

Sistema de acionamento elétrico utilizando motor brushless DC para controle de posição de alta precisão.

Márcio André Fleury P. Ribeiro

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 Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. José Roberto B. de A. Monteiro

Dedicatória

Dedico esse trabalho aos meus pais por terem me apoiado em todos os momentos e decisões da minha vida e à minha namorada Lidianne por todo carinho e atenção.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a Deus por ter saúde e condições de estudo, ao Prof. Dr. José Roberto B. de A. Monteiro pelas inúmeras horas dedicadas à orientação e ensino, ao Mestre Edmilson Rogério Sanagiotti, que me auxiliou em diversos momentos do trabalho, e à FAPESP pelo apoio ao meu projeto de iniciação científica.

Sumário

Lista de Figuras	vii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
Resumo	xi
Abstract	xiii
1 Introdução	1
2 Revisão Teórica	3
2.1 Circuitos Inversores	3
2.1.1 Princípio de operação	4
2.1.2 Métodos de Acionamento	6
2.1.3 Parâmetros de desempenho	7
2.2 IGBTs	11
3 Estado da Arte	15
3.1 IRAMX16UP60A	15
3.2 MC73110	18
3.3 SCM1106M	20
4 Materiais & Métodos	23
4.1 Aspectos de Montagem	24
4.2 Circuitos de destaque	26
4.2.1 Leitores de Corrente	26
4.2.2 <i>Charge Pump</i>	27
4.2.3 Leitura dos sensores	29
4.2.4 A/D Isolado	29
4.3 Componentes e Circuitos	30

4.3.1	<i>Buffers</i>	31
4.3.2	Circuito do teclado	32
4.3.3	Isoladores Ópticos	34
4.3.4	Demultiplexador	35
4.3.5	Circuito de testes e ativação do retificador	35
4.3.6	Circuito de proteção e leitor de corrente de saída	37
4.3.7	Regulação de tensão	37
4.3.8	Leitores de tensão	38
4.3.9	IRAMXUP60A	40
4.4	Conectores	40
4.5	Operação da placa	42
5	Resultados	45
6	Conclusão	49
	Referências Bibliográficas	51
	Bibliografia Consultada	53

Lista de Figuras

1.1	Sistema de acionamento elétrico utilizando motor brushless DC, com destaque para a placa inversora trifásica.	2
2.1	Circuito inversor (a) meia-ponte (b) ponte completa (c) trifásico. Extraído de [1].	4
2.2	Inversor monofásico meia-ponte. Extraído de [1].	5
2.3	Exemplo de circuito gerador de PWM senoidal. Extraído de [1].	8
2.4	Formas de onda para acionamento por 6 pulsos com condução por (a) 180° (b)120°. Extraído de [1].	8
2.5	Formas de onda das tensões de fase e linha para o acionamento por 6 pulsos com condução por 120°. Extraído de [2].	9
2.6	Formas de onda das tensões de fase e linha para o acionamento por 6 pulsos com condução por 180°. Extraído de [2].	10
2.7	Composição interna, símbolo e circuito equivalente de um transistor IGBT. Adaptado de [3].	12
3.1	Circuito interno e circuito de desligamento do IRAMX16UP60A. Extraída de [5].	17
3.2	Simplificação do modo de operação do IRAMXUP60A. Extraída de [5].	18
3.3	Diagrama em bloco da constituição interna do MC73110. Extraído [6].	20
3.4	Circuito de operação do MC73110. Extraído [6].	21
3.5	Circuito interno do SCM1106M para 1 fase. [7]	22

4.1	Diagrama em blocos da placa inversora.	24
4.2	Leitor de corrente.	27
4.3	Circuito de <i>charge pump</i>	28
4.4	Formas de onda do circuito de <i>charge pump</i> . Extraída de [9].	28
4.5	Circuito de leitura dos sensores.	30
4.6	Tabela de funcionamento do AM26LS32. Extraída de [11]	31
4.7	Circuito do A/D.	31
4.8	Circuito do <i>buffer</i> 74HCT541.	32
4.9	Circuito do <i>buffer</i> 74HCT244.	33
4.10	Circuito do teclado.	34
4.11	Circuito isolador.	35
4.12	Circuito demultiplexador.	36
4.13	Circuito de testes e habilitador do retificador	36
4.14	Circuito de proteção e leitor de corrente de saída.	38
4.15	Regulação de tensão da região do IRAM e conexão entre os terras.	39
4.16	Regulação de tensão da região do microcontrolador.	39
4.17	Circuito do leitor de tensão.	39
4.18	Ponte inversora trifásica (IRAMXUP60A) com seus respectivos sinais de controle e circuitos auxiliares.	40
5.1	Forma de onda observada em uma das fases de saída.	46
5.2	Forma de onda do PWM utilizado para o teste.	47

Lista de Abreviaturas e Siglas

AC - Corrente Alternada (*Alternate Current*);

A/D - analógico/digital (*Analog/Digital*);

ARM - *Advanced RISC Machine*;

BJT - Transistor bipolar de junção (*Bipolar junction transistor*);

CI - Circuito Integrado (*Integrated Circuit*);

CMOS - Metal óxido semiconductor complementar (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*);

DC - Corrente Contínua (*Direct Current*);

EESC - Escola de Engenharia de São Carlos;

FPGA - Rede de portas programável no campo (*Field-programmable gate array*);

HCT - *High-speed transistor logic*;

HC - *High-speed CMOS logic*;

I²C - *Inter-integrated circuit*;

IGBT - Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*);

LACEP - Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência - SEL\EESC\USP;

LQFP - *Low quad flat package*;

MOSFET - Transistor de efeito de campo metal-óxido semiconductor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*);

PCB - Placa de circuito impresso (*Printed circuit board*);

PC - Computador Pessoal (*Personal Computer*);

PWM - Modulação por largura de pulso (*Pulse-width modulation*);

SEL - Departamento de Engenharia Elétrica;

SMD - Dispositivo montado em superfície (*Surface Mounting Device*);

SPI - *Serial Pheripheral Interface*;

USP - Universidade de São Paulo.

Resumo

Fleury, M. *Sistema de acionamento elétrico utilizando motor brushless DC para controle de posição de alta precisão*. São Carlos, 2007. 49p. Trabalho de conclusão de curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

O presente trabalho de conclusão de curso tem por finalidade apresentar o desenvolvimento de uma placa inversora multifuncional, compacta e robusta a ser utilizada em montagens e testes de laboratório. É apresentada também uma descrição teórica dos principais conceitos relacionados ao uso de circuitos inversores trifásicos, bem como o estado da arte na fabricação de CI neste segmento. O projeto tem como aplicação básica o controle de um motor brushless DC de baixa potência. Em sua aplicação típica, os métodos de acionamento suportados são *six-step* e PWM de tensão.

Palavras-chave: inversor de frequência, módulo IGBT, acionamento de máquinas elétricas.

Abstract

Fleury, M. *Drive system using brushless DC motor to high precision position control.* São Carlos, 2007. 49p. Undergraduation Monograph – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

This work presents the development of a multifunctional, compact and ruggedness inverter board, to be used in laboratory designs and tests. A theoretical description is also presented of the main concepts related with the usage of threephase inverters circuits, as well as the state of the art in the integrated circuits manufacturing of this segment. The basic application of this project is the control of a low power brushless DC motor. In its typical application, the control methods supported are six-step and voltage PWM.

Keywords: electrical machine drives, frequency inverter, IGBT module.

Capítulo 1

Introdução

O controle de máquinas elétricas tem se tornado cada vez mais importante em sistemas de diversos segmentos. Neste ambiente, a eletrônica de potência tem sido grande aliada no desenvolvimento de métodos e dispositivos de interface que possibilita acionamento e controle preciso de diversos tipos de máquinas, destacando o controle de velocidade em motores de indução, máquinas de relutância síncrona e máquinas síncronas com ímã permanente.

Atualmente, os inversores de frequência são cada vez mais aplicados ao controle de máquinas elétricas, permitindo uma variação da tensão e frequência de sua saída a partir de diferentes métodos de acionamento. Tais métodos possibilitam uma infinidade de meios de controle da máquina em que o inversor esteja conectado.

Junto ao circuito inversor (no nosso caso uma ponte inversora trifásica) são necessários vários outros circuitos auxiliares, que têm a função de monitorar as condições de operação (monitoramento das tensões de barramento, das correntes na fase e da temperatura a partir de sensores e circuitos de proteção) e controlar o acionamento das chaves do inversor.

Com o constante desenvolvimento dos microcontroladores e dos diferentes padrões de comunicação, aliados às soluções propostas pela Eletrônica de Potência, a utilização de plataformas inversoras interfaceadas por PCs e controlados por software abriu um grande leque de possibilidades no que se diz respeito ao controle de máquinas elétricas, possibilitando uma maior utilização de circuitos lógicos digitais nos sistemas, diminuindo, assim, o tamanho físico do circuito utilizado.

Dentro desse aspecto, os circuitos inversores tornam-se equipamentos flexíveis, com possibilidades de comunicação com vários outros circuitos de diferentes funções. Desse modo, placas inversoras são cada vez mais utilizadas em aplicações comerciais e residenciais, tais como ar-condicionados, refrigeradores, máquinas de lavar, compressores, dentre outros, além de serem muito utilizadas em protótipos de teste em laboratório, para implementação e validação de diferentes algoritmos de controle de máquinas elétricas.

É neste contexto que está inserido o presente trabalho de conclusão de curso, cujo foco é o desenvolvimento de uma placa inversora trifásica, que será utilizada basicamente para testes e implementações de algoritmos em laboratório e que também será parte integrante de um projeto de controle e posicionamento de um braço robótico de precisão. A figura 1.1 mostra o sistema de acionamento elétrico utilizando motor *brushless* DC para o controle de posição de alta precisão. O sistema completo é composto pela placa do microcontrolador, pelo retificador, pelo motor e pela a placa inversora trifásica/condicionadora de sinais, que é o objeto de estudo do presente trabalho e que está representada pelo retângulo tracejado na figura 1.1.

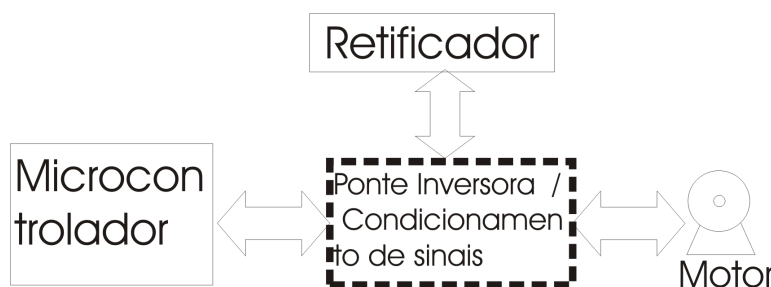


Figura 1.1: Sistema de acionamento elétrico utilizando motor brushless DC, com destaque para a placa inversora trifásica.

Este documento está dividido em seis capítulos. O primeiro e atual capítulo apresenta em aspectos gerais o presente trabalho. No segundo capítulo são apresentados os conceitos relevantes (revisão teórica) ligados ao acionamento de máquinas elétricas e ao funcionamento de pontes inversoras. Já no terceiro capítulo, é apresentado um estudo sobre o estado da arte ligado a inversores de frequência. Posteriormente, no quarto capítulo, é apresentado, em detalhes, os aspectos construtivos e lógicos da placa desenvolvida. No quinto capítulo, são apresentados os resultados obtidos em uma implementação básica da plataforma desenvolvida. Por fim, no sexto e último capítulo, são apresentadas as conclusões obtidas no trabalho.

Capítulo 2

Revisão Teórica

Nesse capítulo são apresentados os principais conceitos teóricos relacionados a circuitos inversores, métodos de acionamento e características das chaves IGBT.

2.1 Circuitos Inversores

Os circuitos inversores são circuitos que convertem uma tensão de entrada DC em uma tensão de saída AC simétrica e de amplitude e frequência desejadas. Atualmente são muito utilizados no controle de máquinas elétricas de corrente alternada, tais como motores síncronos e motores de indução.

O princípio básico de funcionamento de um inversor consiste no controle da tensão e frequência de saída a partir do chaveamento dos dispositivos de entrada, que funcionam como chaves. A tensão de saída esperada deve aproximar-se ao máximo de uma forma senoidal, porém formada por degraus discretos de tensão.

Os circuitos inversores básicos permitem que a tensão de saída possa apresentar valores positivos, negativos ou nulos, dependendo sempre da forma como as chaves são operadas. O inversor monofásico meia-ponte e ponte completa, além do circuito inversor trifásico, estão apresentados na figura 2.1. Em todos os casos, não se deve fechar as chaves de um mesmo ramo ao mesmo tempo, para não ocorrer curto-circuito na fonte. Os diodos presentes nos circuitos existem para propiciar um caminho de descarga para a corrente quando as chaves estiverem abertas.

O circuito inversor utilizado neste projeto é o inversor trifásico, cujas formas de

chaveamento são descritas a seguir. Tal circuito pode ser montado e analisado a partir de três circuitos monofásicos de meia-ponte. Os dispositivos utilizados como chaves do circuito são IGBTs, os quais são apresentados adiante neste capítulo.

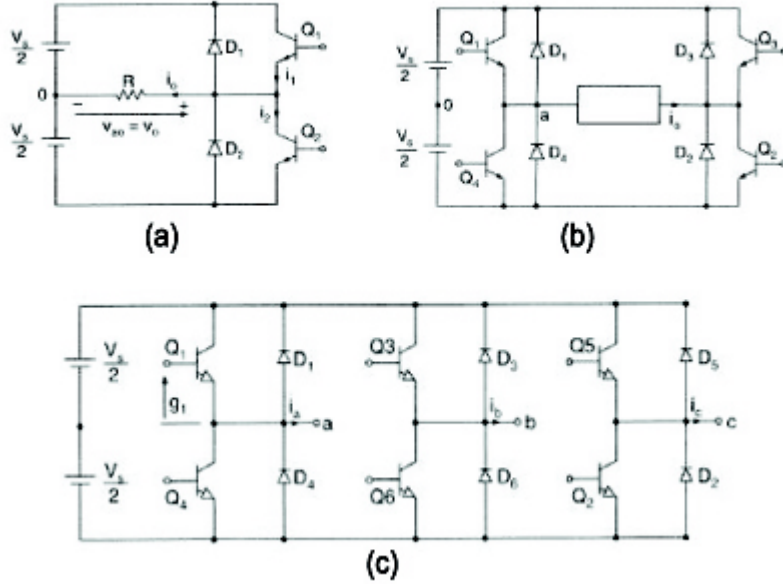


Figura 2.1: Circuito inversor (a) meia-ponte (b) ponte completa (c) trifásico. Extraído de [1].

2.1.1 Princípio de operação

O princípio de operação de um inversor monofásico pode ser explicado com o auxílio da figura 2.2a. Quando somente o transistor Q1 está conduzindo por um tempo $\frac{T_0}{2}$, a tensão sobre a carga v_0 é $\frac{V_s}{2}$. Se somente o transistor Q2 estiver conduzindo por um tempo $\frac{T_0}{2}$, $-\frac{V_s}{2}$ aparece sobre a carga. O circuito lógico deve ser projetado tal que Q1 e Q2 não estejam conduzindo simultaneamente. A figura 2.2b mostra as formas de onda para a tensão de saída e as correntes no transistor com uma carga resistiva. Esse inversor necessita de uma fonte DC de três pontos e, quando um transistor é cortado, sua tensão reversa é V_s , em vez de $\frac{V_s}{2}$. Esse inversor é conhecido como *inversor meia-ponte*. [1]

Para uma carga indutiva, a corrente de carga não pode mudar imediatamente com a tensão de saída. Se Q1 for cortado em $t = \frac{T_0}{2}$, a corrente de carga continuará a fluir

através de D2, da carga e da metade inferior da fonte DC até que a corrente caia a zero. Similarmente, quando Q2 for cortado em $t = T_0$, a corrente de carga fluirá através de D1, da carga e da metade superior da fonte DC. Quando o diodo D1 ou D2 conduzir, a energia será devolvida à fonte DC, e esses diodos são conhecidos como *diodos de roda livre*. A figura 2.2c mostra a corrente de carga e os intervalos de condução dos dispositivos para uma carga puramente indutiva. Pode notar-se que, para uma carga puramente indutiva, um transistor conduz somente por $\frac{T_0}{2}$ (ou 90°). Dependendo do fator de potência da carga, o período de condução de um transistor pode variar de 90 a 180° .

Como dito anteriormente, a ponte inversora trifásica é obtida através de três circuitos de meia-ponte, sendo cada um correspondente a uma fase. O princípio de funcionamento é o mesmo que o descrito acima. O destaque nesse caso é a lógica de acionamento utilizada para operar os transistores.

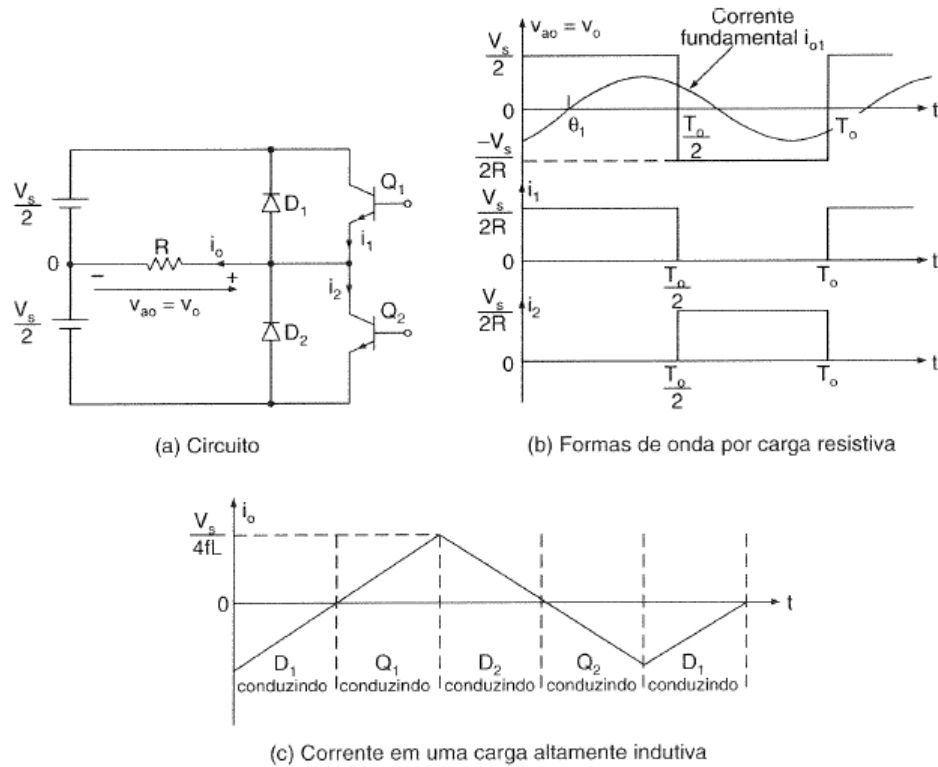


Figura 2.2: Inversor monofásico meia-ponte. Extraído de [1].

2.1.2 Métodos de Acionamento

Os métodos chaveamento dos inversores trifásicos permitem um controle sobre a frequência, forma de onda e nível de tensão de saída do circuito a partir da variação de frequência e do ciclo de trabalho dos pulsos que acionam as chaves do inversor.

O circuito projetado permite a utilização de qualquer uma dessas formas de operação: Sinal de PWM independente para cada fase do inversor, 6 pulsos 120° e 6 pulsos 180° . (vide figuras 2.3 e 2.4).

Cada forma de operação apresenta suas características e utilizações próprias.

PWM independente em cada fase da ponte

A Modulação por Largura de Pulso permite o controle do nível de tensão média e da frequência da saída a partir da variação do ciclo de trabalho e frequência dos pulsos de entrada. Tais pulsos podem ser produzidos de diversas formas, sendo a forma mais comum a comparação de um determinado nível de tensão (DC, senoidal, ...) com uma onda triangular.

Basicamente, os tipos de PWM mais utilizados são: o de pulso múltiplo, que gera mais de um pulso por semiciclo, e o de pulso senoidal, que é produzido a partir da comparação de um sinal senoidal com o sinal da onda triangular, gerando pulsos de larguras variáveis (vide figura 2.3). Entretanto, o sinal de PWM usado para o controle do inversor deste projeto será produzido por software (e portanto, ajustável) a partir de um circuito interno do microcontrolador (ARM) utilizado.

Controle por 6 pulsos com condução por 120°

O método de controle por 6 pulsos (*six step*) é um método em que, para cada ciclo completo do sinal de saída, ocorrem seis chaveamentos.

No caso de *six step* com condução por 120° , apenas duas chaves conduzem ao mesmo tempo, sendo uma de cada grupo, ou seja, uma do grupo Q1, Q3 e Q5 e outra do grupo Q2, Q4 e Q6, enquanto as demais permanecem desligadas. Assim, para cada intervalo de 60° (elétricos), apenas duas fases estarão ligadas, alternando-se conforme a ordem de chaveamento, sendo que cada chave permanece ligada durante 120° por ciclo. A

figura 2.5 descreve bem o comportamento do circuito neste modo de operação.

Controle por 6 pulsos com condução 180°

No modo de controle por 6 pulsos com condução por 180° não há o estado ‘desligado’, ou seja, para cada instante de tempo, sempre haverá três chaves ligadas (de diferentes fases) e três desligadas, sendo alternadas conforme o chaveamento. Assim cada chave conduz por 180° em cada ciclo.

Neste caso duas observações importantes merecem atenção: nunca as três fases devem ser conectadas ao mesmo tempo no terminal positivo ou negativo e, ao se ligar uma chave e desligar a outra de uma mesma fase, deve se tomar o cuidado de não permitir que ambas fiquem ligadas ao mesmo tempo. Este problema apresentado pela última observação pode ser contornado através da utilização de um circuito *dead-time*, que age no sentido de provocar um atraso entre o desligamento de uma chave e o ligamento da outra dentro de uma mesma fase.

No caso do controle por 6 pulsos com condução de 120°, devido à presença dos estados ‘desligados’, tais problemas não ocorrem.

A figura 2.6 descreve o comportamento do circuito neste modo de operação.

2.1.3 Parâmetros de desempenho

A saída de inversores práticos contém harmônicos e a qualidade de um inversor é normalmente avaliada em função dos seguintes parâmetros de desempenho: [1]

1. Fator harmônico do n-ésimo harmônico - HF_n : O fator harmônico (do n-ésimo harmônico), que é uma medida da contribuição do harmônico individual, é definido como

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2.1)$$

onde V_1 é o valor eficaz da componente fundamental e V_n é o valor eficaz do n-ésimo componente harmônico.

2. Distorção harmônica total - THD: A distorção harmônica total, que é a medida

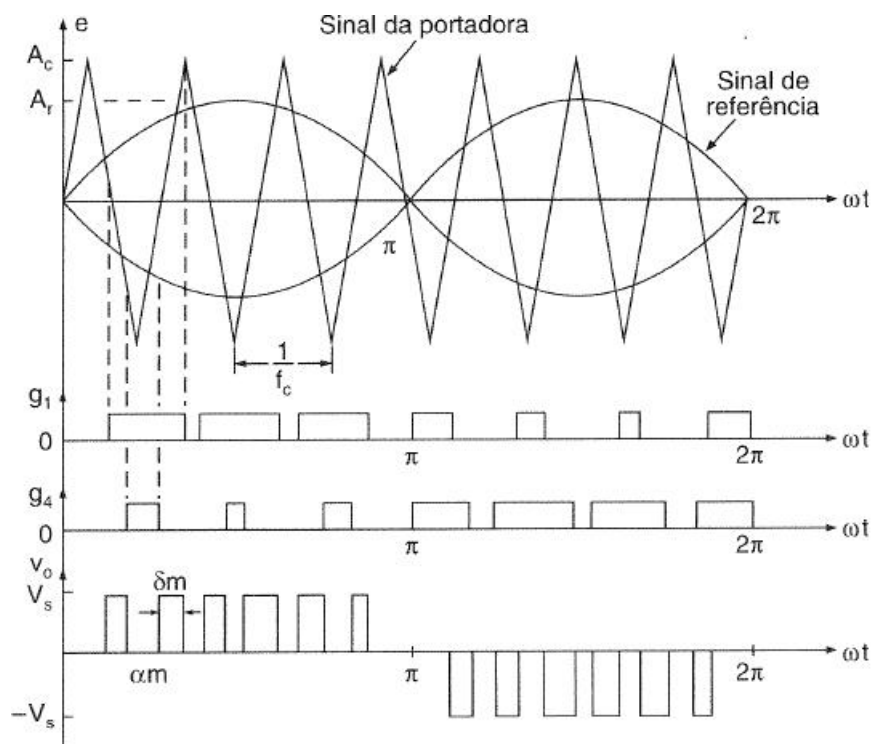


Figura 2.3: Exemplo de circuito gerador de PWM senoidal. Extraído de [1].

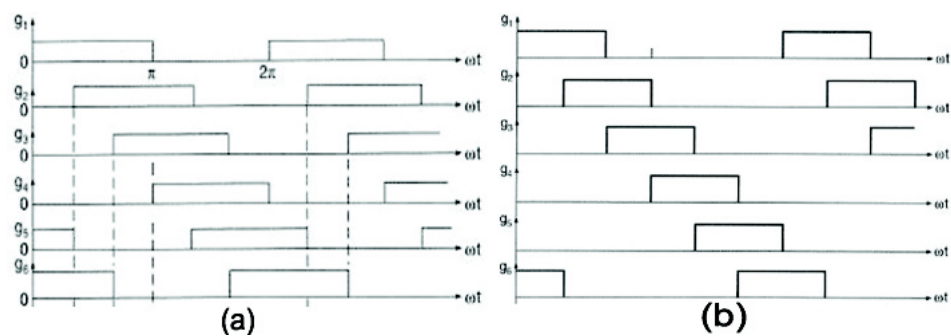


Figura 2.4: Formas de onda para acionamento por 6 pulsos com condução por (a) 180° (b) 120°. Extraído de [1].

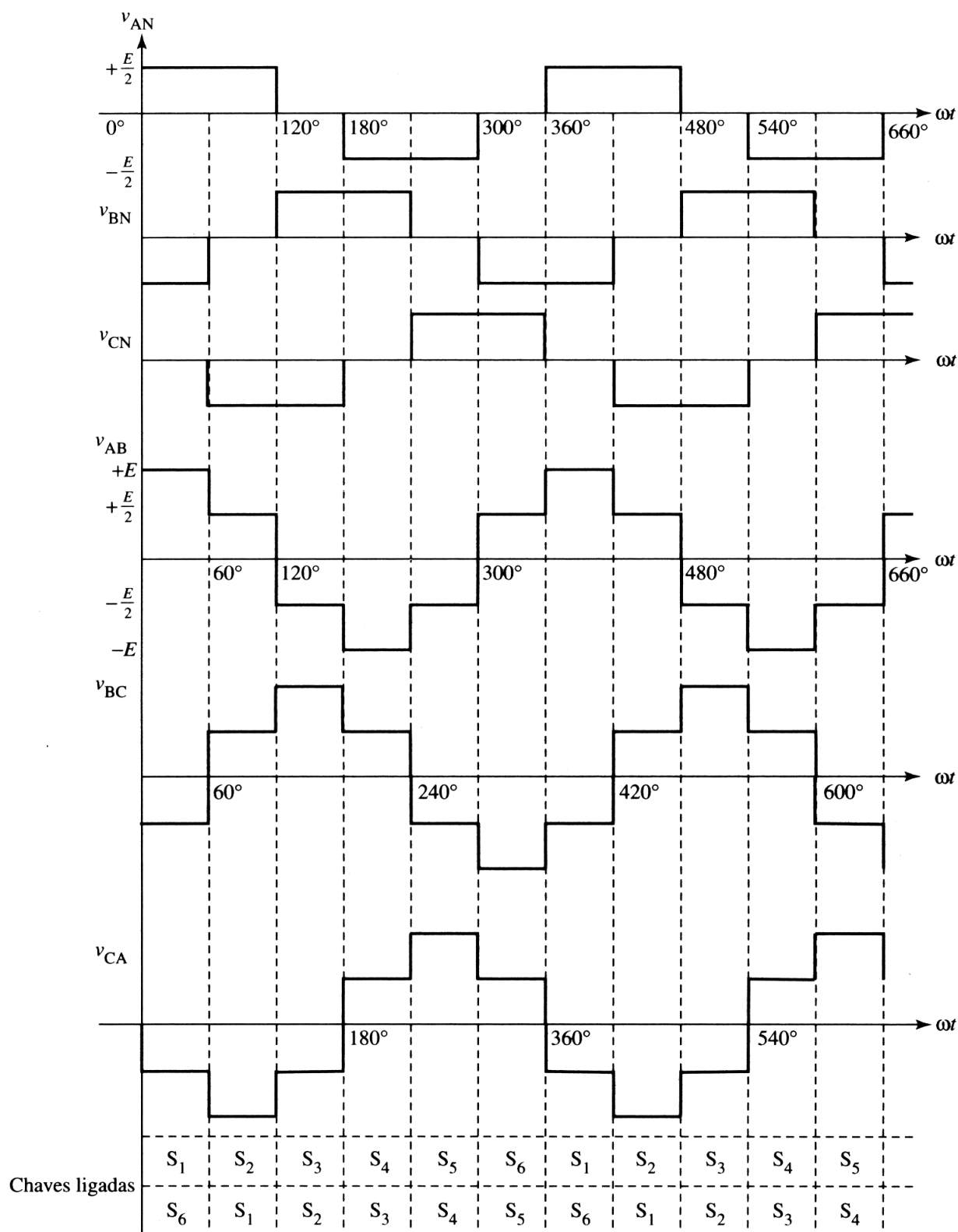


Figura 2.5: Formas de onda das tensões de fase e linha para o acionamento por 6 pulsos com condução por 120° . Extraído de [2].

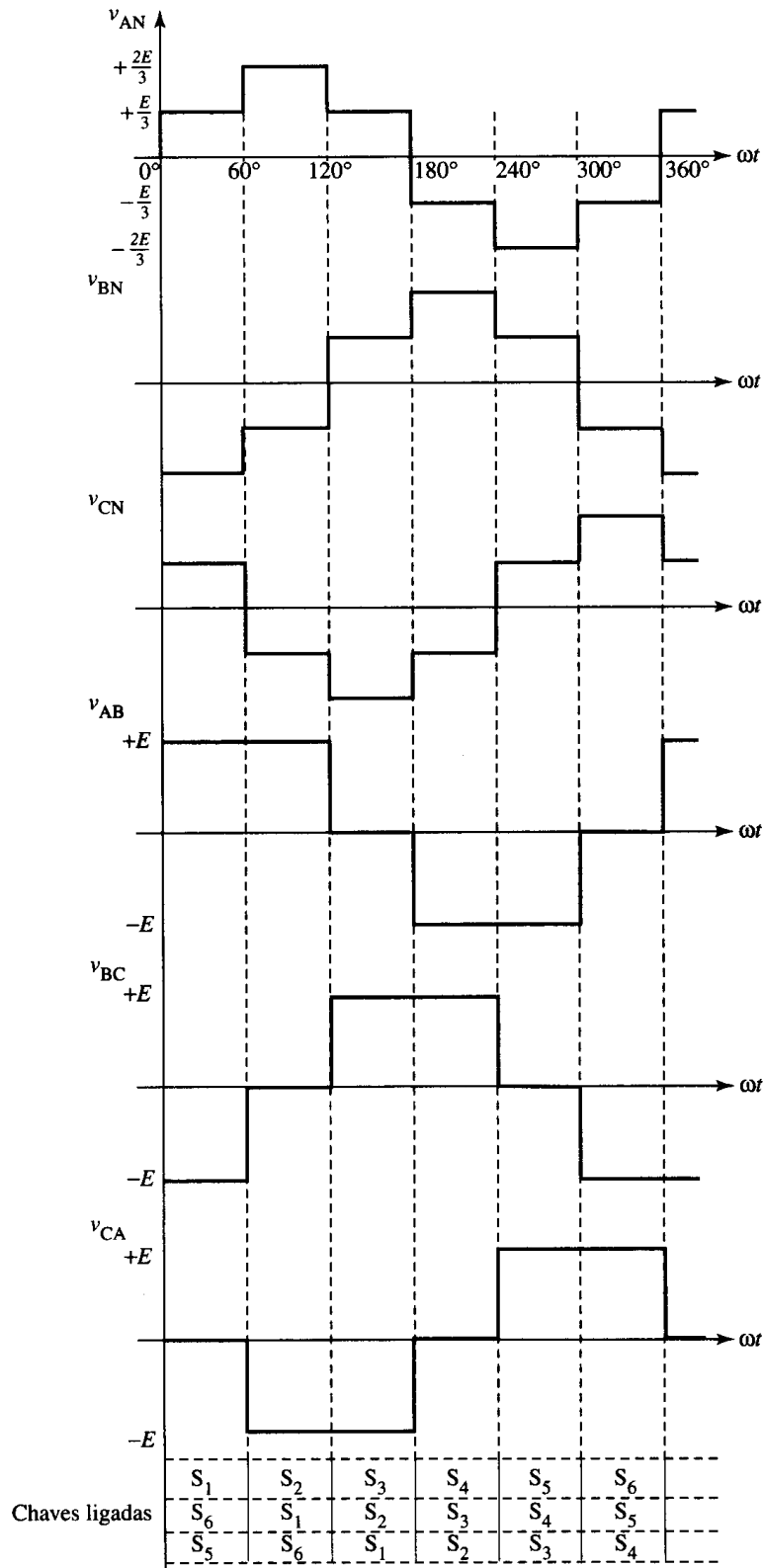


Figura 2.6: Formas de onda das tensões de fase e linha para o acionamento por 6 pulsos com condução por 180° . Extraído de [2].

da proximidade da forma entre a forma de onda e sua componente fundamental, é definida como

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

Este é o principal parâmetro de qualidade de um inversor de frequência.

3. Fator de distorção - DF: A THD mostra o conteúdo harmônico total, mas não indica o nível de cada componente harmônica. Se fosse utilizado um filtro na saída dos inversores, os harmônicos de mais alta ordem seriam atenuados mais eficientemente. Portanto, é importante um conhecimento de ambos, frequência e amplitude, de cada harmônico. O fator de distorção indica a quantidade de distorção que resta em uma forma de onda particular, após os harmônicos daquela forma de onda terem sido submetidos a uma atenuação de segunda ordem (isto é, dividido por n^2). Assim, DF é uma medida eficiente em redução de harmônicos indesejáveis, sem ter de especificar os valores de um filtro de carga de segunda ordem, e é definido como

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n^2} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.3)$$

O fator de distorção de um componente individual (ou n-ésimo) é definido como

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (2.4)$$

4. Harmônico de mais baixa ordem - LOH: O harmônico de mais baixa ordem é o componente harmônico cuja frequência está mais próxima da fundamental, e sua amplitude é maior ou igual a 3% da componente fundamental.

2.2 IGBTs

O tipo de chave IGBT foi escolhida devido à sua menor perda, em condução, em relação às chaves MOSFET (para a potência típica de utilização desse projeto) e maior simplicidade de acionamento, pois tais chaves podem ser acionadas por níveis de tensão.

As chaves do tipo BJT são ineficientes devido à necessidade de uma elevada corrente de base e as chaves MOSFET apresentam limitação em potência e grandes perdas em condução, para médias e altas correntes. Assim, vê-se que tais chaves (BJT e MOSFET) não são apropriadas para o tipo de aplicação do projeto proposto, fazendo-nos optar pela chave IGBT.

Por serem dispositivos de carga minoritária, os IGBTs apresentam maior capacidade de corrente, aliado às características típicas do MOSFET, tais como: fácil acionamento, área de operação segura (SOA) grande, suporte a picos de corrente e boa robustez.

A composição interna, símbolo e circuito equivalente do transistor IGBT estão representados na figura 2.7. A tabela 2.1 mostra uma comparação entre o IGBT e demais tipos de transistores que são utilizados como chaves.

Detalhes físicos, mecânicos e elétricos do transistor IGBT típico podem ser obtidos em [3]. Características de chaveamento, aplicações, perdas e demais características dinâmicas de transistores IGBT podem ser encontradas em [4].

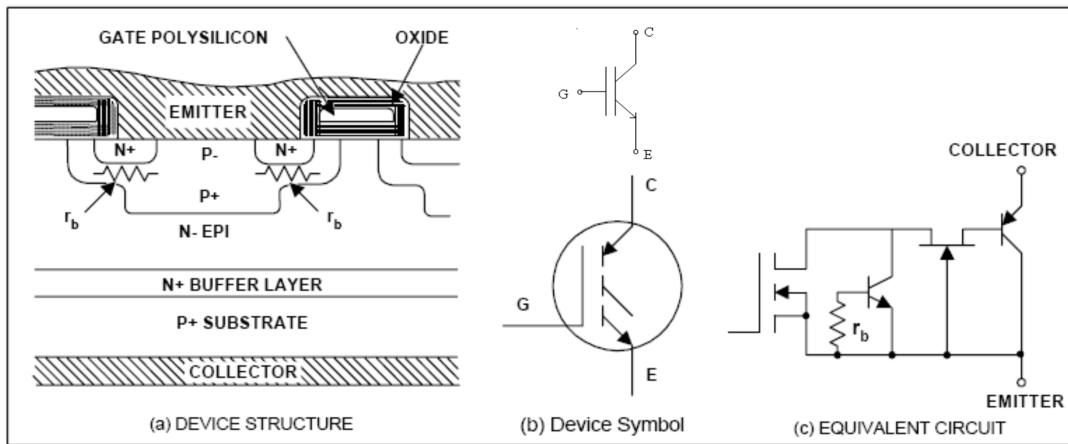


Figura 2.7: Composição interna, símbolo e circuito equivalente de um transistor IGBT. Adaptado de [3].

Tabela 2.1: Comparação entre IGBTs, MOSFETs, BJTs e Darlingtons. Extraído de [3].

Tipo de dispositivo	MOSFETs de Potência	IGBTs	BJTs	Darlingtons
Forma de Acionamento	Tensão	Tensão	Corrente	Corrente
<i>Drive</i> de potência	Mínimo	Mínimo	Grande	Médio
Complexidade do <i>drive</i>	Simples	Simples	Alta - altas correntes positivas e negativas requeridas	Média
Densidade de corrente necessária para provocar queda de tensão	Alta em baixas tensões e baixa em altas tensões	Muito alta - <i>trade-off</i> baixo no chaveamento	Média - <i>trade-off</i> alto no chaveamento	Baixa
Perda de chaveamento	Muito baixa	De baixa a média, dependendo do <i>trade-off</i> relacionado às perdas de condução	De baixa a média, dependendo do <i>trade-off</i> relacionado às perdas de condução	Alta

Capítulo 3

Estado da Arte

O atual desenvolvimento de módulos de potência usado no controle de máquinas elétricas tem apontado para a construção de módulos compactos, que integram os transistores de chaveamento (o inversor propriamente dito) e *drivers* internos necessários para suprir os níveis de corrente e tensão exigidos para o ativamento das chaves. Estes módulos reduzem a necessidade de circuitos externos auxiliares, simplificando a construção de placas inversoras e, por estarem integrados em um mesmo encapsulamento, são otimizados, melhorando a robustez da ponte inversora. Em alguns casos circuitos de proteção também são agregados ao módulo, melhorando a segurança da aplicação.

O grande desafio desta evolução tecnológica está na relação entre compactação/modularização e potência. Os módulos comerciais existentes são geralmente de média potência, o que limita a sua utilização. Em caso de necessidade de potências mais elevadas, utiliza-se *drivers* externos. Estes *drivers* também têm evoluído muito, agregando várias outras funcionalidades em um mesmo encapsulamento.

Para caracterizar e exemplificar tal cenário, são apresentados três módulos de controle distintos.

3.1 IRAMX16UP60A

A ponte inversora trifásica que é utilizada no projeto é parte do IRAMX16UP60A, módulo de potência integrado e otimizado para controle eletrônico de máquinas elétricas e cujas chaves são dispositivos IGBTs, produzido pela *International Rectifier*®.

O IRAMX16UP60A é um módulo compacto e robusto que, além de integrar os *drivers* necessários para operação das chaves, também agregam circuitos de proteção que são úteis na prevenção do mal funcionamento do próprio componente e da placa inversora em si. Seu grande diferencial é o fato das chaves e *drivers* estarem em um mesmo encapsulamento.

As principais características do IRAMX16UP0A são:

- *Drivers* de Porta e diodos de *Bootstrap* integrados;
- Monitor de Temperatura;
- Desligamento em função da temperatura e sobrecorrente;
- Encapsulamento completamente isolado;
- Travamento de Subtensão de todos os canais;
- Possui *dead time* interno;
- Pinos de baixa tensão do emissor do IGBT estão disponíveis para controle de corrente;
- Entrada lógica em *Schmitt Trigger*;
- Lógica de prevenção contra condução cruzada;
- Baixo di/dt no *driver* de porta, para melhora na imunização de ruído;
- Faixa de potência de operação do motor 0.75~2kW / 85~253 Vac, à 100°C;
- Isolação de 2000V_{RMS} min.

A construção interna do módulo de potência é apresentado na figura 3.1.

Os sinais $\overline{Hin1}$, $\overline{Hin2}$ e $\overline{Hin3}$ controlam as chaves superiores enquanto que os sinais $\overline{Lin1}$, $\overline{Lin2}$ e $\overline{Lin3}$ controlam as inferiores. O funcionamento do módulo é resumido na figura 3.2. É importante salientar que tais sinais de controle funcionam com lógica invertida, ou seja, ativos em nível baixo. Assim, quando $\overline{Hin1}$, $\overline{Hin2}$ e $\overline{Hin3}$ está em nível baixo H_o está em nível alto, ligando o transistor superior (o mesmo vale para a lógica do transistor inferior).

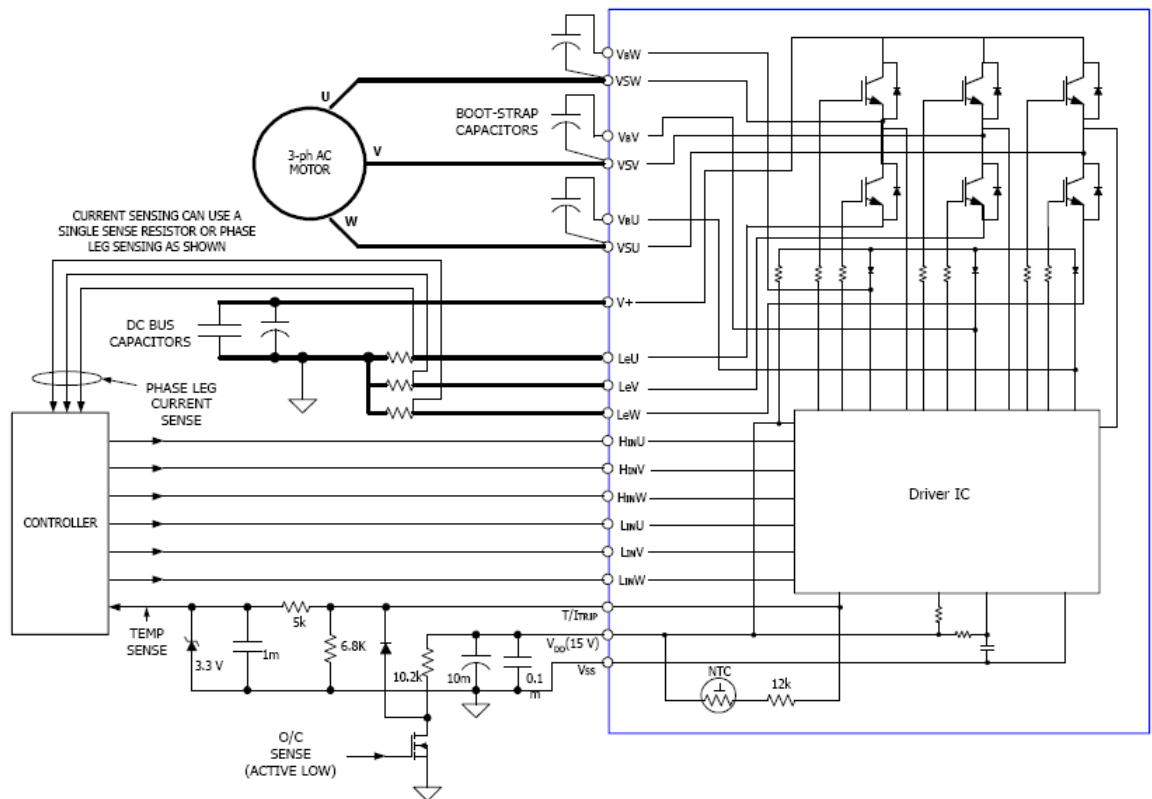


Figura 3.1: Circuito interno e circuito de desligamento do IRAMX16UP60A. Extraída de [5].

O número de chaves ligadas simultaneamente depende do método de controle utilizado, sendo no mínimo duas e no máximo três. É importante destacar que as chaves superior e inferior de uma mesma fase não podem estar ligadas ao mesmo tempo, para não provocar um curto-circuito entre na fonte do circuito.

O sinal T/Itrip é responsável pelo desligamento da ponte inversora caso haja algum problema no circuito. Este sinal pode ser proveniente tanto do circuito que monitora a temperatura interna do módulo (termostato) quanto de um circuito de lógica externa utilizado para proteção contra sobrecorrente e curto. A temperatura máxima interna é 150°C e o tempo típico de atuação deste sinal é de 150ns.

Outra importante característica ligada à segurança de operação do módulo é a característica de *dead-time* interno, que impede que as duas chaves de uma mesma fase liguem ao mesmo tempo, evitando, assim, curtos. Em aplicações convencionais, o *dead-time* era feito ou em hardware, com uso de circuitos externos, ou em software, programado no microcontrolador.

Os resistores e diodos de *bootstrap* necessários para a correta polarização do circuito das chaves também já estão integrados ao módulo, necessitando apenas da utilização de um capacitor de *bootstrap* externo como mostra a figura 3.1.

Características de temporização e chaveamento, bem como o comportamento do circuito em função da temperatura podem ser vistos em maiores detalhes em [5].

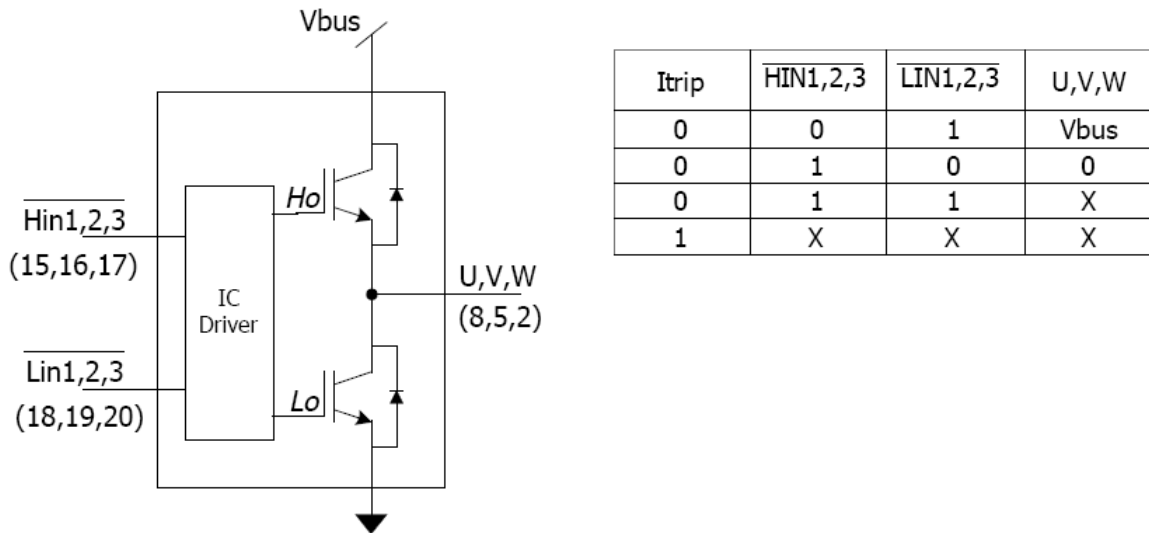


Figura 3.2: Simplificação do modo de operação do IIRAMXUP60A. Extraída de [5].

3.2 MC73110

O MC73110 é um módulo de controle da PDM (Performance Motion Devices) que provê loops de corrente, loops de velocidade e comutação de alto desempenho para motores *brushless* DC. O MC73110 pode operar de forma independente, usando parâmetros pré-configurados, ou através de comunicação serial, usando comandos enviados por um microcontrolador.[6]

Suas principais características são:

- Modos de saída para o motor: 3 saídas PWM ou 6 saídas PWM com proteção *shoot-through*;
- Loops de controle: corrente/velocidade, integrador de velocidade, gerador de perfil;

- Modos de comunicação: *six-step* (usando sensores hall), senoidal (com sensores hall e entrada do encoder em quadratura) e controle orientado a campo;
- Modos de operação: autônomo (usando a EEPROM serial ou a flash interna) ou por comunicação serial (controle via microprocessador);
- Modo de comunicação serial: ponto-a-ponto assíncrona e assíncrona multiponto;
- Parâmetros de perfil: velocidade (32 bits de resolução) e aceleração (32 bits de resolução);
- Realimentação de corrente: dois sinais analógicos (A/D com 10 bits de resolução);
- Realimentação de velocidade: sinal analógico do tacômetro (A/D com 10 bits de resolução);
- Opções de comando dos sensores de velocidade/torque/tensão: sinal analógico (A/D com 10 bits de resolução), comunicação SPI (16 bits de resolução) e porta serial (comandos em tempo real enviados pelo processador);
- Entrada do sensor de temperatura: uso de comunicação I^2C ;
- Entrada serial de EEPROM: uso de comunicação I^2C ;
- Máxima taxa de transmissão SPI: 10MHz (1,6 μ s para cada 16 bits transmitidos);
- Resolução de PWM: 10 bits @ 20kHz e 9 bits @ 40kHz
- Taxa de saída de PWM de 20kHz ou 40kHz;
- Encapsulamento compacto - TQFP de 64 pinos.

Observando as características deste CI, verifica-se que muitos circuitos comumente usados no projeto de placas inversoras (inclusive circuitos usados neste trabalho) já são integrados, eliminando a necessidade de uso de vários circuitos externos, facilitando assim o *design* da placa. Funcionalidades importantes, tais como A/D interno, leitura dos sensores já integrado e possibilidade de uso de diferentes tipos de comunicação, são as diferenças deste componente. O diagrama em blocos da construção interna do CI está representado na figura 3.3.

A figura 3.4 mostra de forma simplificada o circuito em seu modo de operação padrão. Na montagem, a parte de potência é externa ao módulo de controle. Com isso

há uma maior flexibilidade para a utilização do circuito, pois permite a utilização de diferentes tipos de chave, com diferentes potências.

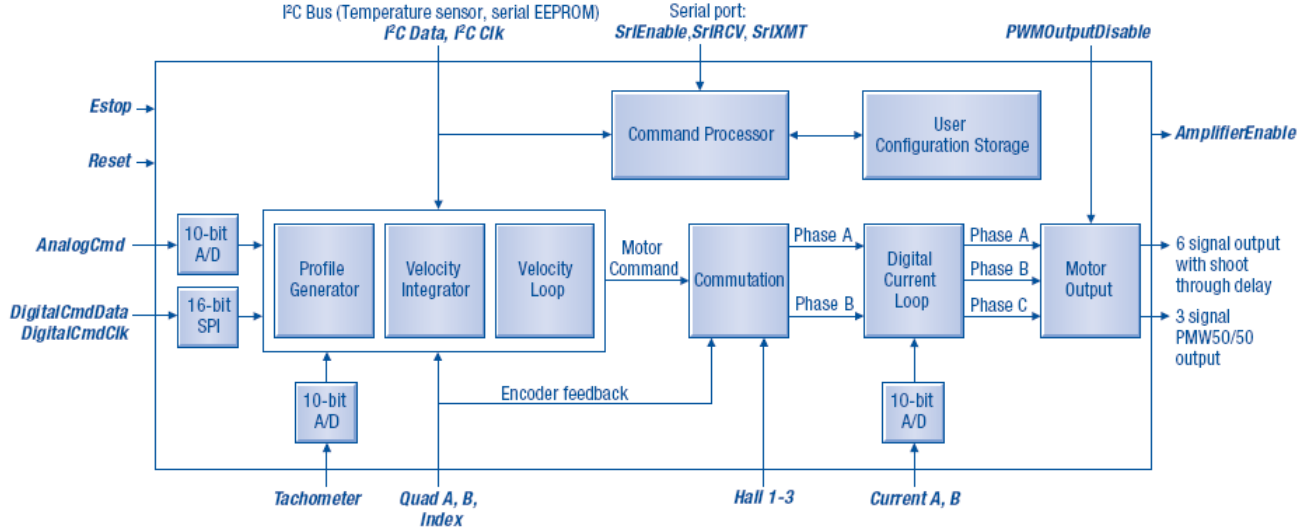


Figura 3.3: Diagrama em bloco da constituição interna do MC73110. Extraído [6].

3.3 SCM1106M

O módulo de potência SCM1106M, produzido pela Allegro Microsystem, é uma solução robusta e integrada para otimização do controle de sistemas inversores de potência para motores trifásicos e sistemas de controle de velocidade variável. São usados em montagens que visam a economia de energia para acionar motores de aplicação residencial e comercial.

Este CI pode receber alimentação entre 85 e 253 VAC e fornece uma corrente de 10A (contínua) de saída. A tensão máxima suportada por este dispositivo é 600V, que é a tensão de *breakdown* do IGBT.

O SCM1106M possui em um mesmo encapsulamento todos os elementos de potência necessários (seis IGBTs), *drives* de corrente (três), diodos de *flyback* e o circuito de *bootstrap* (três diodos e três resistores de *bootstrap*), necessários para configurar o circuito principal de um inversor. Graças a este encapsulamento, vários circuitos externos, comumente usados no projeto de placas de controle de máquinas elétricas, podem ser eliminados.

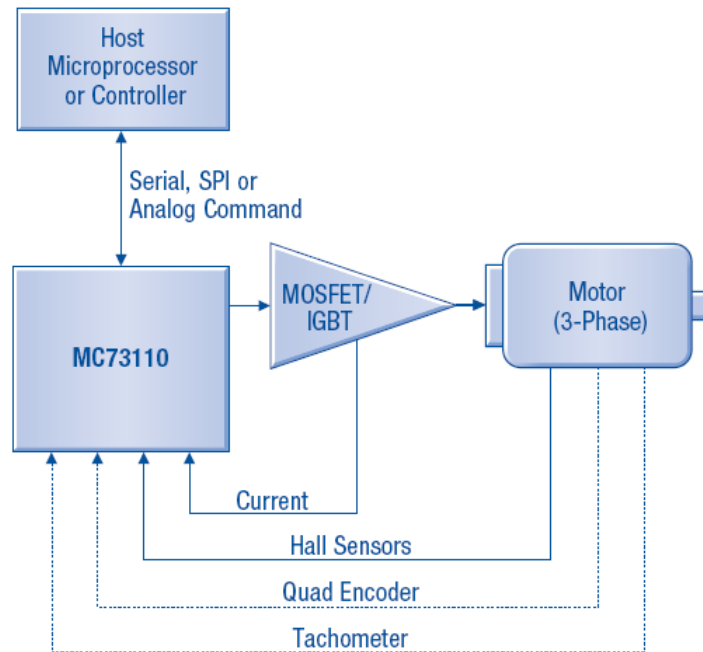


Figura 3.4: Circuito de operação do MC73110. Extraído [6].

Aplicações típicas deste circuito incluem o controle de motores comerciais e residenciais, tais como ar condicionado, motores de refrigeração, motores de máquina de lavar, compressores de ar, dentre outros.[7]

As principais características deste CI são:

- Cada circuito de meia-ponte possui um *drive* independente dos demais;
- Proteção contra a ligação simultânea das chaves superiores e inferiores, evitando curto-circuito;
- Diodos e resistores de *bootstrap* já integrados;
- Entrada compatível com CMOS (3,3V a 5V);
- Desenhado para minimizar a corrente simultânea através de ambos IGBTs (superior e inferior), otimizando os resistores dos *drives* de *gate*;
- Proteção UVLO, com *restart* automático;
- Proteção de sobrecorrente com o tempo de desligamento ajustado por capacitor externo;

- Módulo de encapsulamento proprietário.

A forma de operação deste módulo e sua construção interna assemelha-se muito ao IRAMX16UP60A, apresentado acima, como pode ser vista através da figura 3.5¹.

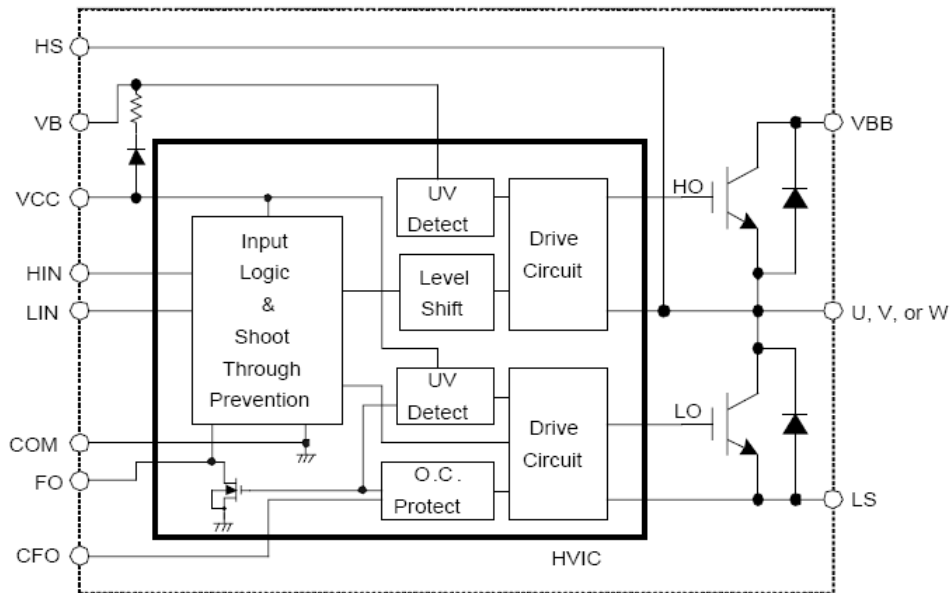


Figura 3.5: Circuito interno do SCM1106M para 1 fase. [7]

¹O circuito interno completo do SCM1106M está disponível em [7]

Capítulo 4

Materiais & Métodos

A placa desenvolvida neste trabalho teve como prioridade ser uma plataforma multifuncional, compacta e robusta. Os esquemáticos representativos dos circuitos estão apresentados em 5 folhas distintas anexas a este documento. Esta divisão foi assim feita para facilitar a leitura e análise dos circuitos utilizados. Os aspectos de montagem e a descrição de funcionamento de cada bloco de circuitos e/ou componentes específicos são descritos com mais detalhes ao longo deste capítulo. Também anexo estão os PCBs tanto da camada superior como a da inferior da placa.

O caráter multifuncional da placa é conseguido através de sua flexibilidade, já que possui diferentes tipos de interfaces que permitem integração com vários tipos de microprocessadores, FPGAs e outras placas em geral. Assim, tal plataforma pode ser utilizada para implementação e testes de diferentes tipos de algoritmos de controle de máquinas, tais como controle por PWM de tensão, *six-step*, controle vetorial dentre outros. Há também a possibilidade de uso de outros inversores (geralmente de maior potência) em vez do IIRAM, já que os sinais de controle são disponibilizados em um conector específico para este fim.

Já a compactação da plataforma é garantida pelo uso de componentes SMD e pela disposição dos componentes, formando blocos funcionais e integrados. Quanto à escolha dos componentes, preferiu-se aqueles em que a quantidade de funções, sinais e ou canais fossem maiores para um mesmo encapsulamento, diminuindo a quantidade de componentes discretos a ser utilizada.

Por fim, a robustez da placa tem como principais elementos os isoladores ópticos, que

delimitam diferentes áreas de potência e sinal, garantindo maior segurança e confiabilidade. Circuitos de proteção e medidores de tensão e corrente garantem a funcionalidade correta e uma maior segurança operacional da placa. A utilização de malhas de terras e alguns aspectos de roteamento (serão abordados com mais detalhes adiante) também contribuem para garantir a robustez da plataforma.

A figura 4.1 mostra o diagrama de blocos da placa inversora. Os retângulos com borda representam os conectores da plataforma que são utilizados no interfaceamento com outras placas (placa do microprocessador, do retificador e do inversor - caso este último seja utilizado), na comunicação com o motor (saídas trifásicas e leitura dos sensores) e na proveniência de alimentação. Os demais retângulos representam os principais blocos funcionais da placa, que são detalhados mais adiante. ISO, uP, C.P., L.C. e ENC representam, respectivamente, os isoladores, o microprocessador, os *Charge Pump*, os Leitores de Corrente e o Encoder.

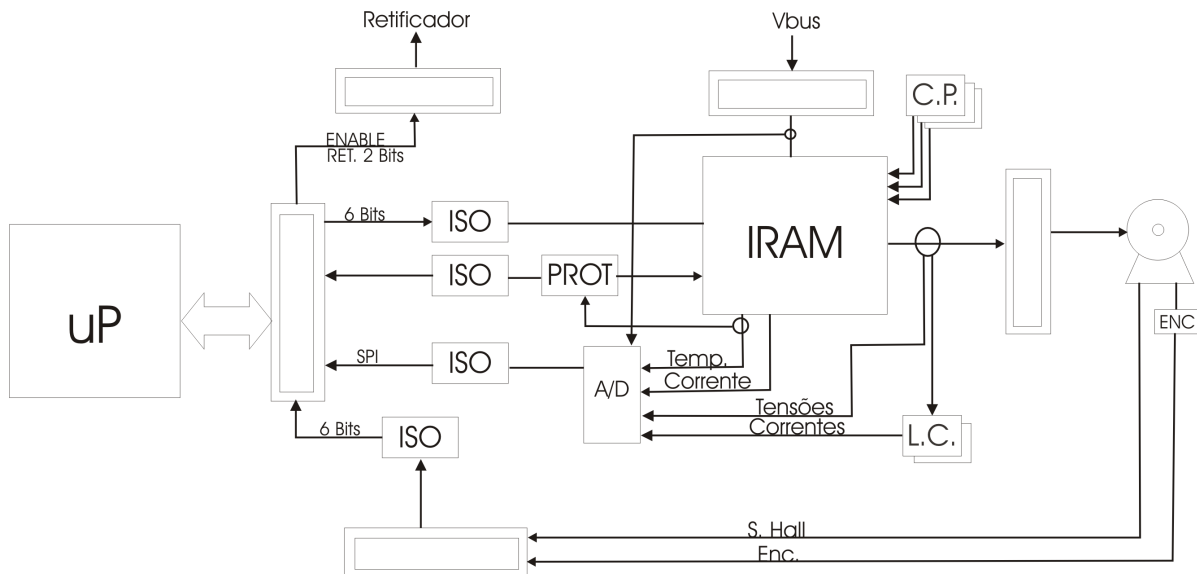


Figura 4.1: Diagrama em blocos da placa inversora.

4.1 Aspectos de Montagem

O principal aspecto de montagem da placa é a divisão em diferentes regiões de potência. São 4 regiões distintas: a região dos sensores do motor, a do microcontrolador (ARM), a da ponte inversora (IRAM) e a de potência. Estas regiões são isoladas opticamente entre si, excetuando-se a comunicação entre a região do IRAM e a de

potência, que são separadas através de outros elementos de lógica. Para garantir a delimitação de cada área, usou-se linhas de *keep-out*. Uma comprovação visual deste fato pode ser verificado nos PCBs apresentados em anexo, onde não se vê nenhuma trilha indo de uma área limitada para outra.

Apesar de ser importante e recomendado, a utilização dos isoladores ópticos não é obrigatória. Estes componentes podem ser substituídos por um curto circuito ligando os terminais 2 ao 7 e 3 ao 6, para o isolador óptico HCPL-0631, e os terminais 3 ao 6, para o isolador óptico HCPL-0601. Neste caso, os diferentes terras da placa não seriam mais isolados, devendo ser ligados por um ponto comum. Esta substituição tem a vantagem de um menor custo, mas não apresenta um isolamento de potencial, que pode ser desejável dependendo da aplicação.

A seleção de componentes, como já citado, priorizou a utilização de componentes SMD, permitindo uma maior compactação e integração dos circuitos. Verificou-se com bastante atenção também os níveis de tensão e correntes necessários para cada elemento da placa, com grande destaque para o microprocessador (ARM), que, por trabalhar com nível de tensão de 3,3V, necessitou da utilização componentes do tipo HCT para os circuitos de lógica que se comunicassem com o mesmo. Outros componentes de destaque são os capacitores de desacoplamento, utilizados junto a quase todos os CIs, ligados entre a alimentação e o terra, servindo como filtros. Estes capacitores são geralmente de 100nF e estão designados por CDx ou CSx (no caso dos isoladores), onde o X é o número do CI a qual se refere.

Quanto a aspectos físicos de montagem, a placa foi projetada com 2 camadas de sinal e para montagem na vertical. Para as trilhas, foi usado o seguinte padrão: 14 mils para trilhas de sinal, 25 mils para trilhas de alimentação e terra e 50 mils para trilhas de alta potência. Alguns trechos da região de alta potência foram roteados manualmente, para garantir que os sinais das diferentes fases permanecessem separados, evitando possíveis interferências eletromagnéticas. Malhas de terra também foram utilizadas para melhorar os efeitos das emissões eletromagnéticas causadas pelos circuitos de chaveamento. As furações existentes (vide PCBs anexos) foram feitas para possibilitar o acoplamento da placa do microprocessador (ARM STR712FR16, da ST) e da placa do inversor de alta potência, que é o resultado de outro projeto de conclusão de curso desenvolvido em paralelo a este. Os demais furos são necessários para a fixação

do dissipador. O dissipador escolhido foi o modelo comercial cujas características são as mais próximas das do dissipador teórico calculado. Para ajudar na refrigeração do mesmo, também são utilizados duas ventoinhas, um em cada lado do dissipador.

4.2 Circuitos de destaque

Nesta seção são abordados os principais blocos de circuitos da placa projetada. Trata-se dos circuitos de destaque que são apresentados como os principais diferenciais da plataforma desenvolvida.

4.2.1 Leitores de Corrente

A placa desenvolvida possui circuitos capazes de ler as correntes de fase e reportar tais informações ao microcontrolador ou FPGA. São lidas apenas a corrente de duas das fases, já que a terceira pode ser obtida através de cálculos a partir das informações das outras duas. Para a realização desta função utilizou-se o IRF2175 na montagem mostrada na figura 4.2. A figura mostra o circuito apenas para 1 fase, porém a mesma montagem é feita também para a outra fase.

O IRF2175 é um sensor de corrente monolítico designados para aplicações em *drivers* de motores. Este CI mede a corrente de fase através de um resistor *shunt* externo (R53 da figura), converte o sinal analógico em digital e transmite o mesmo para o lado de baixa potência. Este CI utiliza uma tecnologia proprietária da International Rectifier de isolamento de tensão que permite processamento de uma alta banda de sinal. A saída do CI (PO) é em PWM, facilitando a sua utilização, não necessitando de um A/D (neste projeto, entretanto, o A/D será utilizado para isolar os canais na comunicação com o microcontrolador). Há também um sinal de sobrecorrente (OC#) que pode ser utilizado para proteção de de curto circuito do IGBT, porém não será utilizado e por isto está aterrado (o aterramento é feito através do resistor R44). A saída em coletor aberto também facilita o interfaceamento com outros circuitos, suportando de 3,3V a 15V (no caso da placa projetada usou-se VCC_IRAM) [8].

Na saída do circuito colocou-se amplificador operacional ligado como seguidor de tensão e que é usado para fazer o interfaceamento com o A/D.

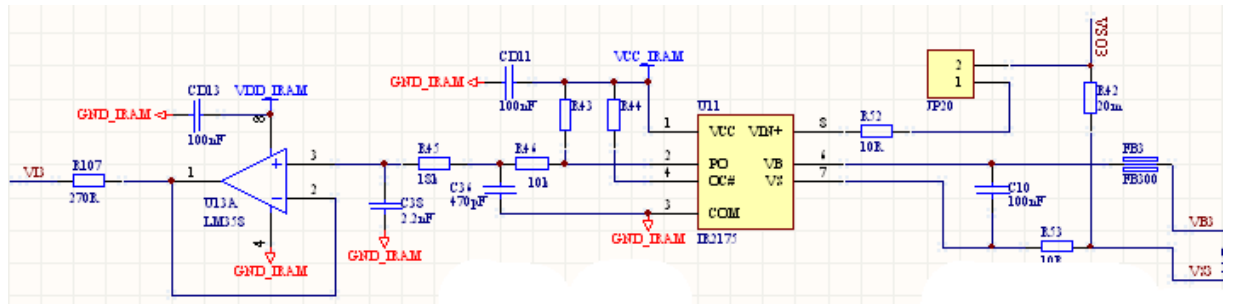


Figura 4.2: Leitor de corrente.

4.2.2 Charge Pump

Em algumas aplicações, tais como no uso de motores *brushless* dc, é requerido que as chaves permaneçam ligadas por um tempo indeterminado. Sob estas condições a carga no capacitor de *bootstrap* pode não ser adequada para manter a chave ligada. Fontes isoladas são geralmente utilizadas para este propósito [9].

Porém, fontes isoladas adicionam custo e são freqüentemente responsáveis por desligamentos falsos do dispositivo de potência devido ao acoplamento de comutação dv/dt através da capacitância interna da bobina dos seus transformadores. Uma alternativa mais barata é utilizar *charge pumps* (fontes da carga) ao invés de fontes isoladas.

Para este caso, utilizou-se uma montagem sugerida pela International Rectifier [9] onde os elementos principais são o driver interno da ponte inversora trifásica (IRAMX-16UP60A) e o *timer* ICM7555 [10]. Trata-se de um *timer* CMOS de propósito geral que foi escolhido devido à sua baixa corrente de operação. A figura 4.3 mostra o circuito projetado. Na figura, o SEP representa apenas um *jumper* utilizado para separar diferentes larguras de trilha.

Quando o IGBT está desligado, o capacitor de *bootstrap* é carregado através do diodo de *bootstrap* e do resistor de carga (o resistor de carga e o diodo de *bootstrap* estão encapsulados no módulo da ponte trifásica - maiores detalhes consultar capítulo 3). Quando o IGBT está ligado, a fonte de corrente formada pelo circuito do transistor MJE13007 carrega o capacitor de 100nF ligado entre os pinos 1 e 8 do CI555, gerando uma referência de -12V em VS. O circuito de *charge pump* formado pelos dois diodos 1N4148 e o capacitor de 10nF converte a onda quadrada de 7,5kHz do pino 3 do 555 em uma tensão de referência de +12V em VB e carrega o capacitor de *bootstrap*.

A figura 4.4 mostra as formas de onda do circuito em sua inicialização. Quando o IGBT é ligado, o diodo de *bootstrap* desconecta o capacitor de *bootstrap* da alimentação e a tensão entre em seus terminais começa a cair. Ao mesmo tempo a fonte de corrente formada pelo circuito do transistor MJE13007 começa a carregar o capacitor de 100nF conectado a ela para gerar a tensão de operação para o *timer* CMOS.

A tensão de saída do *charge pump* aumenta ao se aumentar a tensão de alimentação. O *charge pump* mantém a tensão no capacitor de *bootstrap*, mantendo a tensão acima do limiar necessário para o driver das chaves IGBT. A tensão de referência utilizada em VS e VB é relacionada ao diodo zener utilizado no circuito.

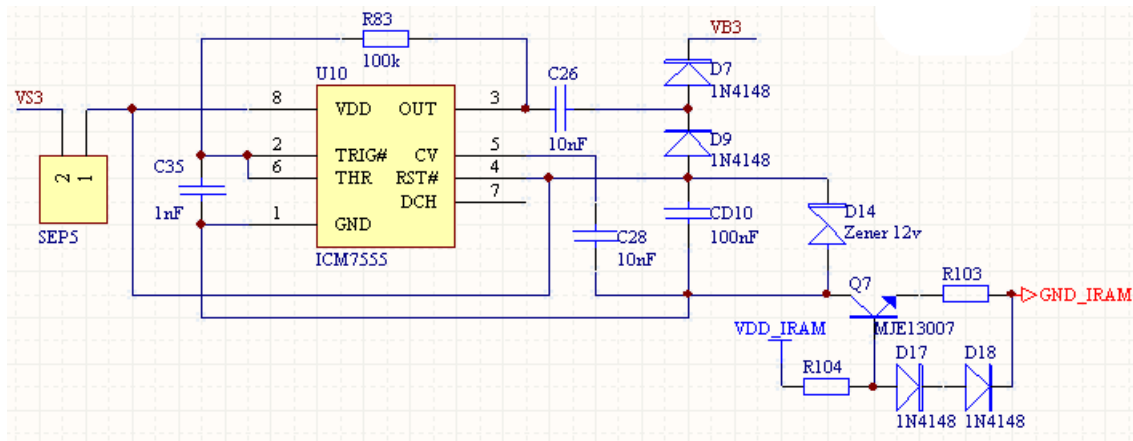


Figura 4.3: Circuito de *charge pump*

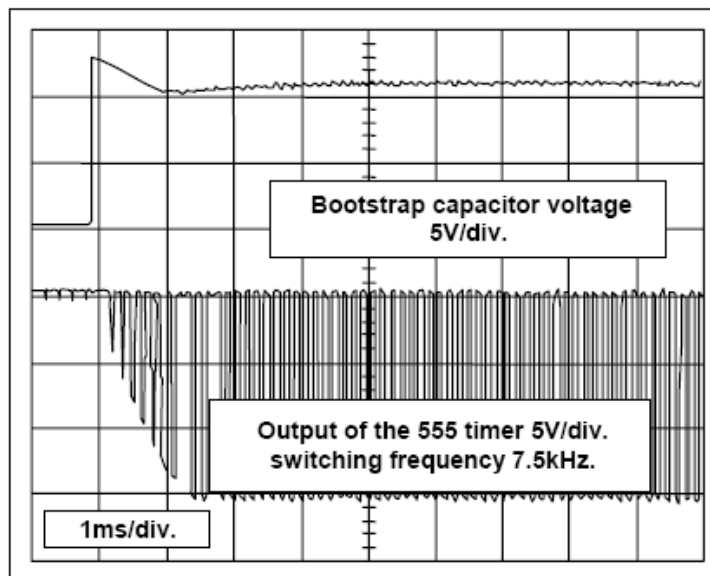


Figura 4.4: Formas de onda do circuito de *charge pump*. Extraída de [9].

4.2.3 Leitura dos sensores

Os sinais provenientes dos sensores HALL e *encoders* geralmente são muito ruidosos e portanto ruins para serem tratados diretamente pelo microcontrolador, principalmente caso este esteja localizado longe do conector de entrada destes sinais. Em vista disso, buscou-se componentes que pudessem melhorar tal característica, amenizando os efeitos de ruído para os circuitos internos da placa.

O circuito projetado utilizou o AM26LS32, que é um receptor de linha diferencial, montado na configuração mostrada na figura 4.5. Apesar de estar representado apenas o circuito para os sensores HALL, a mesma montagem também foi feita para os *encoders*.

O AM26LS32 é um receptor em linha de quatro canais utilizado para transmissões de dados balanceados e não balanceados. A função de *enable* do CI é comum aos 4 canais e oferece a opção de ativação em nível de entrada alto ou baixo. A saída em modo *3-state* permite conexão direta em um sistema organizado em barramento. O *design* de segurança do CI garante que, caso as entradas estejam em aberto, a saída permaneça sempre em nível alto. [11]

Os sinais de controle G e G# não foram utilizados com nenhum tipo de sistema de controle e portanto foram ligados de modo a permitir que o circuito funcione de acordo com o seu padrão, tal como é apresentado na figura 4.6.

Os sinais de saída foram introduzidos em um 74HCT541, que é apenas um *buffer* utilizado para interfacear o circuito dos sensores com os isoladores ópticos (não mostrados na figura), suprimindo as correntes necessárias por estes.

4.2.4 A/D Isolado

Uma característica importante do projeto é a disponibilização de diferentes informações do circuito em formato digital, facilitando o processo de leitura de dados e controle do microcontrolador. Para isto, utilizou-se o circuito mostrado na figura 4.7. Este circuito, além de disponibilizar 11 canais isolados, controlado por apenas 5 bits, é mais preciso e mais barato do que utilizar uma isolação óptica separada para cada canal.

O A/D utilizado (TLC1543) é um conversor analógico digital de 10 bits com controle

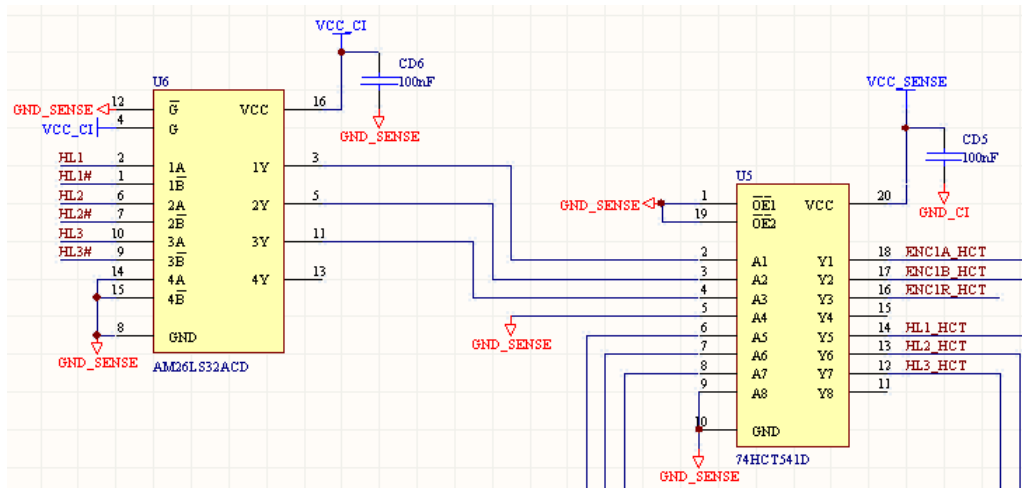


Figura 4.5: Circuito de leitura dos sensores.

serial e 11 canais de entrada analógicos. Este dispositivo possui basicamente 3 entradas e uma saída tipo *3-state*. Como entradas, tem-se o *chip select* (CS#) necessário para se selecionar quando este dispositivo será utilizado, o *clock* de referência (I/O CLOCK) e o endereço de entrada (ADDRESS ou DATA IN). Como saída temos a saída de dados (DATA OUT). Outra saída também disponível e utilizada é o sinal que indica a finalização da conversão (EOC).^[12]

As saídas e entradas do A/D são conectadas ao microcontrolador através dos isoladores ópticos, garantindo um isolamento completo do circuito e melhorando a robustez da placa.

Os sinais monitorados pelo A/D são: as correntes de fase (VI2 e VI3- provenientes do circuito de leitura de corrente descrito acima), a corrente de saída (VIout), as tensões de fase (VS1, VS2 e VS3), a tensão de barramento (proveniente de um divisor de tensão ligado a VBUS), o sensor de temperatura (TEMP - proveniente de uma lógica interna da ponte inversora) e o potenciômetro (POT - utilizado para aplicações de testes). Os circuitos de leitura da corrente de saída e das tensões de fase estão apresentados na seção 4.3.

4.3 Componentes e Circuitos

Nesta seção são apresentados os diversos componentes e circuitos que compõem o projeto. Cada circuito é apresentado individualmente acompanhado de uma breve

FUNCTION TABLE
(each receiver)

DIFFERENTIAL A – B	ENABLES		OUTPUT Y
	G	$\overline{G}$	
$V_{ID} \geq V_{IT+}$	H	X	H
	X	L	H
$V_{IT-} \leq V_{ID} \leq V_{IT+}$	H	X	?
	X	L	?
$V_{ID} \leq V_{IT-}$	H	X	L
	X	L	L
X	L	H	Z
Open	H	X	H
	X	L	H

H = high level, L = low level, ? = indeterminate,
X = irrelevant, Z = high impedance (off)

Figura 4.6: Tabela de funcionamento do AM26LS32. Extraída de [11]

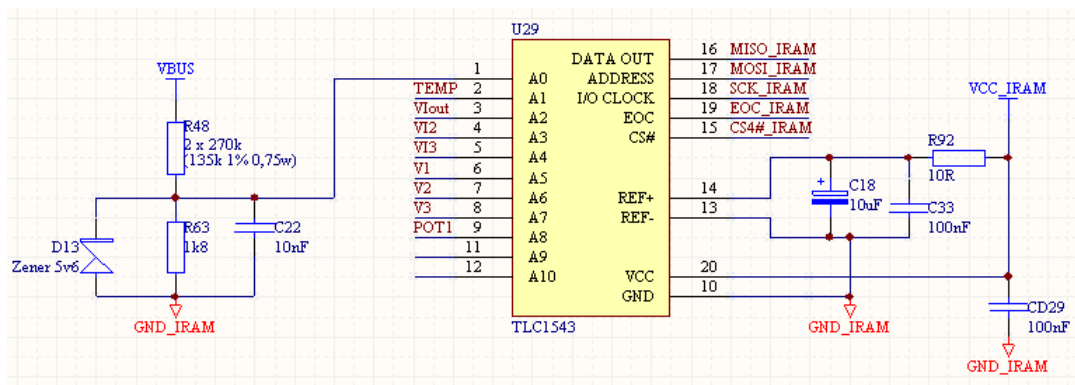


Figura 4.7: Circuito do A/D.

descrição de sua funcionalidade e funcionamento.

4.3.1 Buffers

Para conectar diferentes regiões e componentes da placa com exigências elétricas diferentes, foi necessário a utilização de *buffers*. Utilizou-se basicamente CIs da família HCT, capaz de interfacear componentes que trabalham com nível alto a 3,3V (microprocessador) a componentes que utilizam 5V (caso dos circuitos lógicos do lado do ARM). As figuras 4.8 e 4.9 representam os *buffers* utilizados no projeto.

O 74HCT541[14] é um *buffer* octal em linha com suporte a saídas *3-state*. Sua escolha foi feita pela sua disposição física, ou seja, todas as entradas de um lado e

todas as saídas de outro, o que possibilitou um melhor design e roteamento para a placa. Os sinais de $\overline{OE}$ são ativos em nível baixo e funcionam como ativadores das saídas. Neste caso, estes sinais foram aterrados, deixando sempre a saída ativada, sendo controlada, portanto, apenas pelos sinais de entrada. No 74HCT541 usado para a lógica de operação da placa (U3), os sinais $\overline{OE}$ são controlado por ENALL.

O 74HCT244[13] também é um *buffer* octal em linha com suporte a saídas *3-state* e com funcionamento semelhante ao 74HCT541. A grande vantagem deste componente são os seus sinais de controle $\overline{OE}$ (na figura representado por G1...4 e G5...8), que permitem a ativação apenas de uma metade ou outra das saídas. Esta funcionalidade é utilizada na seleção do modo de operação da ponte inversora. Neste caso, o sinal MODE seleciona se o controle e operação do circuito será feito por *six-step* (sinais SS2, SS4 e SS6) ou por PWM (sinais PWM2, PWM4 e PWM6).

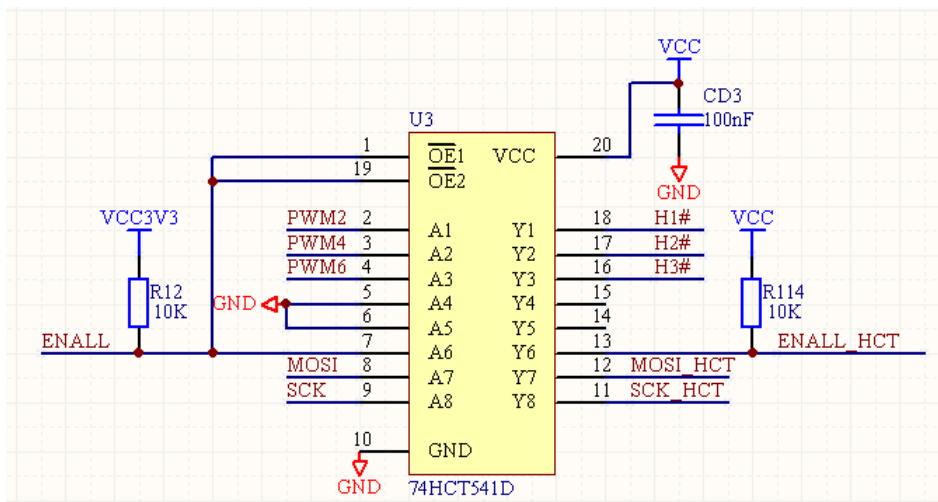
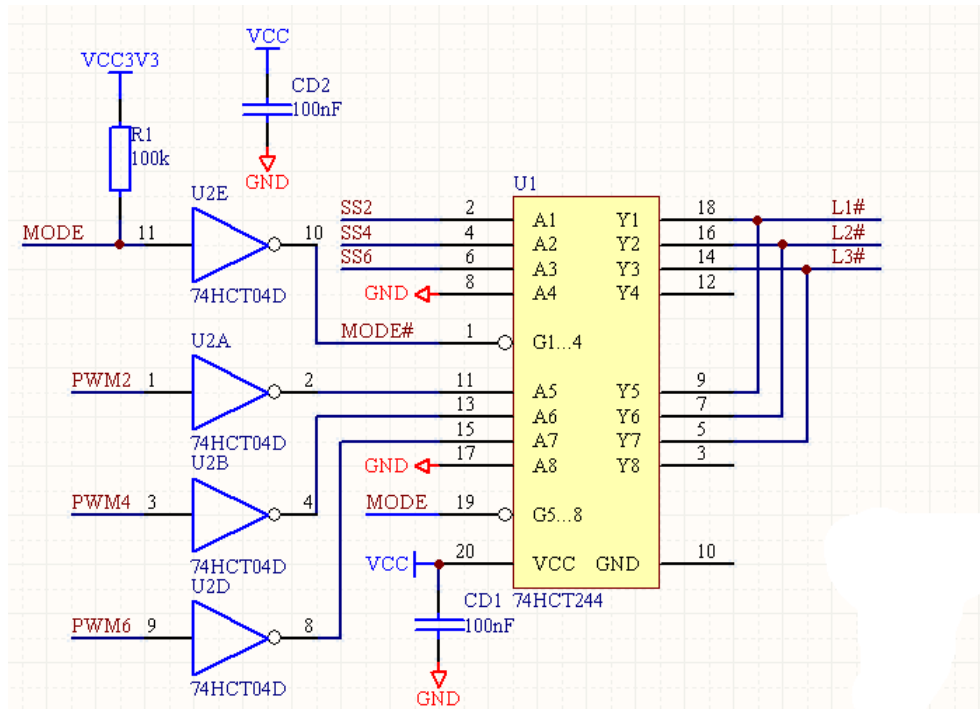


Figura 4.8: Circuito do *buffer* 74HCT541.

4.3.2 Circuito do teclado

O projeto realizado disponibiliza uma interface de teclado que pode ser usada para operar o circuito. Para que os sinais provenientes de tal interface sejam utilizados de forma correta, tais sinais devem ser tratados. Para este fim, utilizou-se o circuito apresentado na figura 4.10.

O CI 74HCT40105 é um registrador FIFO (*First-in/First-out*) capaz de armazenar até 4 palavras de 16 bits. É utilizado, como dito antes, na comunicação dos dados do

Figura 4.9: Circuito do *buffer* 74HCT244.

teclado com o microcontrolador. Os dados são recebidos através de D0, que está ligado ao conector do teclado e a saída é enviada através de Q0. As demais entradas (D1, D2 e D3) paralelas não são utilizadas e por isso foram aterradas, assim como suas respectivas saídas (Q1, Q2 e Q3). A sincronização da comunicação é feita através do sinal de *clock* também proveniente do conector do teclado e que é conectado ao terminal SI. O sinal DIR é uma saída que informa quando o sinal de entrada está disponível, mas que não é utilizada neste projeto. O sinal SO# também é usado na sincronização da comunicação e é acionado através de um sinal de *chip select*. O sinal DOR indica quando o sinal de saída está disponível. MR é um sinal de *reset* e não é utilizado, assim como o $\overline{OE}$, que é um sinal para ativação das saídas. Maiores detalhes do funcionamento do CI podem ser obtidos em [15].

Os transistores utilizados na montagem do circuito foram necessários para converter os níveis de tensão de necessários para operação do CI.

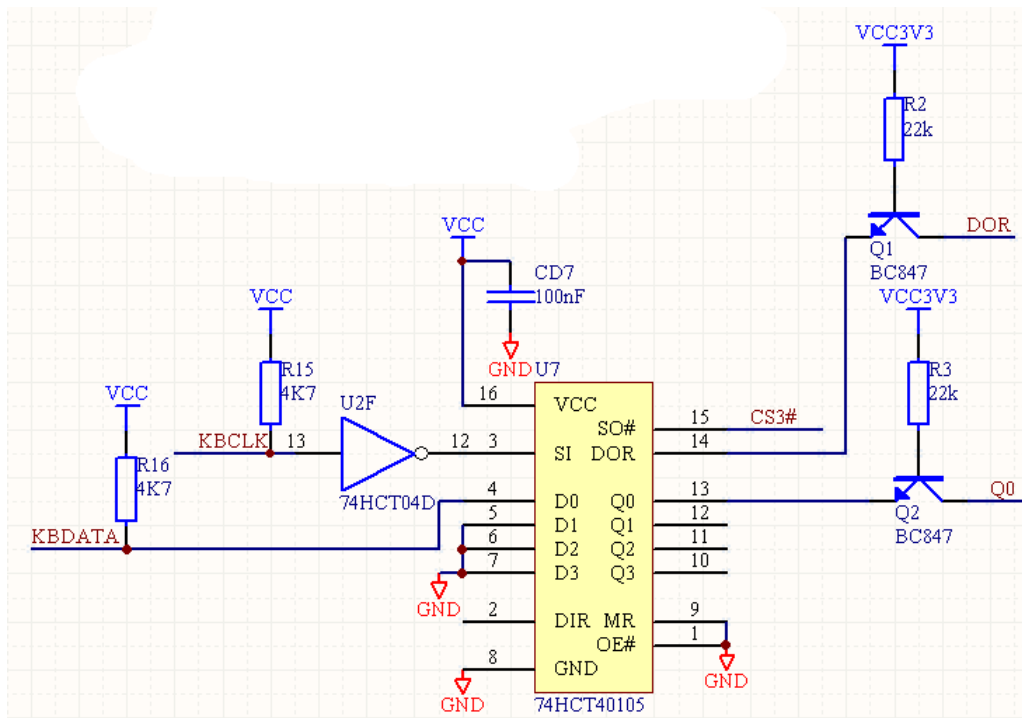


Figura 4.10: Circuito do teclado.

4.3.3 Isoladores Ópticos

Como dito anteriormente neste capítulo, foram utilizados isoladores ópticos para fazer a comunicação entre as diferentes regiões da placa, aumentando a robustez e melhorando a segurança da mesma. Os isoladores utilizados neste projeto são o HCPL-0631 (isolador óptico de 2 canais) e o HCPL-0601 (isolador óptico de 1 canal). O circuito de isolamento básico é mostrado na figura 4.11.

O circuito dos isoladores é bem básico. Os terminais A1 e A2 representam os anodos do diodo interno do CI e são polarizados através de uma tensão de referência (neste caso VCC). No catodo (K1 e K2) entram os sinais a serem isolados. As saídas estão disponíveis em O1 e O2 e, como são em coletor aberto, necessitam de um resistor de *pull up* [16].

A figura 4.11 mostra o circuito utilizando o HCPL-0631. Para o HCPL-0601 a montagem é equivalente e segue o mesmo formato do HCPL-0631. Em alguns casos necessitou-se de transistores adicionais para suprir a corrente necessária para o funcionamento dos isoladores.

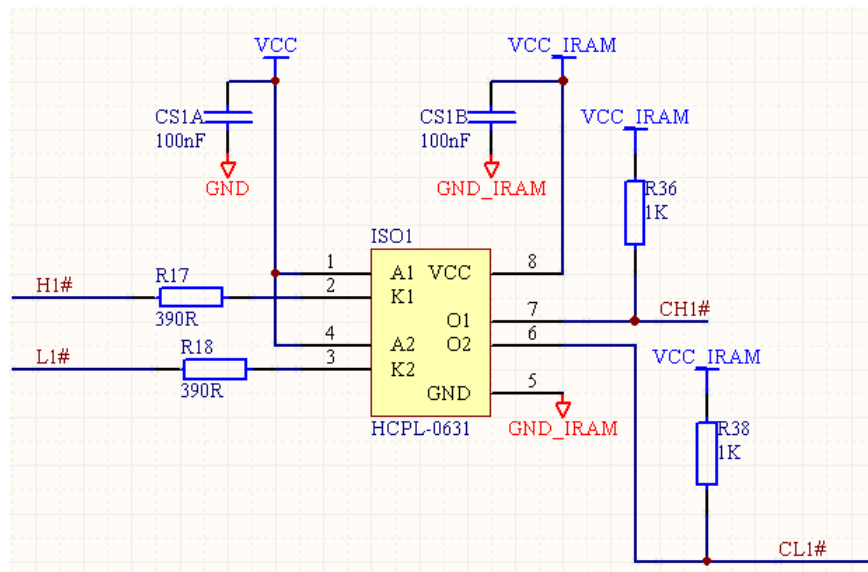


Figura 4.11: Circuito isolador.

4.3.4 Demultiplexador

Para aumentar as funcionalidades e possibilidades de usos de outros circuito, foi utilizado um circuito demultiplexador que disponibiliza diferentes sinais de *chip select* a partir de três sinais do microcontrolador.

O circuito é bem simples e é apresentado na figura 4.12. Neste circuit, 3 sinais do microcontrolador (A0, A1 e A2) são utilizados na demultiplexação de 8 sinais de *chip select*, que são utilizados em diferentes partes da placa para acessar diversos circuitos. Os pinos E1#, E2# e E3 funcionam como sinais de habilitação e não são usados neste projeto. Para maiores detalhes do funcionamento interno do CI, consulte [17].

4.3.5 Circuito de testes e ativação do retificador

Para finalidade de testes e diagnósticos do sistema como um todo utilizou-se um circuito com um registrador de deslocamento e leds. Esta montagem é bem útil principalmente para *troubleshooting*, tanto para verificação de status de circuitos como para verificação de algoritmos implementados no microcontrolador. Outra funcionalidade do circuito é a disponibilização de sinais para ativação do retificador. O circuito correspondente a tal montagem está representado na figura 4.13.

O circuito utiliza os sinais de comunicação SPI do microcontrolador para operação.

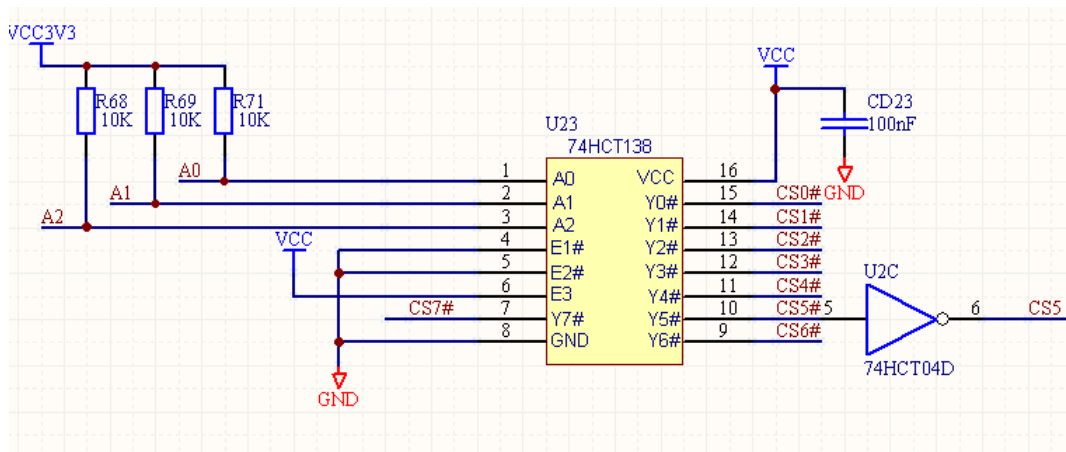


Figura 4.12: Circuito demultiplexador.

O sinal CS5, ligado ao STROBE, seleciona o CI, enquanto o sinal do terminal ENA ativa as saídas do circuito. SCK é utilizado como *clock* enquanto MOSI é utilizado como fonte dos dados. Os leds DS1, DS4 e DS5 são usados para verificação de status, enquanto os sinais ENA.RET# e ENA.RET2# habilitam o retificador conectado à placa. A saída serial (SEROUT) não é utilizada no projeto. Detalhes das características internas do CI estão disponíveis em [18].

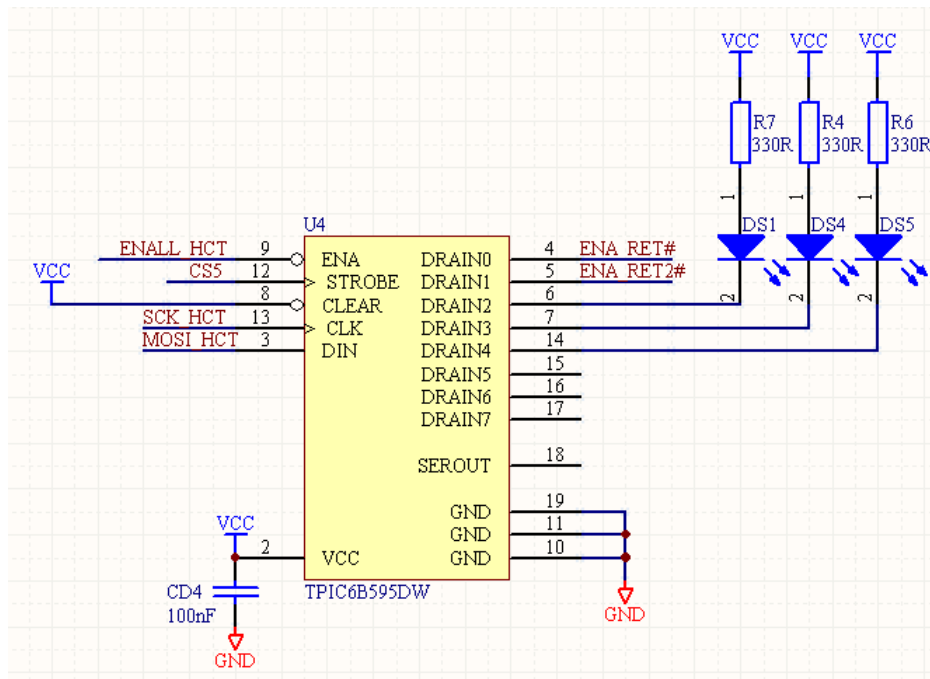


Figura 4.13: Circuito de testes e habilitador do retificador

4.3.6 Circuito de proteção e leitor de corrente de saída

O circuito de proteção é formado basicamente por dois comparadores LM393 apresentado na figura 4.14. Este circuito é utilizado na proteção contra sobrecorrente e na detecção de algum problema de temperatura interno da ponte inversora. Caso seja um problema de sobrecorrente, a ponte inversora é desligada e um sinal de sobrecorrente (OVERCURR#) é reportado ao microcontrolador. Já para o caso de problema de temperatura interna do IRAM, a ponte é automaticamente desligada e o sinal de temperatura (TEMP) é enviado ao micro.

Nesta montagem, o circuito composto pelo LM358 funciona como um leitor de corrente de saída, que lê a corrente diferencia de LE_SEP e GND_SEP e a transforma em um sinal de saída VIout, que é reportado ao A/D. Os resistores R96, R101 e o capacitor C40 funcionam como um filtro, impedindo que transitórios indesejados provoquem o desligamento do circuito. Ao mesmo tempo que o circuito faz esta leitura, ele monitora a corrente e, caso esta suba muito, a tensão nos terminais do LM358 aumentam, aumentando a tensão de saída deste CI. Com o aumento desta tensão, a entrada positiva do comparador U15B também aumenta, fazendo com que sua saída vá para nível alto. Como esta saída está ligada à entrada negativa do comparador U15A, quando esta vai para nível alto, a saída do comparador U15A vai para nível baixo, ativando o sinal de sobrecorrente OVERCURR#. Ao mesmo tempo o diodo D8 passa a conduzir e desliga o IRAM através da entrada T/Itrip#. É importante observar que o desligamento do circuito não é imediato, pois há uma demora de $1,3\mu s$ para a atualização da saída do comparador. Este tempo é suficiente para se definir se o problema foi algo momentâneo e, portanto, não deve desligar a ponte, ou se o problema realmente existe e a ponte deve ser realmente desligada.

No caso de problema de temperatura interno, o sinal TItrip# vai para nível lógico alto e reporta o problema para o microcontrolador através do sinal TEMP, limitado a 3,3V pelo diodo zener e filtrado por R54 e C23.

4.3.7 Regulação de tensão

A alimentação da placa é feita de forma independente para as diferentes regiões. A entrada no lado do IRAM (VDD_IRAM) é de +12V e é regulada para +5V através de

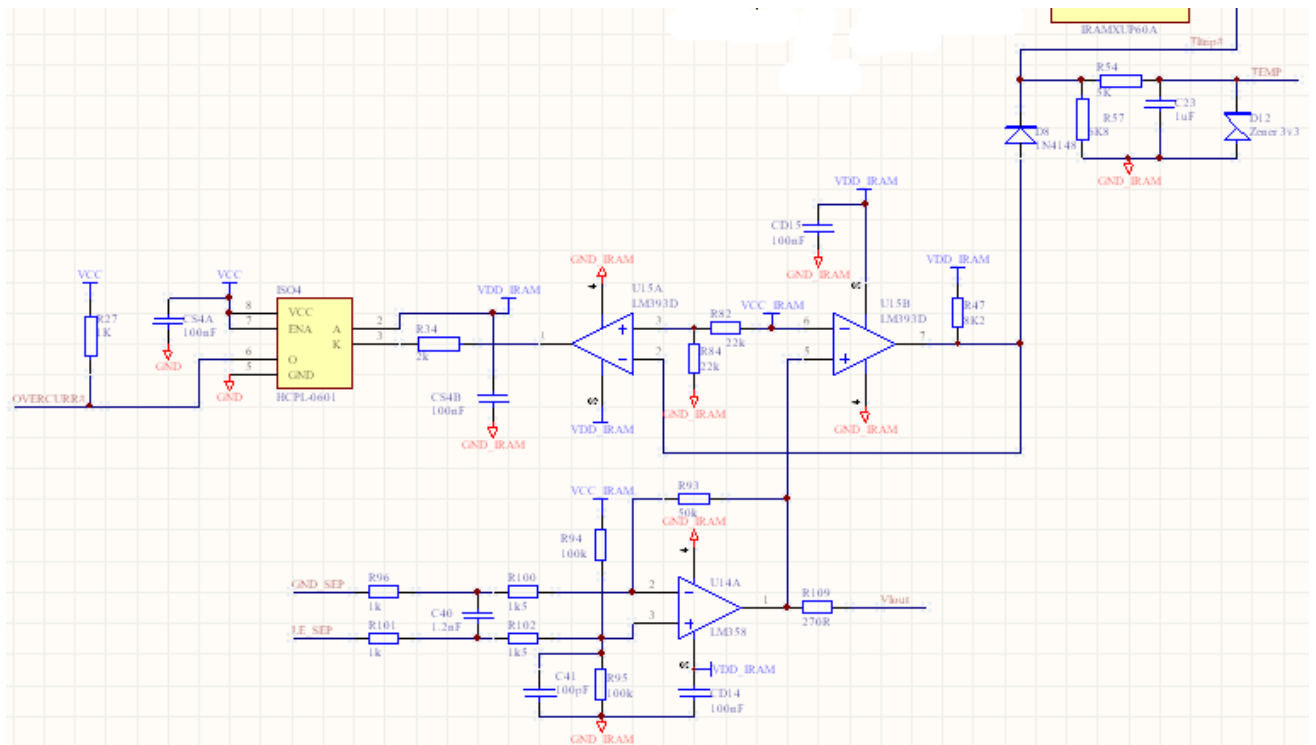


Figura 4.14: Circuito de proteção e leitor de corrente de saída.

um CI 7805 (vide figura 4.15). Já no lado do microcontrolador, a tensão de alimentação (VCC) é de +5V e é regulada para +3,3V pelo circuito da figura 4.16. Há outras duas tensões de entrada (VCC_SENSE e VCC_CI), mas que não são reguladas e que são usadas apenas na região do circuitos dos sensores.

Na figura 4.15 também é mostrado a interligação entre os diferentes terras da placa e também entre o MASSA. Essas interligações são usadas na prática apenas quando se necessita interligar os diferentes terras, por exemplo, no caso de não uso de acopladores ópticos. Também é observado dois leds, que indicam se cada lado está recebendo alimentação ou não.

4.3.8 Leitores de tensão

Assim como as correntes, as tensões de cada fase também são lidas e enviadas ao A/D. O circuito de leitura de tensão é extremamente simples, formado apenas por um divisor de tensão conectado a um seguidor de tensão, como mostra a figura 4.17.

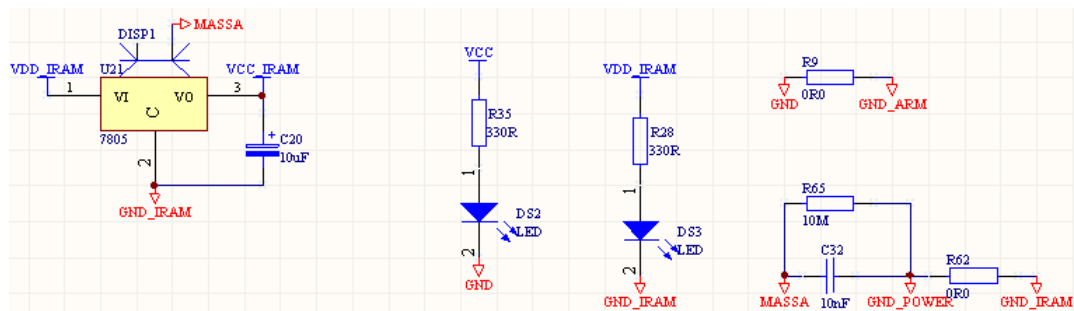


Figura 4.15: Regulação de tensão da região do IRAM e conexão entre os terras.

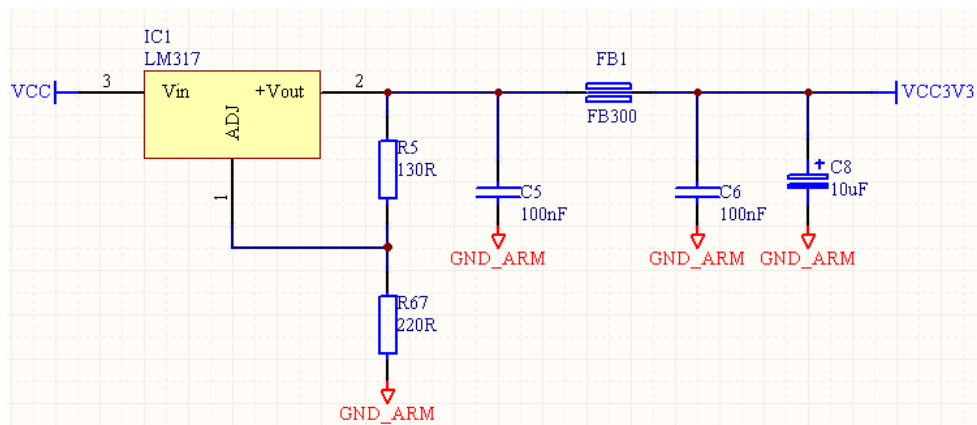


Figura 4.16: Regulação de tensão da região do microcontrolador.

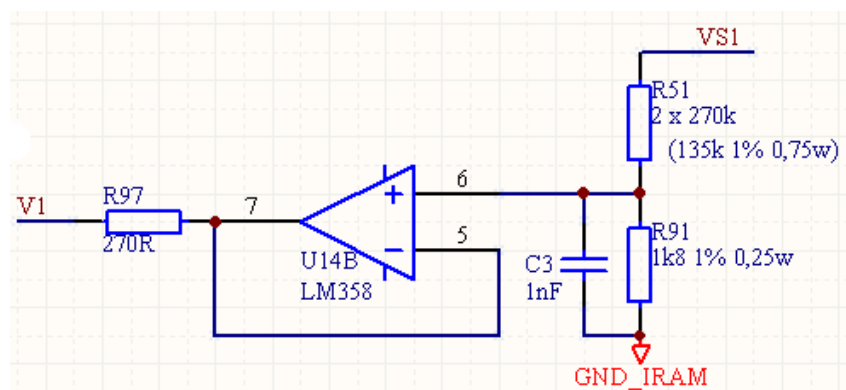


Figura 4.17: Circuito do leitor de tensão.

4.3.9 IRAMXUP60A

O circuito interno da ponte inversora trifásica já foi apresentado no capítulo 3. A figura 4.18 mostra apenas os componentes ligados ao mesmo, necessários para o correto funcionamento da ponte. Os CH1#, CH2# e CH3# são os sinais de controle das chaves superiores do IRAM, enquanto que CL1#, CL2# e CL3# são os sinais de controle das inferiores. A explicação completa do funcionamento do circuito está apresentada adiante neste capítulo. Os capacitores C11, C14 e C13 são os capacitores de *bootstrap*. Os demais capacitores ligados ao inversor são capacitores de desacoplamento, que funcionam como filtros.

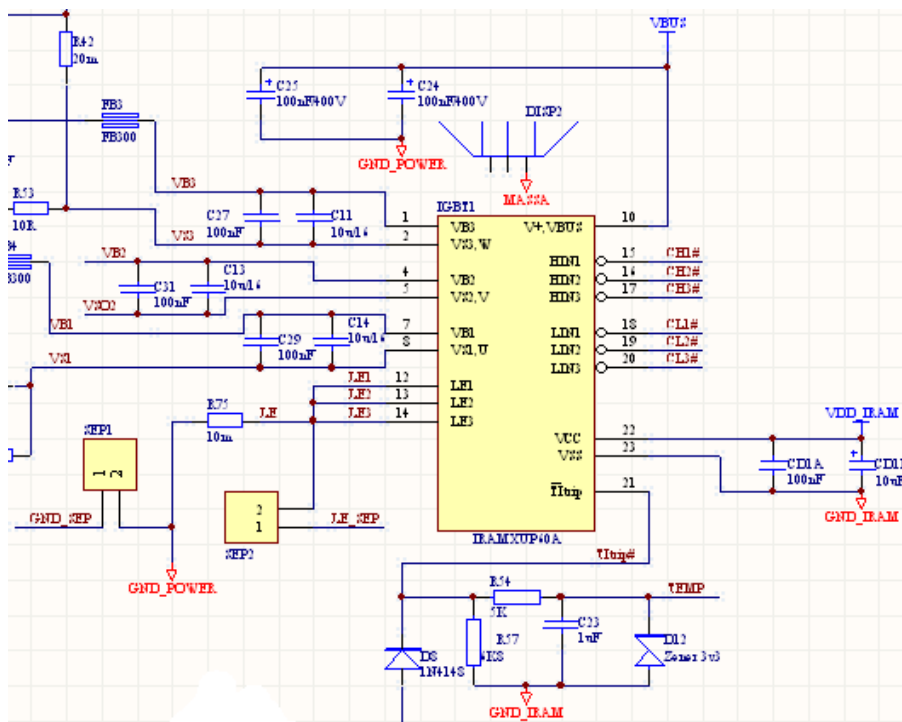


Figura 4.18: Ponte inversora trifásica (IRAMXUP60A) com seus respectivos sinais de controle e circuitos auxiliares.

4.4 Conectores

Vários tipos de conectores foram utilizados no projeto e a escolha dos mesmos foi feita de acordo com a necessidade elétrica e mecânica de cada interface. Dentre os tipos de conectores utilizados, merecem destaque os conectores STLZ, que possuem boas características construtivas mecânicas e elétricas, melhorando a robustez da placa.

Alguns *headers* foram utilizados ao longo da placa, funcionando como *jumpers*, apenas para separar trilhas mais grossas de trilhas mais finas. Os componentes usados para este fim são designados pela palavra “SEP” em seus nomes.

A seguir são apresentados os conectores presentes na placa:

- JP1 - Conector da placa do microcontrolador;
- JP2 - Conector de entrada dos sinais dos sensores;
- JP3 - Conector do potenciômetro 1;
- JP4 - Conector para comunicação SPI e utilização dos sinais de *Chip-select*;
- JP5 - Conector do potenciômetro 2;
- JP6 - Saída dos sinais de ativação do retificador;
- JP7 - Conector com os sinais de controle disponibilizados para uso de outros inversores;
- JP8 - Conector do teclado;
- JP9 - *Jumper* de conexão entre Vs e Vb da fase 1;
- JP10 - Entrada de alimentação da região do microcontrolador;
- JP11 - Entrada de alimentação da região do IRAM;
- JP12 - Conector para o *cooler* 1, utilizado na refrigeração do IRAMX16UP60A;
- JP13 - Entrada de potência do retificador;
- JP14 - Saída das fases do inversor inversor;
- JP15 - Entrada de alimentação da regiões dos sensores. Junto a este conector utiliza-se o CI DCP0105, que é um conversor DC-DC isolado, utilizado para se interligar as referências de tensão da região do micro com a região dos sensores;
- JP16 - *Jumper* de conexão entre VS e VB da fase 2;
- JP17 - *Jumper* de conexão entre VSO e VB da fase 3;
- JP18 - *Jumper* de conexão entre GND_SEP e LE_SEP;
- JP19 - Conector para o *cooler* 2, utilizado na refrigeração do IRAMX16UP60A.

4.5 Operação da placa

Como dito anteriormente, a placa foi projetada para suportar qualquer um destes métodos de acionamento: Sinal de PWM independente para cada fase do inversor, 6 pulsos 120° e 6 pulsos 180° . Os valores máximos para a corrente de saída, a tensão de alimentação, a frequência de chaveamento e a potência do motor são, respectivamente, iguais a $I_o = 8A$, $V_{dc} = 400V$ (tensão máxima do barramento), $f = 10kHz$ e $P_{motor} = 5hp$.

Os sinais de controle são provenientes do microcontrolador. PWM2, PWM4 e PWM6 operam as chaves superiores da ponte inversora, independente do métodos de acionamento utilizado. Para as chaves inferiores há dois grupos de sinais de operação: SS2, SS4 e SS6, utilizados no acionamento via *six-step*, e PWM2, PWM4 e PWM6, utilizados no acionamento via PWM de tensão. O grupo de sinais a ser utilizado é definido pelo sinal MODE, ligado através de um inversor no pino 1 e diretamente no pino 19 de U1 (74HCT244).

Tanto para operação com PWM como em *six-step* o sinal ENALL ligado em U3 deve estar em nível baixo, para que as saídas estejam ativadas. Já em U1, MODE deve estar em nível alto para operação com PWM e em nível baixo para operação com *six-step*.

A operação em *six-step* segue a lógica apresentada no capítulo 1 e funciona de acordo com as tabelas 4.1, 4.2 e 4.3.

Já para o funcionamento com PWM, a fase VS1 é controlado pelo PWM2, VS2 pelo PWM4 e VS3 pelo PWM6, ou seja, a chave superior das fases recebem os sinais PWM2, PWM4 e PWM6, enquanto as chaves inferiores recebem os mesmos sinais, porém invertidos (PWM2#, PWM4# e PWM6#).

Tabela 4.1: Controle da fase VS1 no modo *six-step*.

PWM2	SS2	VS1
0	0	Alta Impedância
1	0	Vbus
0	1	0V

Tabela 4.2: Controle da fase VS2 no modo *six-step*.

PWM4	SS4	VS2
0	0	Alta Impedância
1	0	Vbus
0	1	0V

Tabela 4.3: Controle da fase VS3 no modo *six-step*.

PWM6	SS6	VS3
0	0	Alta Impedância
1	0	Vbus
0	1	0V

Capítulo 5

Resultados

A placa descrita neste trabalho foi implementada de forma simplificada na prática, montando-se apenas os circuitos essenciais para o funcionamento básico da mesma.

Na configuração montada, ligou-se as fases de saída da ponte inversora (IRAM) às fases do motor e o acionamento do IRAM foi feito pelo microcontrolador ARM através dos *buffers* 74HCT541 e 74HCT244. Os sensores *Hall* do motor foram ligados aos seus respectivos conectores da placa inversora e seus sinais lidos através do ARM. O motor utilizado para os testes foi um motor síncrono com ímã permanente no rotor (*brushless DC motor*), fabricado pela Siemens, modelo 1FT5 062, cujos parâmetros são dados pela tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros da máquina utilizada nos testes - Siemens 1FT5 062 OAC01. Extraído de [19]

Modelo do motor	1FT5 062 OAC01
Modelo do taco-gerador	1FU1 050 6HC 200
Velocidade nominal	2000 rpm
Corrente nominal	3,5 A
Torque nominal	2,2 N·m
Tensão nominal	150 V
Número de pólos ($2 \cdot z_p$)	6
Resistência de estator (R_s)	2,4
Indutância de estator (L_s)	12,4 mH
Constante de tensão (k_e)	0,72 V/rad/s
Momento de inércia (J_m)	$4,2 \cdot 10^{-3}$ kg·m ²

Nesta aplicação de teste, os circuitos do A/D, dos leitores de corrente, dos leitores de tensão, dos isoladores e dos *charge pump* não foram montados.

O teste realizado consistiu basicamente na implementação do controle por PWM fixo. O microcontrolador ARM, programado para operar em laço eterno, lê os sinais dos sensores *Hall* e atualiza as saídas da ponte inversora através do chaveamento das fases. O controle de velocidade do motor foi realizado variando-se a tensão de barramento do circuito, pois essa é uma característica desse tipo de motor (*brushless DC*).

O teste foi realizado para um PWM fixo com ciclo de trabalho de 50%, comprovando a funcionalidade do mesmo. As formas de onda obtidas para esta implementação podem ser observadas nas figuras 5.1 e 5.2. Na figura 5.1, é mostrada a forma de onda obtida em uma das fases da máquina, mostrando um ciclo completo. Já na figura 5.2, é mostrada a forma de onda de PWM aplicada à fase quando o PWM da fase está ativo. Para se obter novas formas de controle, pode-se reprogramar o microcontrolador ARM para operar com um PWM fixo com diferentes ciclos de trabalho.

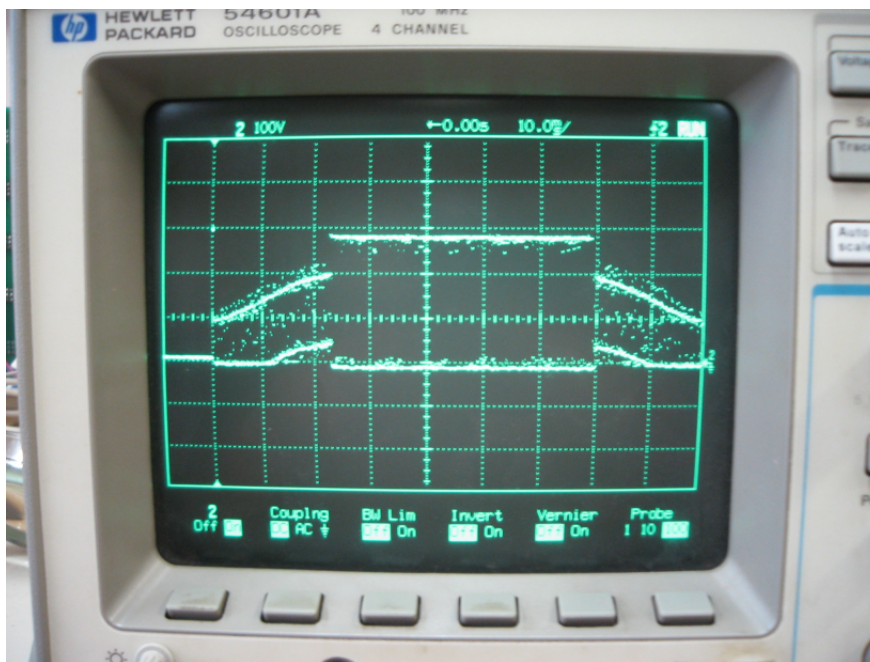


Figura 5.1: Forma de onda observada em uma das fases de saída.

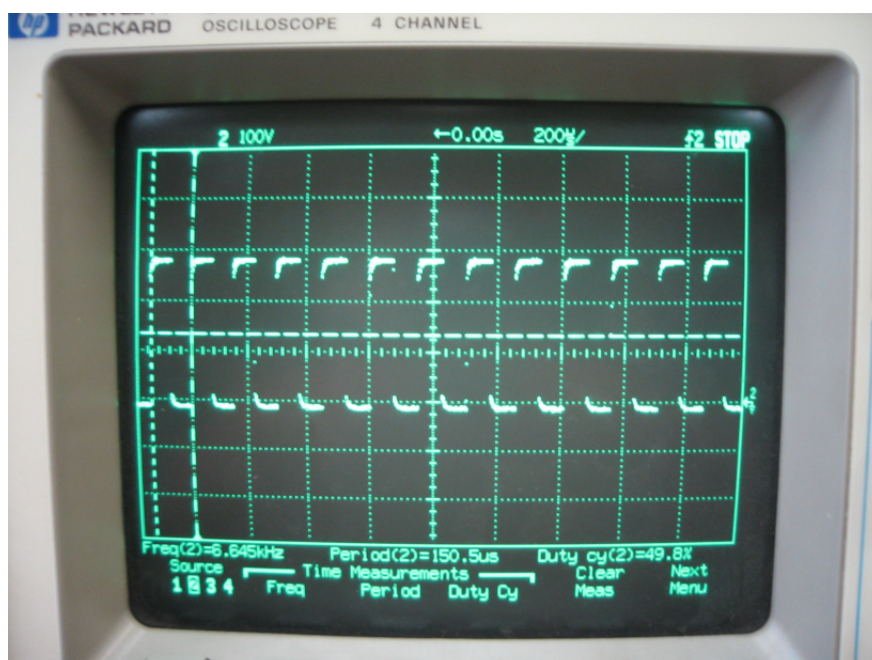


Figura 5.2: Forma de onda do PWM utilizado para o teste.

Capítulo 6

Conclusão

O projeto desenvolvido está alinhado à atual tendência tecnológica de inversores trifásicos, utilizando um módulo de potência integrado como elemento principal. Dentro dessa óptica, substitui-se antigas plataformas grandes e complexas, usualmente usadas no controle de acionamento de máquinas elétricas, por placas menores, mais compactas e simples que, além de serem modulares, agregam novas funcionalidades ao sistema.

O uso do IRAM16UP60A como módulo de potência apresentou uma grande vantagem, principalmente relacionada à redução da quantidade de circuitos externos auxiliares, necessários para o acionamento das chaves de potência. Isso garantiu uma montagem mais compacta, focada na agregação de novas funcionalidades e não no módulo de acionamento em si. Entretanto, com o uso do IRAM, as aplicações ficam limitadas ao controle de motores de baixa potência. Esse problema é contornado graças à disponibilização dos sinais de controle em um conector específico, que possibilita o uso de outros módulos de potência em substituição ao IRAM.

Quanto ao sistema de monitoramento e controle, desempenhado na maioria das vezes por microcontroladores, a plataforma desenvolvida apresenta uma grande vantagem, já que não é dependente de um microcontrolador específico. O microcontrolador a ser utilizado é interfaceado por um conector específico para este fim, não sendo, portanto, um elemento da placa. Esse fato é importante, pois garante um enorme flexibilidade quanto à escolha da arquitetura e funcionalidades do microcontrolador.

Outro aspecto importante do projeto está relacionado à robustez e segurança da placa. Essas características são garantidas pela disponibilização de regiões completa-

mente isoladas, limitando possíveis problemas a uma área específica. Nesse aspecto também se destacam os detalhes construtivos da placa, relacionados à disposição de componentes em módulos compactos, diminuindo a extensão das trilhas necessárias, otimizando o roteamento e limitando a interferência eletromagnética entre os diferentes circuitos, principalmente os de alta potência.

Esse trabalho também abre espaço para outros projetos, principalmente ligados ao estudo e validação de outros módulos de potência (ex.: SCM1106M) e de circuitos controladores/condicionadores de sinais (ex.: MC73110), ambos alinhados ao atual estado da arte de inversores trifásicos.

Referências Bibliográficas

- [1] Rashid, Muhamed H. *Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações*, Makron Books, 1999.
- [2] Ahmed, Ashfaq *Eletrônica de Potência*, Prentice Hall, 2000.
- [3] International Rectifier *Application Note AN-983: IGBT Characteristics*, <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-983.pdf>, acessado em 23 de setembro de 2007.
- [4] International Rectifier *Application Note AN-990: Application Characterization of IGBTs*, <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-990.pdf>, acessado em 23 de setembro de 2007.
- [5] International Rectifier, *IRAMXUP60A - iMotion Series - 16A 600V - Plug N Drive™ Integrated Power Module for Appliance Motor Drive*, <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irams10up60a.pdf>, acessado em 10 de Outubro de 2006.
- [6] PMD - Performance Motion Devices *MC73110 Motor Control IC*, http://www.pmdcorp.com/downloads/MC73110_Motor_Control_Chip_Datasheet.pdf, acessado em 10 de outubro de 2007.
- [7] Allegro Microsystem *High Voltage 3 Phase Motor Driver*, http://www.allegromicro.com/en/Products/Part_Numbers/941100/94115.pdf, acessado em 10 de outubro de 2007.
- [8] International Rectifier, *IRF2175(S) - LINEAR CURRENT SENSING IC - datasheet*, <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2175.pdf>, acessado em 20 de julho de 2007.

- [9] International Rectifier, *Application Note AN978 RevD - HV Floating MOS-Gate Driver ICs*, p.17 e 18, <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>, acessado em 20 de julho de 2007.
- [10] National Semiconductor, *LMC555 CMOS Timer - datasheet*, <http://cache.national.com/ds/LM/LMC555.pdf>, acessado em 20 de julho de 2007.
- [11] Motorola, *AM26LS32 - QUAD EIA-422/3 LINE RECEIVER WITH THREE-STATE OUTPUTS - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/A/M/2/6/AM26LS32.shtml, acessado em 24 de julho de 2007.
- [12] Texas Instruments *10-BIT ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS WITH SERIAL CONTROL AND 11 ANALOG INPUTS - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/T/L/C/1/TLC1543.shtml, acessado em 12 de agosto de 2007.
- [13] Philips *Octal buffer/line driver; 3-state - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/7/4/H/C/74HCT244.shtml, acessado em 20 de maio de 2007.
- [14] Philips *OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/7/4/H/C/74HCT541.shtml, acessado em 20 de maio de 2007.
- [15] Philips *4-bit x 16-word FIFO register - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/7/4/H/C/74HCT40105.shtml, acessado em 10 de agosto de 2007.
- [16] Agilent Technologies *High CMR, High Speed TTL Compatible Optocouplers - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/H/C/P/L/HCPL-0631.shtml, acessado em 20 de novembro de 2007.
- [17] Texas Instruments *3-line to 8-line encoder/demultiplexer - datasheet*, http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/7/4/H/C/74HCT138.shtml, acessado em 15 de outubro de 2006.

- [18] Texas Instruments *Power Logic 8-Bit Shift Register (Rev. A)* - *datasheet*, <http://www.ti.com/lit/gpn/tpic6b595>, acessado em 12 de fevereiro de 2007.
- [19] Monteiro, José Roberto B. de A. *Transformação dq Não Senoidal para Máquinas Síncronas com Ímã Permanente no Rotor*, São Carlos, 2004 - Dissertação (Doutorado). Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

Bibliografia Consultada

- Dewan, S. B., Slemon, G. R. e Straughen, A. *Power Semiconductors Drives*, John Willey & Sons, 1984.
- Furber, Steve *ARM - System-on-chip architecture*, Addison-Weslwy, Second Edition, 2000.