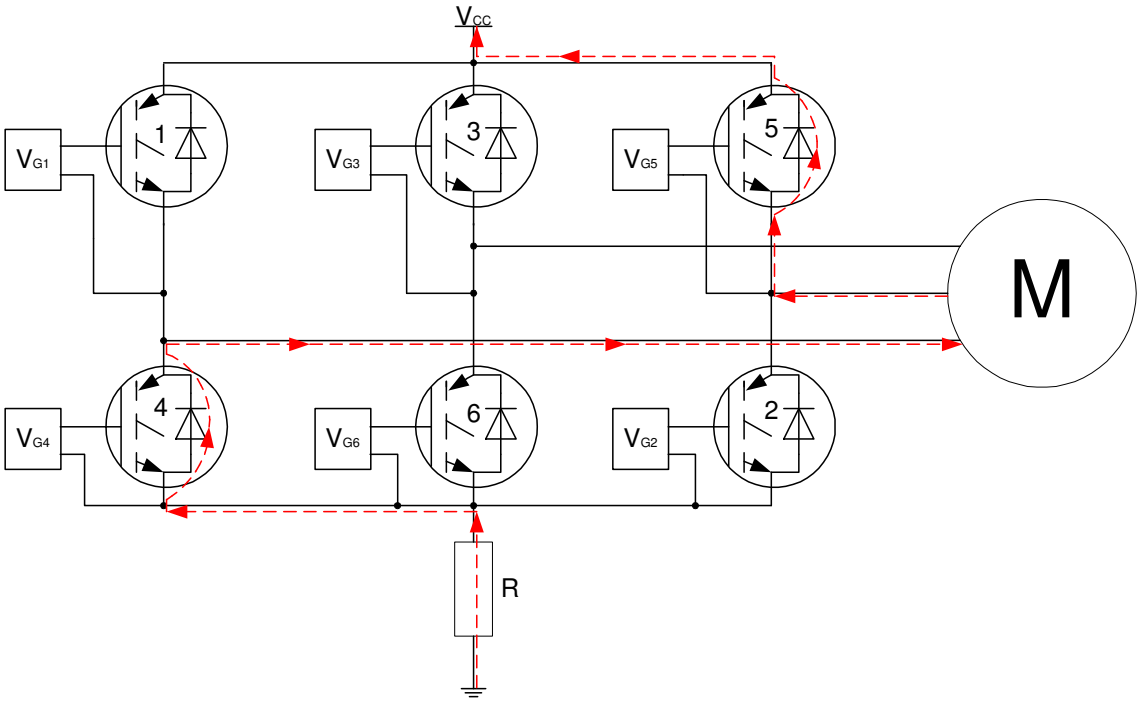


Figura 32 – Caminho percorrido pela corrente com os IGBT´s 1 e 2 desligados.

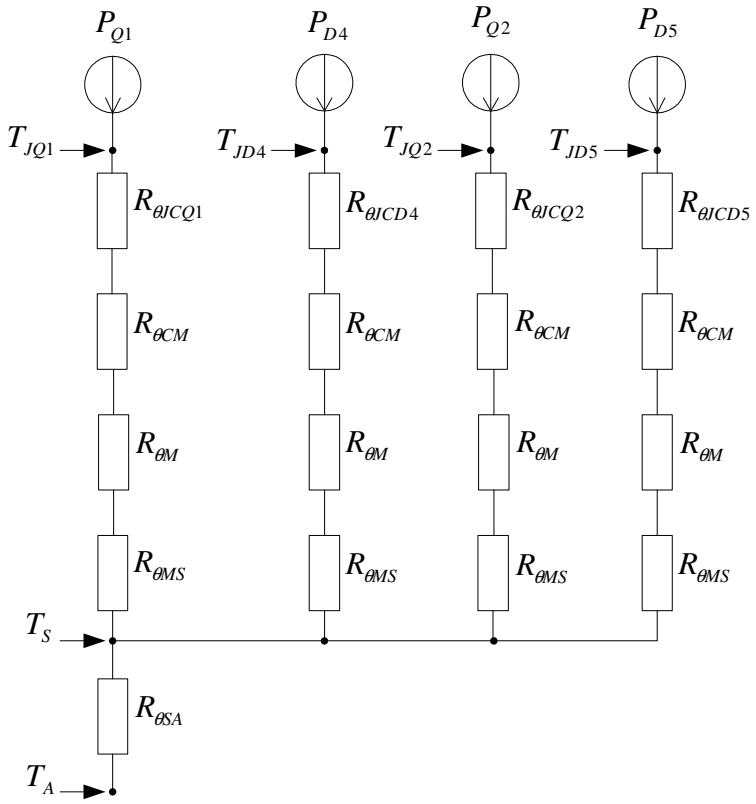


Figura 33 – Circuito térmico equivalente.

A Figura 33 apresenta o esquema do circuito térmico equivalente da ponte inversora onde cada um dos elementos está descrito abaixo:

$R_{\theta JCQ1}$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do IGBT 1;

$R_{\theta JCQ2}$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do IGBT 2;

$R_{\theta JCD4}$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do diodo 4;

$R_{\theta JCD5}$: Resistência térmica entre junção e a base de montagem do encapsulamento do diodo 5;

$R_{\theta CM}$: Resistência térmica entre a base de montagem do encapsulamento e o isolador de mica;

$R_{\theta M}$: Resistência térmica do isolador de mica;

$R_{\theta MS}$: Resistência térmica entre o isolador de mica e o dissipador;

$R_{\theta SA}$: Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente;

T_S : Temperatura na superfície;

T_A : Temperatura ambiente;

P_{Q1} : Potência térmica do IGBT 1;

P_{Q2} : Potência térmica do IGBT 2;

P_{D4} : Potência térmica do diodo 4;

P_{D5} : Potência térmica do diodo 5;

Equacionamento do sistema de dissipação de calor:

Resistências térmicas:

$$R_{PQ1} = R_{\theta JCQ1} + R_{\theta CM} + R_{\theta M} + R_{\theta MS} \tag{4.1}$$

$$R_{PD4} = R_{\theta JCD4} + R_{\theta CM} + R_{\theta M} + R_{\theta MS} \tag{4.2}$$

$$R_{PQ2} = R_{\theta JCQ2} + R_{\theta CM} + R_{\theta M} + R_{\theta MS} \tag{4.3}$$

$$R_{PD5} = R_{\theta JCD5} + R_{\theta CM} + R_{\theta M} + R_{\theta MS} \tag{4.4}$$

Potências térmicas de entrada:

$$P_Q = P_{offQ} + P_{onQ} + P_{(on/off)Q} \tag{4.5}$$

$$P_D = P_{offD} + P_{onD} + P_{(on/off)D} \tag{4.6}$$

e:

$$P_{onQ} = V_{CESAT} . I_C . \frac{1}{3} . \delta \tag{4.7}$$

$$P_{offQ} \cong 0 \tag{4.8}$$

$$P_{(on/off)Q} = (E_{on} + E_{off}).f.\frac{1}{3} \tag{4.9}$$

$$P_{onD} = V_F.I_C.(1-\delta).\frac{1}{3} \tag{4.10}$$

$$P_{offD} \cong 0 \tag{4.11}$$

$P_{(on/off)D} = E_{REC}.f.\frac{1}{3}$ Esta parcela já esta sendo considerada na equação (4.9), portanto não entrará no cálculo da equação (4.6).

Temperatura na superfície do dissipador:

$$T_S = 3.[R_{\theta SA}.I_{(T_S - T_A)}] + T_A \tag{4.12}$$

Temperatura na junção do Transistor:

$$T_{JQ} = R_{PQ}.P_Q + T_S \tag{4.13}$$

Temperatura na junção do Diodo:

$$T_{JD} = R_{PD}.P_D + T_S \tag{4.14}$$

Através das equações 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4 simplifica-se o circuito da Figura 33 para o circuito térmico equivalente simplificado mostrado na Figura 34.

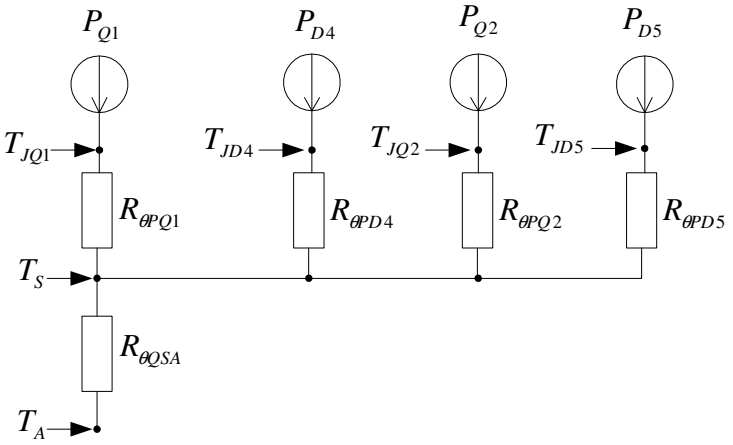


Figura 34 - Circuito térmico simplificado.

O dissipador escolhido foi um modelo AY da AEGIS® , com ventilação forçada e comprimento de $150mm$, resultando assim em uma resistência térmica de $0{,}14°C/W$.

Substituindo os valores das resistências térmicas do transistor, diodo, isolador de mica e do dissipador (extraído do *datasheet* de cada componente) dados pela Tabela 3 abaixo nas equações 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4, chega-se aos seguintes resultados de resistências térmicas equivalentes:

Tabela 3 - Valores das resistências térmicas.

Resistência térmica	Valor
$R_{\theta JCQ}$	0,64
$R_{\theta JCD}$	0,83
$R_{\theta CM}$	0,24
$R_{\theta M} + R_{\theta MS}$	0,7
$R_{\theta SA}$	0,14

$$R_{PQ1} = R_{PQ2} = 0.64 + 0{,}24 + 0{,}7 = 1{,}58[°C/W]$$

$$R_{PD4} = R_{PD5} = 0{,}83 + 0{,}24 + 0{,}7 = 1{,}77[°C/W]$$

Calculando as Potências de perda dos diodos e dos transistores, através das equações 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9, 4.10 e 4.11, encontra-se:

$$P_{onQ} = 1{,}53.30.\frac{1}{3}.0{,}99 = 15{,}15[W]$$

$$P_{(on/off)Q} = (6{,}5\times10^{-3}).f.\frac{1}{3} = 13{,}02[W]$$

$$P_Q = P_{offQ} + P_{onQ} + P_{(on/off)Q} = 28{,}17[W]$$

$$P_{onD} = 1{,}7.30.(1-0{,}99).\frac{1}{3} = 0{,}17[W]$$

$$P_D = P_{offD} + P_{onD} = 0{,}17[W]$$

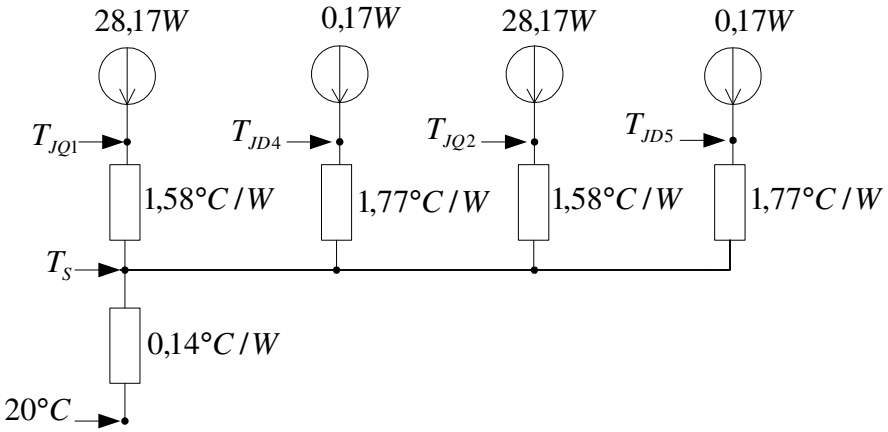


Figura 35 - Circuito térmico simplificado com os valores das resistências térmicas equivalentes.

4.1 Determinação da Temperatura da Base do Encapsulamento do IGBT para Temperatura Ambiente de 20°C

Com os resultados das equações 4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 e 4.6 (Figura 35) tiramos o valor da temperatura da superfície para uma temperatura ambiente de 20°C.

$$T_S = 3.0{,}14.(2.28{,}17 + 2.0{,}17) + 20 = 43{,}81°C$$

Sabendo a temperatura na superfície do dissipador, agora vamos determinar a temperatura na junção de cada transistor e de cada diodo, a partir das equações 4.13 e 4.14.

$$T_{JQ1} = T_{JQ2} = 28{,}17.1{,}58 + 43{,}81 = 88{,}32°C$$

$$T_{JD4} = T_{JD5} = 1{,}77.0{,}17 + 43{,}81 = 44{,}81°C$$

Como a temperatura na base de montagem do encapsulamento do IGBT não ultrapassa o limite de 150°C definidos pelo fabricante, o dissipador escolhido é apropriado para ser utilizado na ponte inversora trifásica.

4.2 Determinação da Máxima Temperatura Ambiente para uma Temperatura de Base do Encapsulamento do IGBT de 150°C

Sabendo que a temperatura máxima de operação do transistor é 150°C, através das equações 4.12 e 4.13, calcula-se a máxima temperatura ambiente.

$$T_{JQ} - R_{PQ}.P_Q = 3.[R_{\theta SA}.I_{(T_S - T_A)}] + T_A$$

$$150 - 1{,}58.28{,}17 = 3.[0{,}14.56{,}68] + T_A$$

$$T_A = 81{,}68°C$$

A máxima temperatura ambiente pode ser de 80 °C para que a temperatura na base do encapsulamento do transistor não ultrapasse o limite de 150 °C, caso a temperatura da base do encapsulamento ultrapasse esse valor o transistor queimará, para que isso não ocorra deve-se diminuir a potência dissipada antes da temperatura ambiente chegar em 80°C, diminuindo a freqüência de operação da ponte inversora para evitar qualquer dano ao circuito. Isso será feito monitorando-se a temperatura ambiente e a temperatura da base do dissipador e enviando os dados para a lógica de controle da ponte inversora, que atuará no controle do inversor quando for necessário.

Caso essa diminuição de freqüência não seja suficiente deve-se então reduzir a corrente de operação do circuito e, até em casos mais graves, desligar a ponte inversora até a temperatura atingir um valor seguro, que no caso é abaixo de 80°C para a ambiente e 100°C para a temperatura na superfície do dissipador.

Capítulo 5

Conclusões

O trabalho apresenta o desenvolvimento de uma ponte inversora trifásica de média potência, que permite a operação no modo seis pulsos 120°(com dois transistores conduzindo ao mesmo tempo), seis pulsos 180° (com três transistores conduzindo ao mesmo tempo) e por modulação de largura de pulso de tensão, para fazer o controle de velocidade e o acionamento de braços robóticos que necessitam de um alto grau de precisão, alta eficiência e confiabilidade, possibilitando, assim, o seu uso em diversos tipos de máquinas elétricas como: motores de indução, máquinas síncronas com ímã permanente, máquinas de relutância síncronas, entre outras.

A operação nos modos seis pulsos 120°, seis pulsos 180° e no modo MLP de tensão garante ao inversor trifásico uma boa flexibilidade, possibilitando uma ampla gama de aplicações.

No capítulo 4 ressalta-se a importância do dimensionamento térmico dos circuitos elétricos, visto que sem ele não seria possível determinar de forma adequada o tipo de dissipador a ser utilizado no projeto.

Como trabalhos futuros sugere-se a substituição dos transistores IGBT´s por outros equivalentes, mas que possuam uma resistência térmica de encapsulamento menor, com isto, há a possibilidade de diminuição do tamanho do dissipador utilizado.

Pode-se também estudar mais a fundo a modelagem térmica do transistor IGBT, para determinar sua impedância térmica e com isso definir qual a máxima temperatura que o componente pode ser submetido em caso de curto circuito da ponte inversora.

Capítulo 6

Referências Bibliográficas

[1] DEWAN, S. B.; STRAUGHEN, A. Power Semiconductor Circuits, John Wiley & Sons, 1975.

[2] AHMED, A. Eletrônica de Potência, Prentice Hall, 2006.

[3] RASHID, M. H. Eletrônica de Potência. Makron books, 1999.

[4] VAGATI, A.; FRATTA, A.; FRANCESCHINI, G.; ROSSO, P. “AC motors for high performance drivers: A design-based comparision”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 5, 1996.

[5] OLIVEIRA Jr., N. Acionamentos de avanço para máquinas-ferramenta e robôs. Comparação entre as técnicas CA/CC. Revista Siemens. Separata da Revista Siemens. Julho 1990.

[6] NASAR, S. A.; BOLDEA, I.; UNNEWEHR, L. E. Permanent magnet, relutance, and self synchronous motors. Boca Raton: CRC Press, 1993.

[7] MILLER, T. J. E. Bushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. Oxford: Claredon Press, 1993.

[8] PILLAY, P.; KRISHMAN R., “Modeling, simulation, and analysis of permanentmagnet motor drives. part ii: The brushless dc motor drive.” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, March/April 1989.

[9] Evans, P. D.; BROWN, D. “Simulation of brushless dc drives,” IEE Proceedings Pt. B, vol. 137, no. 5, September 1990.

[10] PILLAY, P.; KRISHMAN R., “Modeling, simulation, and analysis of permanentmagnet motor drives. part i: The permanent-magnet synchronous motor drive.” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 2, March/April 1989.

[11] HOLTZ, J.; SPRINGOB, L. “Identification and compensation of torque ripple in high precision permanent magnet motor drives,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 43, no. 2, 1996.

[12] POMILIO, J. A. Eletrônica de Potência. FEEC, Fevereiro 1998.

[13] MONTEIRO, J. R. B. de A. Estratégias de Acionamento e Controle em Máquinas CA de Imã Permanente com Fluxo não Senoidal. 117p, Dissertação (Mestrado), Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos 1997.

Anexo A

A.1 PCB e vista superior e inferior da placa do inversor

Com a utilização do *software PROTEL®*, desenvolveu todos os arquivos necessários para a fabricação da placa de circuito impresso da ponte inversora.

Na Figura 36, observa-se o desenho do *layout* da ponte inversora.

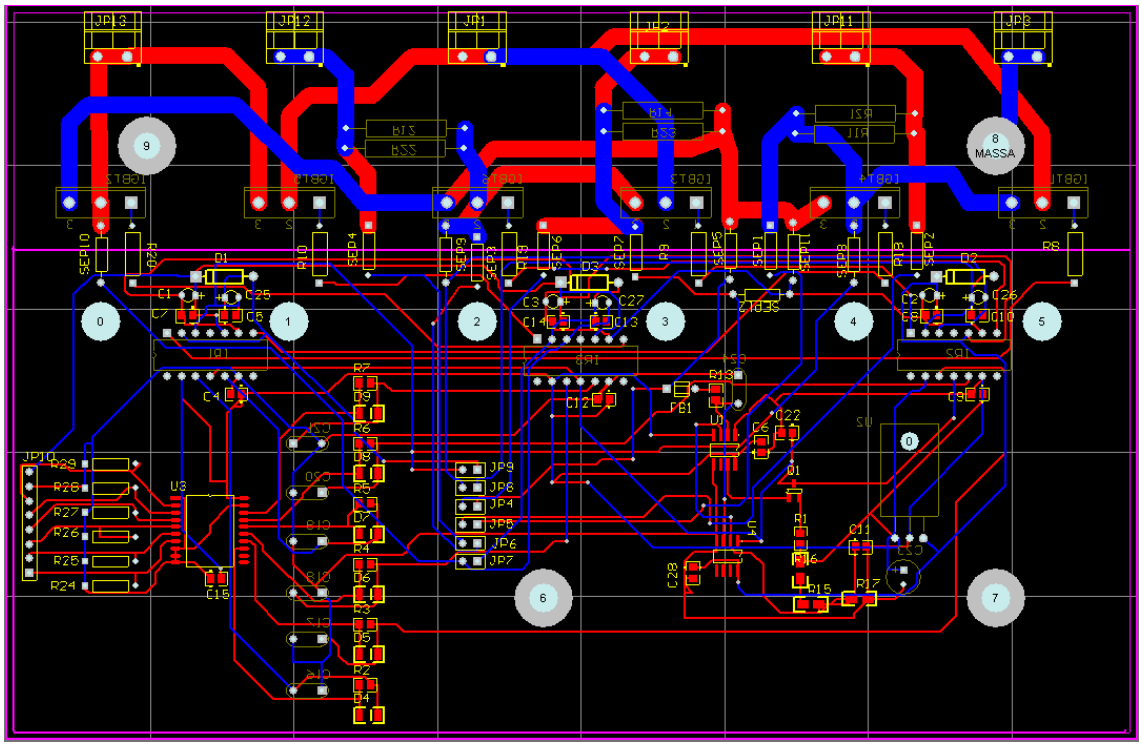


Figura 36 - Esquemático da ponte inversora.

Já nas Figuras 37 e 38 têm-se as vistas superior e inferior da placa do inversor.

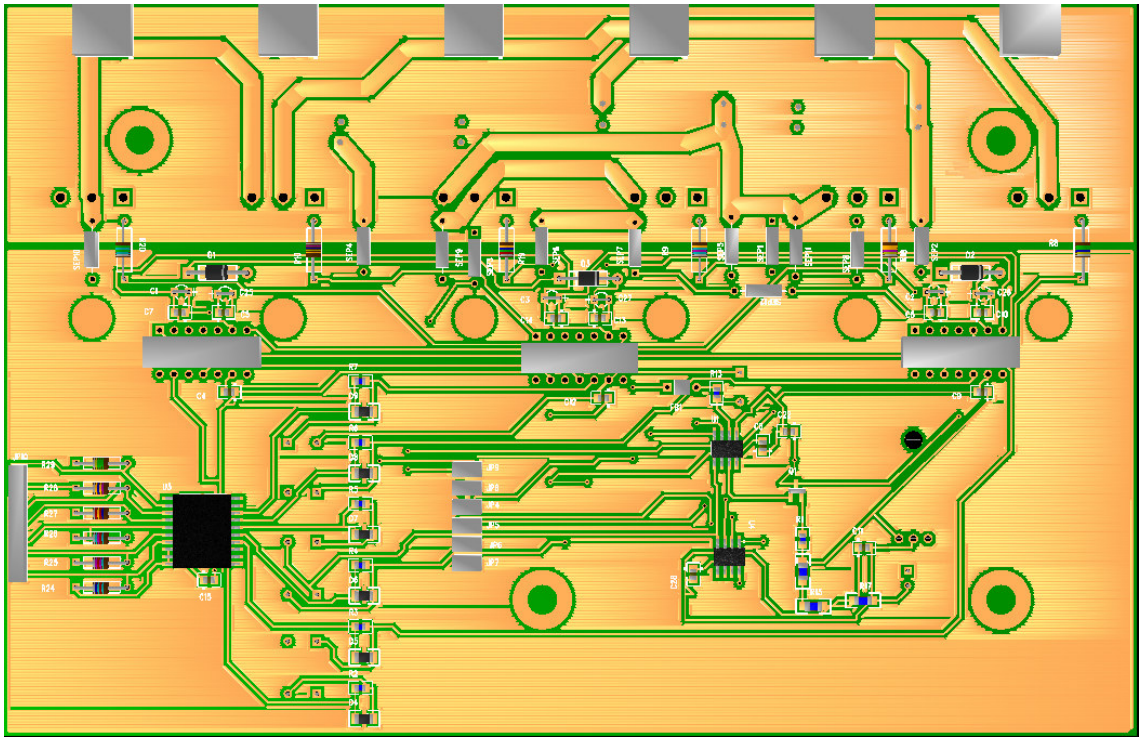


Figura 37 - Vista Superior da ponte inversora trifásica.

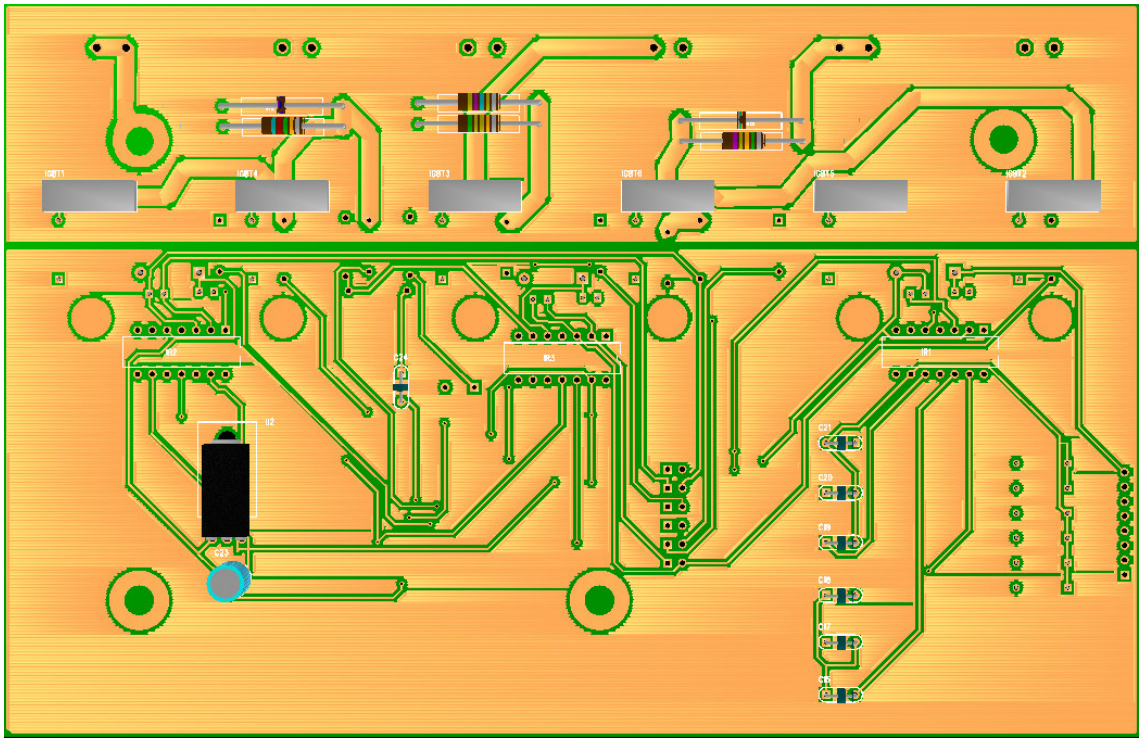


Figura 38 - Vista inferior da ponte inversora trifásica.

A.2 Lista de Componentes

Para a fabricação da ponte inversora trifásica de média potência a Tabela 4 abaixo lista quais foram os componentes utilizados e a quantidade de cada componente.

Tabela 4 - Lista de componentes.

ID	Quantidade	Código Fabricante	Descrição
01	06	OAR5 - R010FI	Resistor 1% 0Ω010 5W
02	01	LM7805CT	CI - Regulador de Tensão +5V, TO220H
03	03	IR2113	Circuito Integrado - Drive Mosfet
04	06	IRG4PC50FD	Transistor IGBT
05	01	TL712	CI - Comparador de Tensão, SOP-8
06	03	HER107	Diodo de Recuperação Rápida, 800V 1A
07	01	74HCT541D	Circuito Integrado Lógico
08	01	BC847	Transistor NPN SOT-23
09	07	2222 683 70471	Capacitor poliéster 470pF/100V
10	01	08055C102KAT2A	Capacitor Cerâmico Multicamadas 1nF/50V
11	12	08055C104KAT2A	Capacitor Cerâmico Multicamadas 0,1uF/50V
12	01	2222 037 51109	Capacitor Eletrolítico 10uF/50V
13	03	TAP106M016CCS	Capacitor Tântalo 10uF/16V
14	07	MC 0.1W 0805 1% 1K	Resistor SMD 0805 1kΩ/0,1W
15	06	MC 0.1W 0805 1% 10R	Resistor SMD 0805 10Ω/0,1W
16	01	MC 0.1W 0805 1% 1K2	Resistor SMD 0805 1k2Ω/0,1W
17	01	MC 0.1W 0805 1% 1K8	Resistor SMD 0805 1k8Ω/0,1W
18	01	MC 0.1W 0805 1% 27K	Resistor SMD 0805 27kΩ/0,1W
19	06	FDLL4148	Diodo de Sinal SMD LL-34
20	01	AY – AEGIS	Dissipador com ventilador

A.3 Funcionamento da ponte inversora

A alimentação da placa inversora (corrente contínua) se dá através dos conectores JP1, JP2 e JP3 onde são conectados o sinal de potência (conectores JP1 e JP2) e o sinal de massa do circuito (JP3). A alimentação de potência é fornecida por uma placa retificadora trifásica adequada.

Os conectores JP11, JP12 e JP13 são as saídas da ponte inversora responsável pelo fornecimento da tensão trifásica ao motor *brushless* para o acionamento do mesmo.

Os conectores JP4, JP5 e JP6 enviam os sinais dos sensores de corrente das fases A e B através dos resistores R11, R21 (fase A) e R12, R22 (fase B) e o sinal da corrente total que passa pelos resistores R14 e R23 à placa que contém o circuito de lógica da ponte inversora.

Os conectores JP7, JP8 e JP9 são responsáveis por enviar os sinais de referência do circuito de *bootstrap* (circuito responsável pela referencia de tensão necessária ao *gate* do IGBT) através das saídas Vb e Vs do CI IR2113 para a placa que contém o circuito de lógica de acionamento do inversor.

Já o conector JP10 é responsável por enviar os sinais de lógica ao CI IR2113 que acionará devidamente cada um dos IGBT´s e também os sinais de tensão VDD e GND_IRAM.

O CI TL712 ou o LM393 é responsável por desligar a ponte inversora seja ela por algum curto circuito ou por alguma irregularidade no funcionamento do inversor aplicando um pulso de *shutdown* na porta 11 de cada CI IR2113.

O CI IR2113 é um *driver* responsável pelo acionamento dos IGBT´s. Possui canais de saídas independentes para o acionamento da parte de alta e baixa potência de um dos braços do inversor.

O CI 74HCT541 é um *buffer* responsável pela conversão do nível lógico de tensão, pois o microcontrolador responsável pela lógica de acionamento dos IGBT´s solta níveis de tensão entre 0 e 3,3V e o *driver* IR2113 necessita de níveis de tensão entre 0 e 5V.

O CI LM7805 é um regulador de tensão com saída de 5V responsável pelo fornecimento de tensão aos CI´s TL712, 74HCT541 e aos *drivers* IR2113.

Apêndice A *Datasheet* IGBT IRG4PC50FD

International
IOR Rectifier

PD 91469B

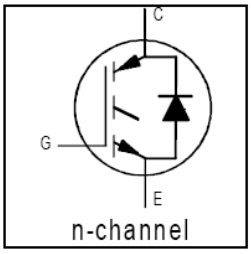
IRG4PC50FD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Fast CoPack IGBT

Features

- Fast: Optimized for medium operating frequencies (1-5 kHz in hard switching, >20 kHz in resonant mode).
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package



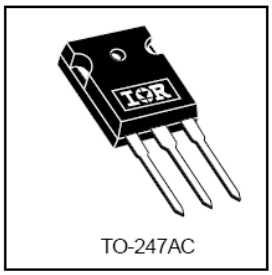
V_{CES} = 600V

$V_{CE(on)\,typ.}$ = 1.45V

@V_{GE} = 15V, I_C = 39A

Benefits

- Generation -4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's . Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	70	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	39	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	280	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	280	
I_F @ T_C = 100°C	Diode Continuous Forward Current	25	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	280	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	200	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	78	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°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
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	------	------	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	------	------	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	------	0.24	------	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
Wt	Weight	------	6 (0.21)	------	g (oz)

IRG4PC50FD

International
IOR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage③	600	----	----	V	V_{GE} = 0V, I_C = 250µA	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.62	----	V/°C	V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA	
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.45	1.6	V	I_C = 39A	V_{GE} = 15V
		----	1.79	----		I_C = 70A	See Fig. 2, 5
		----	1.53	----		I_C = 39A, T_J = 150°C	
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	----	6.0		V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250µA	
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-14	----	mV/°C	V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250µA	
g_{fe}	Forward Transconductance ④	21	30	----	S	V_{CE} = 100V, I_C = 39A	
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	µA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V	
		----	----	6500		V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150°C	
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	----	1.3	1.7	V	I_C = 25A	See Fig. 13
		----	1.2	1.5		I_C = 25A, T_J = 150°C	
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	±100	nA	V_{GE} = ±20V	

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	----	190	290	nC	I_C = 39A	
Qge	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	28	42		V_{CC} = 400V See Fig. 8	
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	65	97		V_{GE} = 15V	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	55	----	ns	T_J = 25°C	
t_r	Rise Time	----	25	----		I_C = 39A, V_{CC} = 480V	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	240	360		V_{GE} = 15V, R_G = 5.0Ω	
t_f	Fall Time	----	140	210		Energy losses include "tail" and	
E_{on}	Turn-On Switching Loss	----	1.5	----	mJ	diode reverse recovery.	
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	----	2.4	----		See Fig. 9, 10, 11, 18	
E_{ts}	Total Switching Loss	----	3.9	5.0			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	59	----	ns	T_J = 150°C, See Fig. 9, 10, 11, 18	
t_r	Rise Time	----	27	----		I_C = 39A, V_{CC} = 480V	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	400	----		V_{GE} = 15V, R_G = 5.0Ω	
t_f	Fall Time	----	260	----		Energy losses include "tail" and	
E_{ts}	Total Switching Loss	----	6.5	----	mJ	diode reverse recovery.	
L_E	Internal Emitter Inductance	----	13	----	nH	Measured 5mm from package	
C_{ies}	Input Capacitance	----	4100	----	pF	V_{GE} = 0V	
C_{oes}	Output Capacitance	----	250	----		V_{CC} = 30V See Fig. 7	
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	----	49	----		f = 1.0MHz	
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	----	50	75	ns	T_J = 25°C See Fig.	
		----	105	160		T_J = 125°C 14	I_F = 25A
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	----	4.5	10	A	T_J = 25°C See Fig.	
		----	8.0	15		T_J = 125°C 15	V_R = 200V
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	----	112	375	nC	T_J = 25°C See Fig.	
		----	420	1200		T_J = 125°C 16	di/dt 200A/µs
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	----	250	----	A/µs	T_J = 25°C See Fig.	
		----	160	----		T_J = 125°C 17	

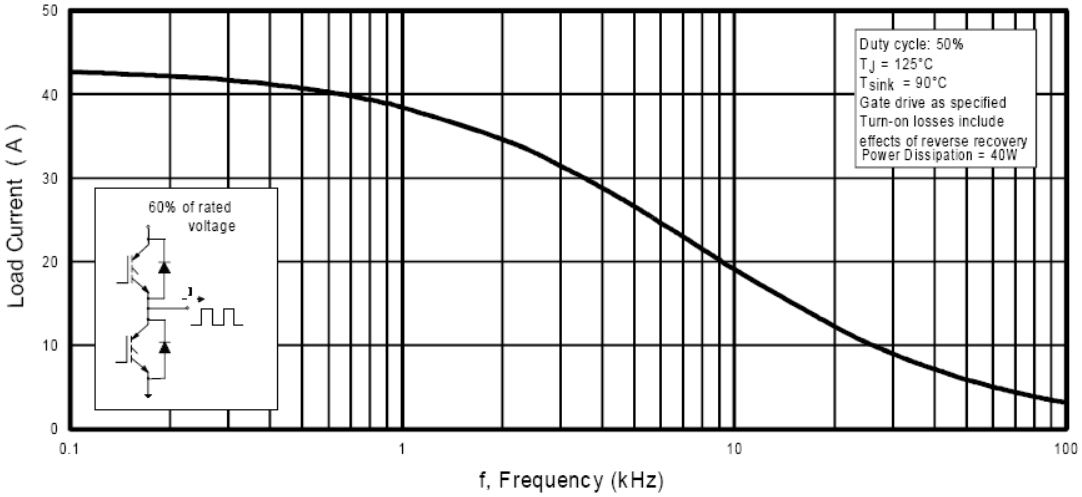


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

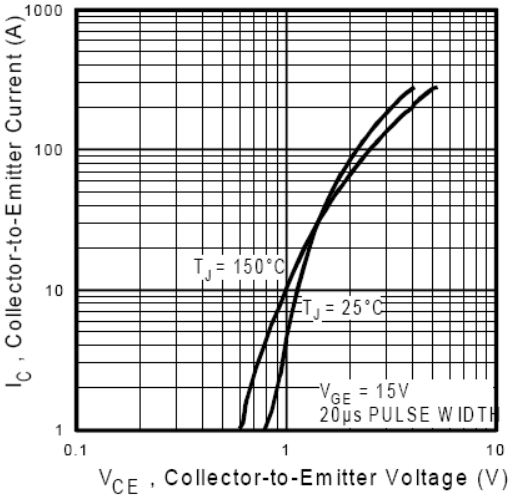


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

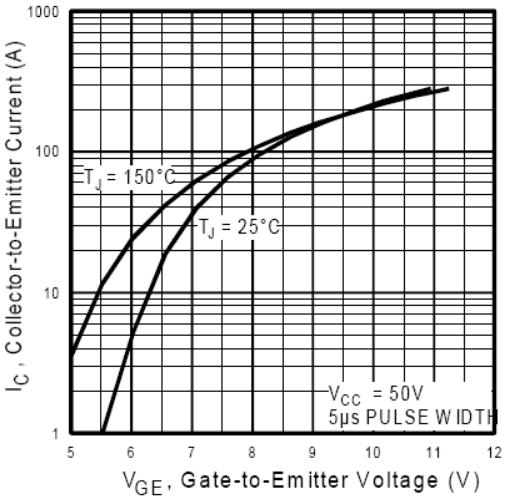


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

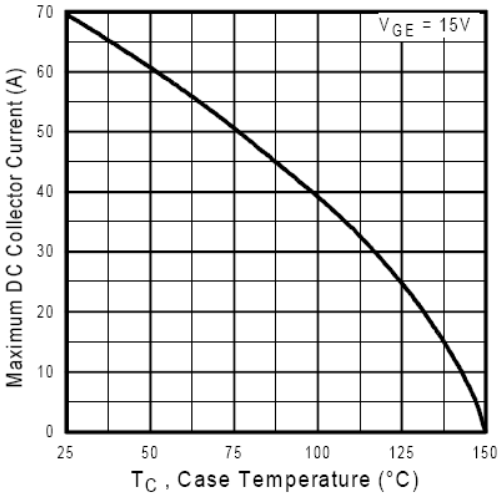


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

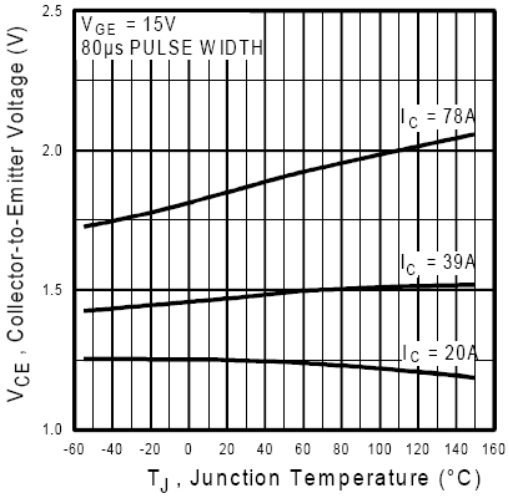


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

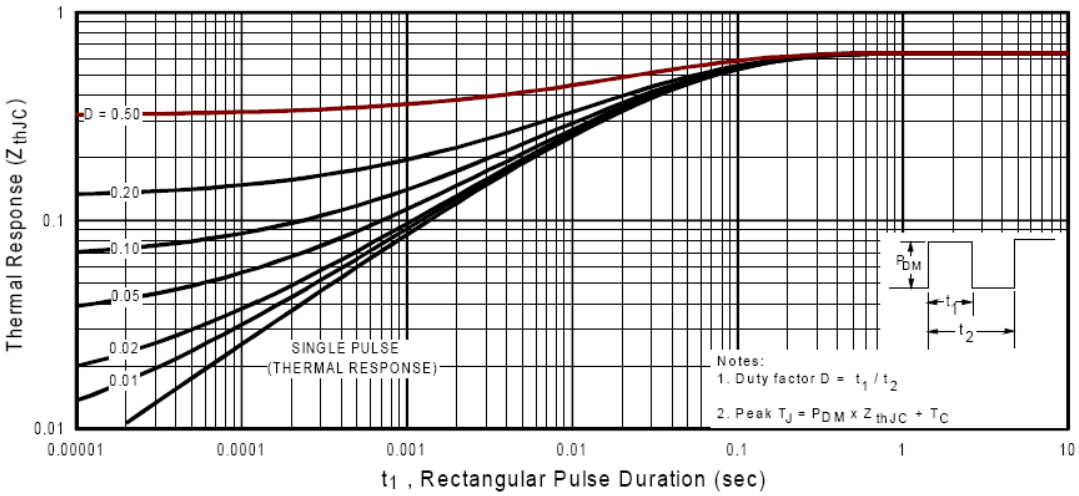


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

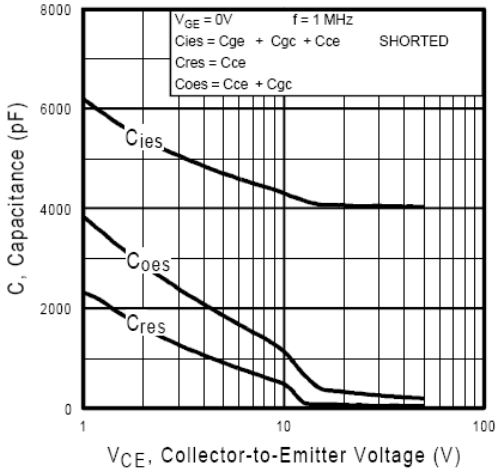


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

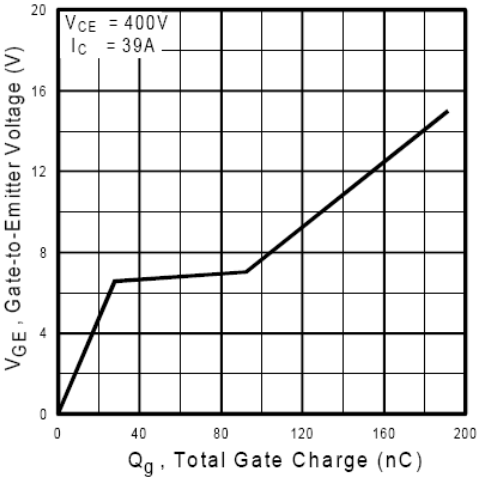


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

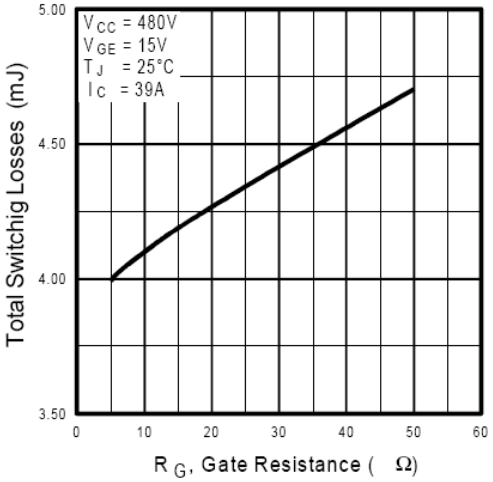


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

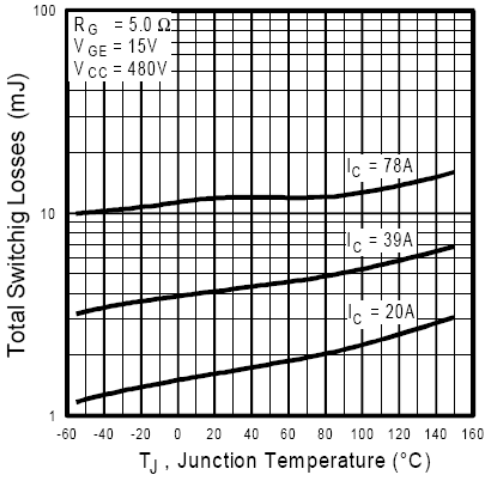


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

IRG4PC50FD

International
IOR Rectifier

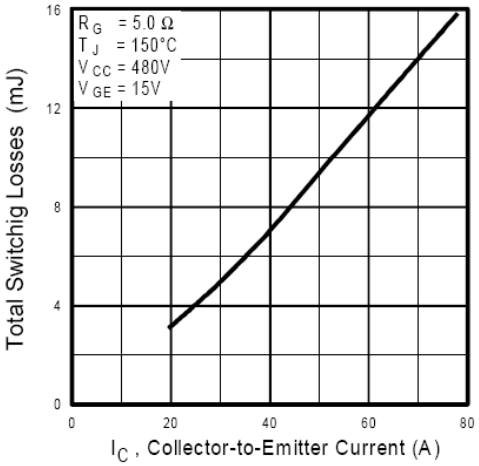


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

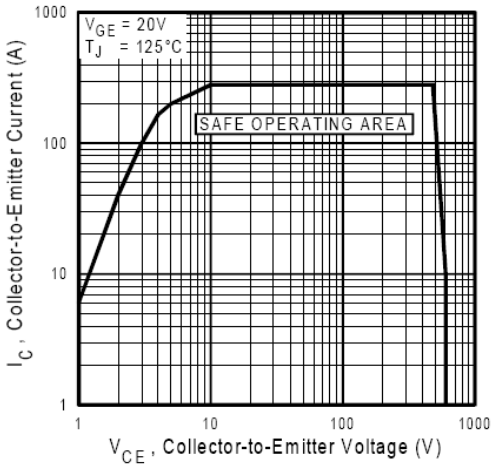


Fig. 12 - Turn-Off SOA

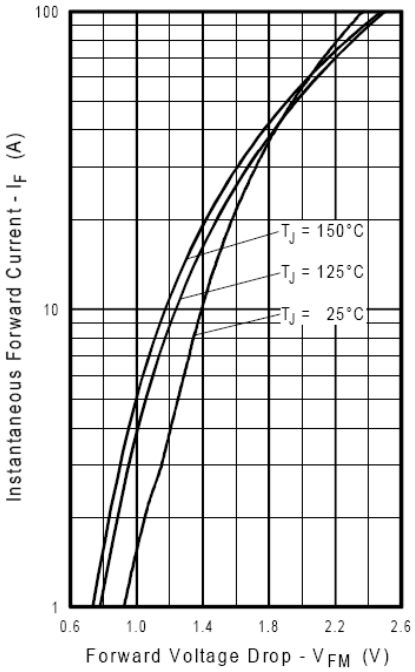


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

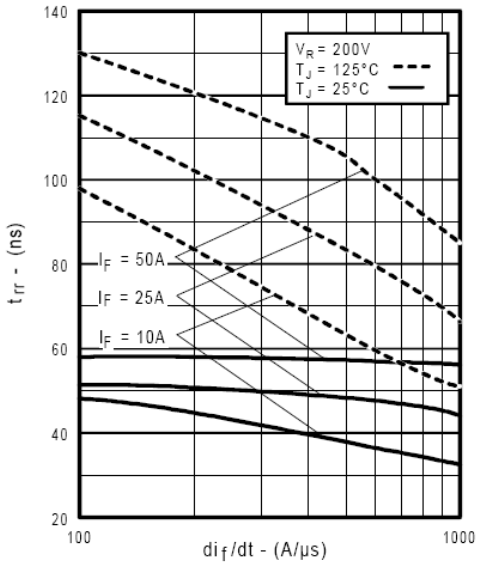


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_f/dt

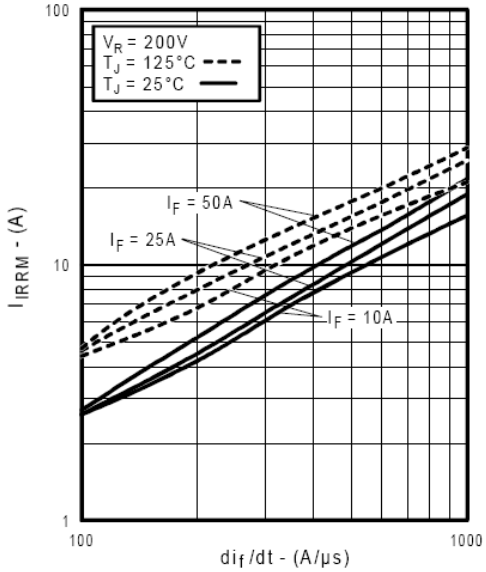


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_f/dt

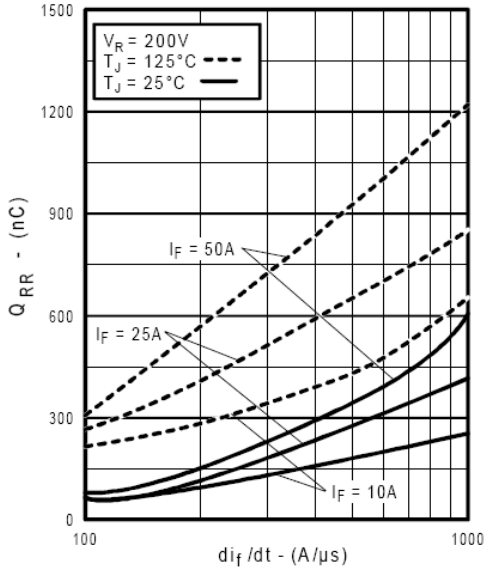


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_f/dt

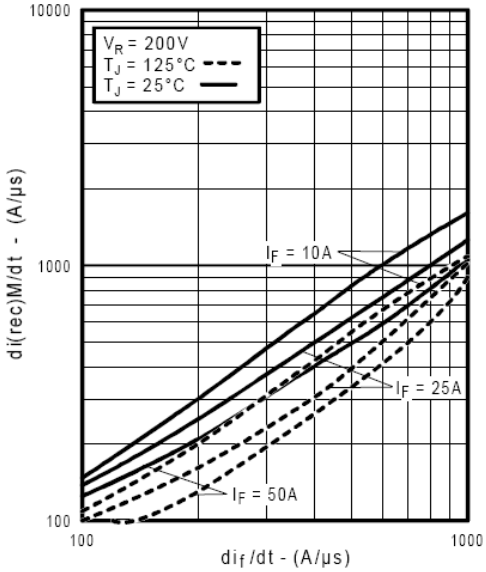


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)M}/dt$ vs. di_f/dt

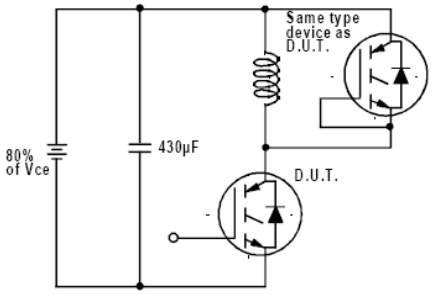


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM}, E_{on}, $E_{off(diode)}$, t_{rr}, Q_{rr}, I_{rr}, $t_{d(on)}$, t_r, $t_{d(off)}$, t_f

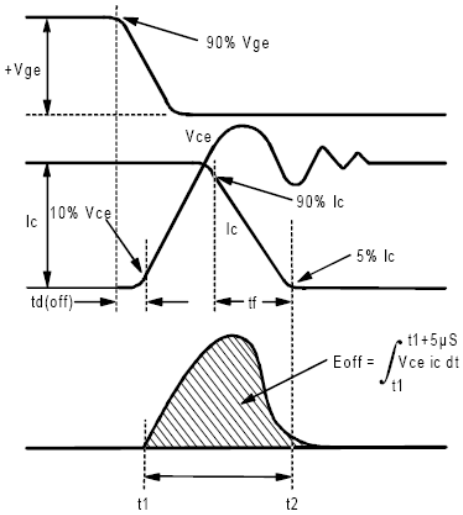


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off}, $t_{d(off)}$, t_f

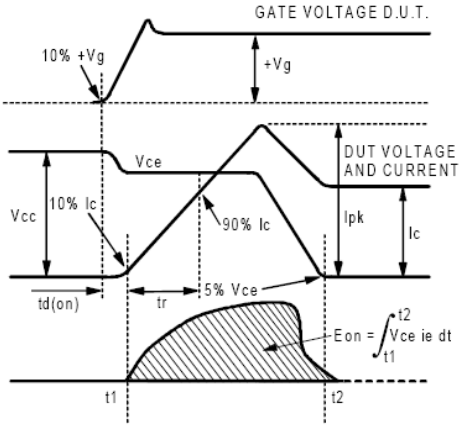


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on}, $t_{d(on)}$, t_r

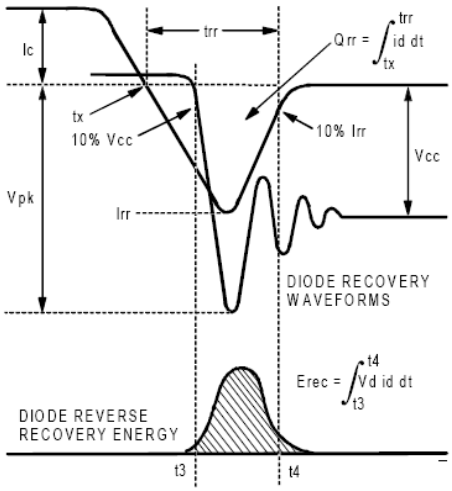


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec}, t_{rr}, Q_{rr}, I_{rr}

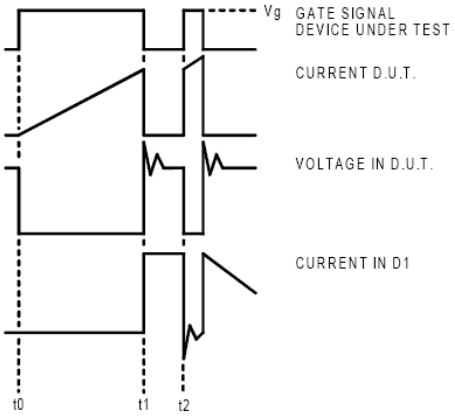


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

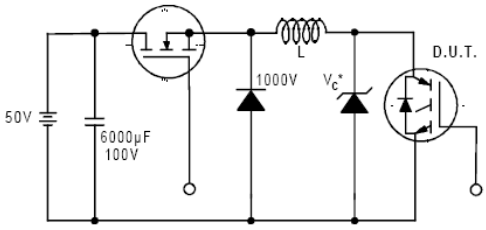


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

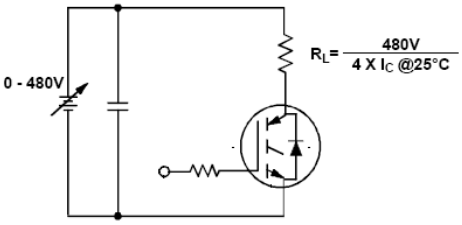


Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

IRG4PC50FD

International
IOR Rectifier

Notes:

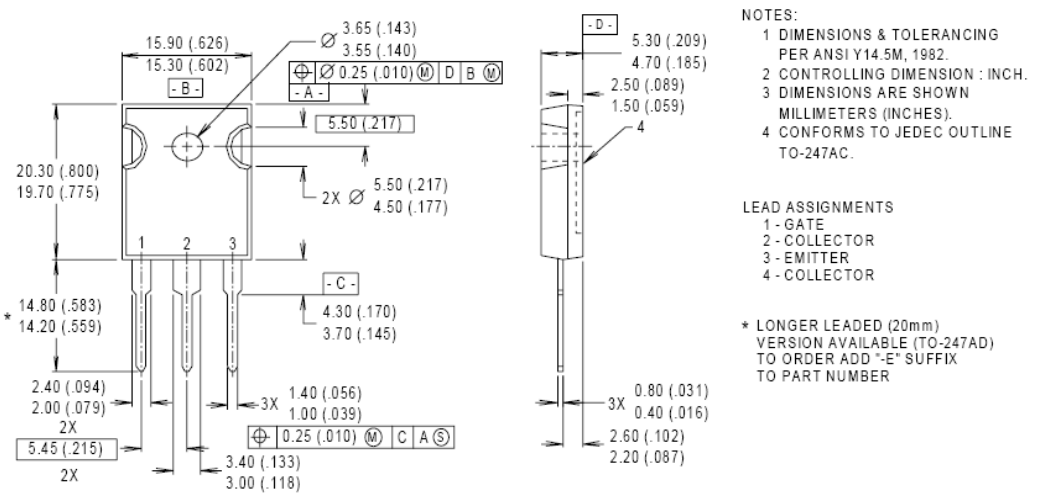
① Repetitive rating: V_{GE}=20V; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)

② V_{CC}=80%(V_{CES}), V_{GE}=20V, L=10µH, R_G = 5.0Ω (figure 19)

③ Pulse width ≤ 80µs; duty factor ≤ 0.1%.

④ Pulse width 5.0µs, single shot.

Case Outline — TO-247AC



CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC (TO-3P)
Dimensions in Millimeters and (Inches)

International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7903
Visit us at www.irf.com for sales contact information.

Data and specifications subject to change without notice. 12/00

Apêndice B *Datasheet* Dissipador AY-AEGIS®

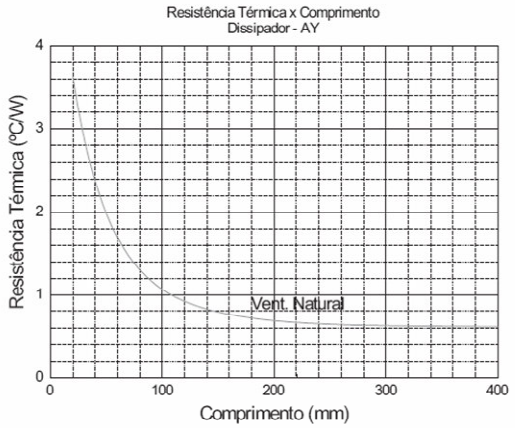


Fig.1 - Resistência térmica

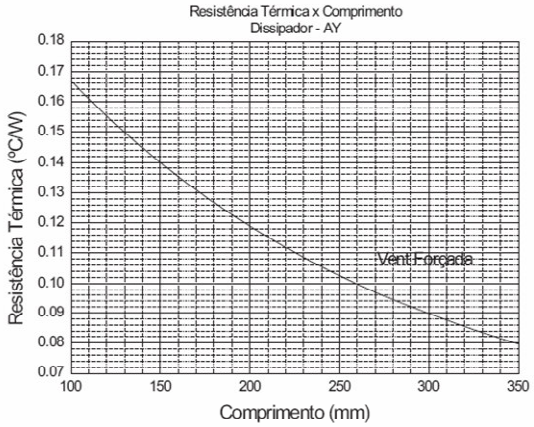


Fig.2 - Resistência térmica

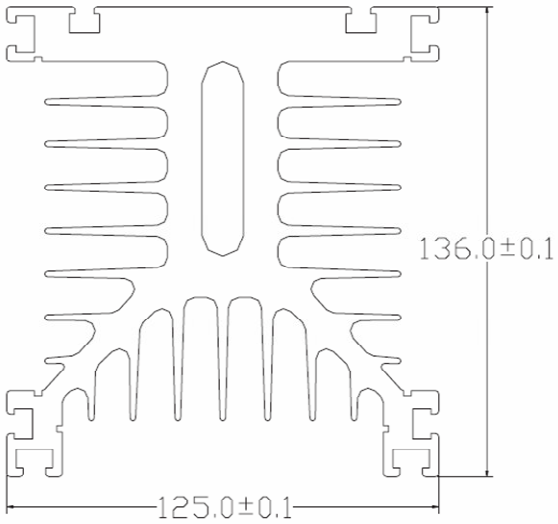


Fig.3 - Desenho esquemático