

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS
GERAIS – CAMPUS IV-ARAXÁ
ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

**INVERSOR DE FREQUÊNCIA
MICROCONTROLADO**

DIONATAS ALVES FELISARDO

ARAXÁ
2014

DIONATAS ALVES FELISARDO

**INVERSOR DE FREQUÊNCIA
MICROCONTROLADO**

DISSERTAÇÃO APRESENTADA AO
CURSO DE ENGENHARIA DE
AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL DO CENTRO
FEDERAL DE EDUCAÇÃO
TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS,
COMO REQUISITO PARA OBTENÇÃO
DE TÍTULO DE ENGENHEIRO DE
AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL.

ORIENTADOR: PROFESSOR MESTRE
HEBERT RADISPIEL FILHO

ARAXÁ

2014

AGRADECIMENTOS

AGRADEÇO AOS MEUS PROFESSORES QUE ME DERAM O ALICERCE PARA A ELABORAÇÃO DESTE TRABALHO, AO PROFESSOR MESTRE HEBERT RADISPIEL FILHO PELA ORIENTAÇÃO, A MINHA FAMÍLIA QUE ME APOIOU DURANTE TODO O CURSO E AOS IRMÃOS DE SALA DE AULA QUE AJUDARAM NAS MAIS DIVERSAS SITUAÇÕES PRINCIPALMENTE UTILIZANDO DE PIADAS PARA MOMENTOS INFORTÚNIOS, SEMPRE TIRANDO UM SORRISO NAS HORAS DE DESESPERO.

“O maior inimigo do conhecimento não é ignorância, mas a ilusão do conhecimento.”

Stephen Hawking

RESUMO

Devido ao grande uso de motores de corrente alternada com velocidade fixa e/ou sem controle de velocidade nas indústrias, ocorreu à necessidade de utilizar estes motores com variação de velocidade, pois eles podem ser utilizados em processos que precisam de um controle de velocidade e torque constante. Esta automação ocorreu com o surgimento dos inversores de frequência, que será simulado neste trabalho, sendo retratado um inversor monofásico, onde será elaborado um circuito de potência utilizando retificadores e transistores MOSFETs em uma ponte H. O controle do inversor será através de microcontrolador (arduino), que consiste em chavear os transistores utilizando PWM (Modulação por Largura de Pulsos), em lógica de um controle escalar da saída, mantendo constante a razão entre tensão e frequência. O trabalho será teorizado, demonstrando o funcionamento do inversor sob carga de um motor AC, bem como, os aspectos construtivos e a discussão dos resultados obtidos. Os resultados de simulação são apresentados ao final com conclusões e por ultimo indicações para futuros trabalhos.

Palavras-chave: motor monofásico, retificador CA/CC, ponte H, arduino, inversor de frequência, PWM, microcontrolador.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Motor de indução monofásico	16
Figura 2 - Campo induzido	17
Figura 3 - Motor monofásico com capacitor de partida	18
Figura 4 - Corrente do rotor atrasada em relação ao fluxo e tensão	20
Figura 5 - Diagrama inversor monofásico.....	23
Figura 6 - Diagrama do retificador de onda completa em ponte.....	24
Figura 7 - Retificador em ponte com filtro.....	26
Figura 8 - Mosfet (a) Esquema elétrico (b) Foto do componente (IRHM7450).....	27
Figura 9 - Esquema de montagem da Ponte H	27
Figura 10 - Circuito de potência (Proteus®)	28
Figura 11 - Arduino Mega 2560 R3	30
Figura 12 – Optoacoplador (H11D1)	31
Figura 13 - Onda de referência (senóide) e onda portadora (triangular)	32
Figura 14 - Primeira etapa.....	33
Figura 15 - Segunda etapa.....	34
Figura 16 - Fluxograma para modulação do microcontrolador (programa no apêndice).....	37
Figura 17 - Lógica de funcionamento do SPWM bipolar	38
Figura 18 - Circuito de controle (Proteus®)	39
Figura 19 - Esquema de interação entre os circuitos	41
Figura 20 - Inversor microcontrolado.....	42
Figura 21 - Onda triangular (V_{tri}) frequência fixa (31kHz).....	43
Figura 22 - Onda senoidal (V_{ref}) frequência variável (0 à 60Hz).....	43
Figura 23 - V_{tri} e V_{ref} sobrepostas.....	43
Figura 24 - Saídas PWM S_1 - S_4 (a) e S_2 - S_3 (b)	44
Figura 25 – PWM S_1 S_4 (a) e alimentação do motor (b)	45

Lista de Gráficos

Gráfico 1 - Tensão e frequência fornecida pelo inversor	21
Gráfico 2 - Torque do motor	21
Gráfico 3 - Curva de potência do motor.....	22

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Comparação entre rendimento e fator de potencia de motores monofásicos e trifásicos para a mesma faixa de potencia	18
Tabela 2 - Tabela de parâmetros de variação de velocidade.....	19
Tabela 3 - Registros para mudar forma de onda da saída PWM	35
Tabela 4 - Registros utilizados para mudança do <i>prescaler</i>	35

Lista de Equações

Equação 1 - Velocidade de rotação do rotor	19
Equação 2 - Torque do motor.....	20
Equação 3 - Fluxo magnético.....	20
Equação 4 - Tensão de pico saída.....	24
Equação 6 - Tensão na carga	25

ABREVIATURAS E SIGLAS

CC – Corrente Contínua

CA – Corrente Alternada

FMM – Força Magneto Motriz

Hz – Hertz

Φ – Fase

RMS – Root Mean Square

AVG - Average

MOSFET – Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor

G – Gate

D – Drain

S – Source

S_x – Transistores

pF – pico Faraday

PWM – Pulse With Modulation

SPWM – Sinusoidal Pulse With Modulation

D_x – Diodo

V_{ref} - Tensão de Referência

V_{tri} - Tensão da Portadora

LISTA DE SÍMBOLOS

n – Rotação

f – Frequência

s – Escorregamento

p – número de polos

T – Torque

K_x – Constantes do material do motor

Φ_m – Fluxo magnético

I_r - Corrente rotórica

V_1 – Tensão estatórica

V_{rede} – Tensão da rede

V_{pico} – Tensão de pico

V_{RMS} – Tensão em RMS de corrente alternada

V_{AVG} – Tensão média na carga

π – Constante PI

SUMÁRIO

1	Introdução	12
2	Aspectos construtivos e funcionais do inversor de frequência	14
3	Circuitos de potência do inversor	23
3.1	Retificador de tensão	24
3.2	Filtro CC.....	25
3.3	Transistores	26
3.4	Esquema do bloco de potência.....	28
4	Controle e programação	30
4.1	Microcontrolador e <i>gatedriver</i>	30
4.2	Programação do microcontrolador.....	31
4.2.1	SPWM	33
4.2.2	Programação do SPWM no Arduino®	34
4.3	Projeto do circuito de controle	38
5	Simulação e resultados	40
6	Conclusões.....	46
	Referências	48
	Apêndice	50
	Anexos	52
Anexo 1:	Dados do motor	52
Anexo 2:	Folha de dados Mosfet	53
Anexo 3:	Folha de dados Optoacoplador.....	56

1 Introdução

Atualmente é possível falar que não há progresso sem o uso de motores elétricos, estes são responsáveis pela maior parte do consumo de energia em nosso planeta, devido a sua grande aplicabilidade, estes motores podem ser de corrente contínua (CC) ou alternada (CA).

“Os motores de corrente alternada vem sendo empregados em diversas aplicações onde se utilizava os CC, tais como, bombas de vazão, transportadores de correia, compressores, etc.” (WEG, 2013) Isto se deve ao fato dos motores CC possuírem um melhor controle da velocidade e do torque, fato que não ocorre no outro, porém, com o avanço da eletrônica de potência é possível realizar o controle da velocidade e do torque em motores CA.

O inversor surgiu não só para controlar a velocidade do motor CA, mas também para auxiliar no aumento da vida útil deste, pois os variadores mecânicos e hidráulicos deixava o motor sempre trabalhando com tensão, corrente e frequência próxima das nominais, como consequência a vida útil do motor é a estipulada pelo fabricante.

O inversor, ou conversor é conhecido na eletrônica de potência como responsável por converter níveis de tensão, corrente e frequência utilizando interruptores eletrônicos (adaptado de WEG, 2013). Estes circuitos operam por condução e bloqueio, utilizando uma modulação e topologia a ser empregada.

Visando aperfeiçoar o controle de velocidade nos motores de CA, propõe-se sua automatização utilizando o inversor, que irá variar a frequência de entrada no motor, assumindo valores entre zero e sessenta Hertz (Hz). Isto proporcionará uma maior flexibilidade e confiabilidade no controle da velocidade, bem como redução do custo de cabos de potência para ligação do motor ocasionado pela redução dos picos de corrente na partida do motor.

O presente trabalho tem como objetivo principal o controle da velocidade do motor CA com a aplicação de um inversor CA/CA com vistas a otimizar a economia de energia e o desempenho dos equipamentos. Para isso simularemos um retificador CA/CC e uma ponte CC/CA em topologia H, utilizando um microcontrolador para controlar a frequência de saída, assim poderemos avaliar os resultados quanto à economia e qualidade de energia fornecida para o motor, bem como a melhora em seu desempenho.

O texto será dividido em seis capítulos, após a introdução será apresentado o inversor de frequência capítulo dois, onde serão abordados os grupos e suas topologias.

A construção dos circuitos de potência será tema do terceiro capítulo, onde explicaremos o funcionamento do retificador, a ponte em topologia H e o esquema final.

No capítulo quatro será abordado o controle do inversor, mostrando o microcontrolador utilizado, seus *drivers*, a programação e o projeto de controle.

Posteriormente será demonstrado a simulação e os resultados no capítulo cinco e desta forma partiremos para as conclusões sobre o trabalho.

2 Aspectos construtivos e funcionais do inversor de frequência

Neste capítulo serão apresentadas as principais características do inversor ou conversor monofásico (1ϕ), demonstrando os seus grupos, suas topologias.

Ele é responsável por converter uma tensão ou corrente contínua para alternada em sua saída, ele emprega uma frequência fixa ou variável, porém, nas aplicações industriais o que é mais utilizado é o variável.

De acordo com Franchi, 2008 e WEG, 2013 os inversores são divididos em dois grupos: inversores de tensão e inversores de corrente. Os conversores de corrente podem possuir uma fonte de corrente CA retificada, uma fonte CC ou um indutor de alto valor que caracterize este efeito. Analogamente os conversores tensão possuem como entrada uma fonte CA retificada, uma fonte CC ou um capacitor de valor elevado para substituir a fonte, o presente trabalho abordará o conversor de tensão.

Segundo Franchi, 2008 as topologias que são empregadas em redes monofásicas são: push-pull, em meia ponte e ponte completa. A estrutura em ponte completa é a mais utilizada para potências elevadas e será demonstrado no decorrer do texto.

Existem dois tipos de inversores: o inversor vetorial e o escalar.

O tipo vetorial possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle do torque e da velocidade do motor. O controle decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e outro que produz torque, regulando separadamente o torque e o fluxo. O controle vetorial pode ser realizado em malha aberta ou em malha fechada.

Malha aberta (*Sensorless*) – mais simples que o controle com sensor, porém, apresenta limitações de torque principalmente em baixíssimas rotações. Em

velocidades maiores e praticamente tão bom quanto o controle vetorial com realimentação.

Com sensor de velocidade (malha fechada) – requer a instalação de um sensor de velocidade (por exemplo, um *encoder* incremental) no motor. Este tipo de controle permite a maior precisão possível no controle da velocidade e do torque, inclusive em rotação zero.

De acordo com Clodoaldo (2009) controle escalar baseia-se no conceito original do inversor de frequência: o controle escalar consiste em controlar a tensão e a frequência, de forma ter razão V/f fixa, controlando fluxo magnético do motor, garantindo potência fixa, ou seja, o motor trabalha com fluxo aproximadamente constante. É aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade. O controle é realizado em malha aberta e a precisão da velocidade e função do escorregamento do motor, que varia em função da carga, já que a frequência no estator é imposta. Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, alguns inversores possuem funções especiais como a compensação de escorregamento (que atenua a variação da velocidade em função da carga) e o boost de tensão (aumento da relação V/f para compensar o efeito da queda de tensão na resistência estática), de maneira que a capacidade de torque do motor seja mantida. O controle escalar é o mais utilizado devido a sua simplicidade e devido ao fato de que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade.

As principais diferenças entre os dois tipos de controle são que o controle vetorial admite a representação das grandezas elétricas instantâneas por vetores, baseando-se nas equações espaciais dinâmicas da máquina, com as grandezas referidas ao fluxo enlaçado pelo rotor, ou seja, o motor de indução é visto pelo controle vetorial como um motor de corrente contínua, havendo regulação independente para torque e fluxo. Já o controle escalar só considera as amplitudes das grandezas elétricas instantâneas (fluxos, correntes e tensões), referindo-as ao estator, e seu equacionamento baseia-se no circuito equivalente do motor, ou seja, são equações de regime permanente.

O motor que é empregado é o monofásico com capacitor de partida de 0,25HP, estes motores segundo Vincent Del Toro (2010 – 2ª. Ed.), é possível dizer que “na sua forma pura e simples, o Motor de Indução Monofásico consiste em um enrolamento de estator distribuído e um rotor de gaiola. A tensão CA de alimentação é aplicada ao enrolamento de estator, que por sua vez cria uma distribuição de campo. Visto que há uma única bobina na qual circula a corrente alternada, o raciocínio mostra que o fluxo no entreferro é caracterizado por ser fixo no espaço e de módulo variável”. A figura 1 ilustra um motor de indução monofásico.

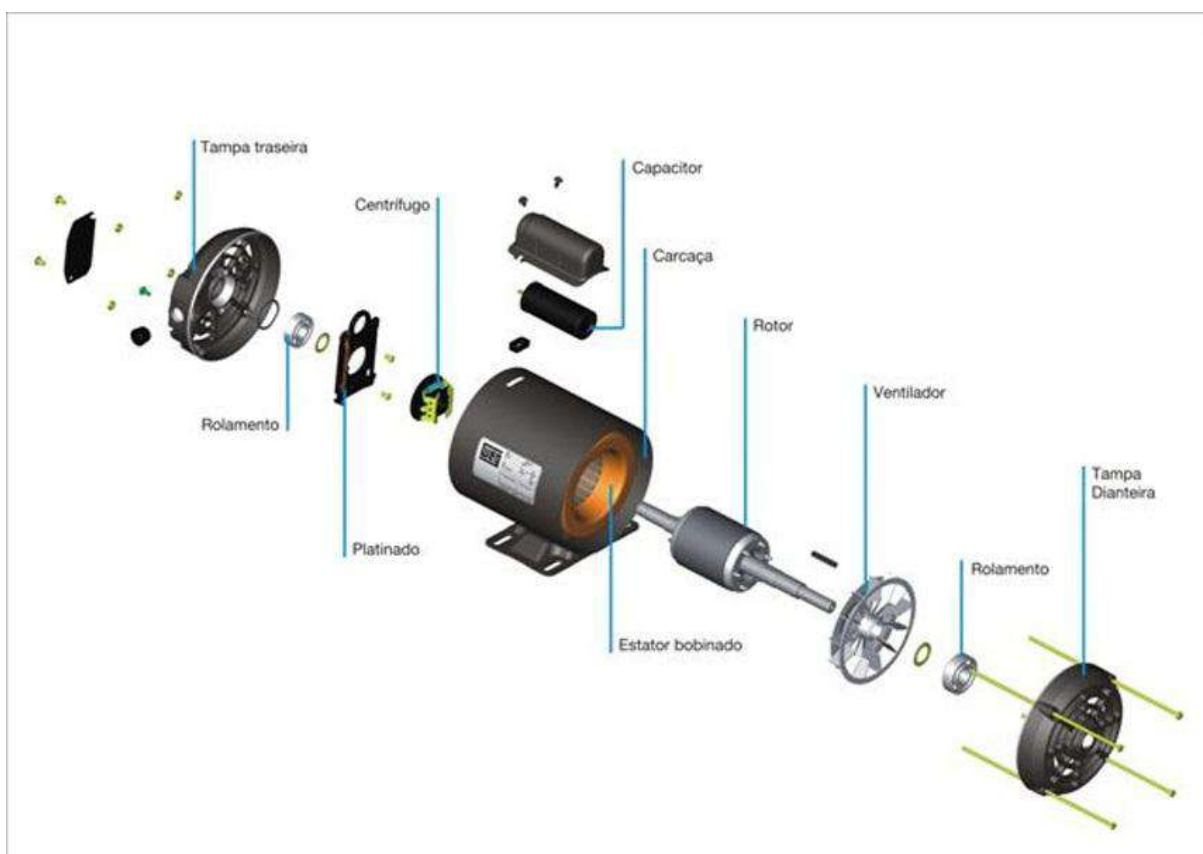


Figura 1 - Motor de indução monofásico

Fonte: <http://www.weg.net>

Para Kosow (1982) quando temos o caso do rotor estar parado, uma tensão é induzida no rotor tendo uma distribuição que permita que a força magneto motriz (FMM) do rotor se oponha ao fluxo variável, o que corresponde à circulação da corrente no rotor como indicado na figura 2.



Figura 2 - Campo induzido

Fonte: *Fundamentos de Máquinas Elétricas – DEL TORO, Vicent – Editora Prentice-Hall do Brasil*

Tem-se então que o ângulo entre a densidade de corrente e a densidade de fluxo é um ângulo reto, que resultará em $T = 0$ e o motor não pode dar partida. Entretanto, se o rotor é colocado em movimento, a defasagem entre campo e corrente deixa de ser um ângulo reto e aparece um torque diferente de zero no sentido do movimento levando o rotor à velocidade normal.

Faz-se necessário então modificar o motor de indução monofásico para que ele se aproxime das condições de um motor trifásico. Isso é feito transformando-o num motor onde as bobinas possuem eixos defasados por um valor próximo de 90° elétricos e onde as correntes que circulam nas bobinas estejam também defasadas de aproximadamente 90° elétricos e possuam módulos que resultem em FMMs iguais. Isso é conseguido introduzindo-se um enrolamento auxiliar com eixo em quadratura ao eixo do enrolamento principal. Em um motor com fase auxiliar com capacitores de partida, um capacitor é colocado no circuito do enrolamento auxiliar para se obter uma defasagem próxima de 90° entre as correntes do enrolamento principal e auxiliar levando ao aparecimento de um torque de partida diferente de zero conforme mostra a figura 3. Após a partida, o enrolamento auxiliar é desligado quando a velocidade do motor ultrapassa 75% da velocidade síncrona.

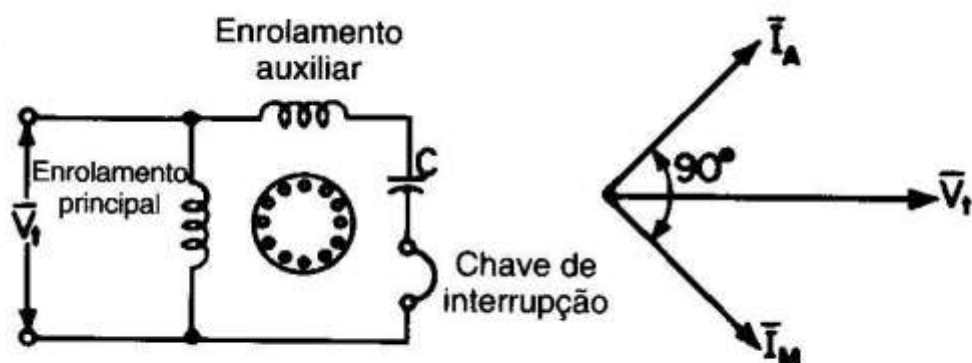


Figura 3 - Motor monofásico com capacitor de partida

Fonte: *Fundamentos de Máquinas Elétricas – DEL TORO, Vicent – Editora Prentice-Hall do Brasil*

Segundo Neves (O motor monofásico possui como vantagem a sua ligação em instalações de baixa potência (casas, escritórios e áreas rurais), mas ele possui uma série de desvantagens como: partida com ajuda de circuito auxiliar, maior volume, peso e custo, manutenção mais elaborada devido há existência de um circuito auxiliar, possuem menor conjugado de partida e apresenta baixo rendimento e fator de potência. A tabela 1 mostra um comparativo dos motores monofásicos e trifásicos.

Faixa de potência (CV)	η (rendimento)		Fator de potência	
	Monofásico	Trifásico	Monofásico	Trifásico
1/6 – 1,0	0,50 – 0,65	0,59 – 0,74	0,50 – 0,65	0,58 – 0,70
1,5 – 10,0	0,67 – 0,76	0,74 – 0,78	0,68 – 0,80	0,75 – 0,85

Tabela 1 - Comparação entre rendimento e fator de potência de motores monofásicos e trifásicos para a mesma faixa de potência

Fonte: *O motor elétrico rural - Companhia Energética de São Paulo, 1980*

Para Kosow (1982) a variação de velocidade dada por inversor possui uma relação entre a rotação, com a frequência de alimentação, o número de polos e o escorregamento obedecem a seguinte equação:

$$n = \frac{120 \cdot f \cdot (1 - s)}{p}$$

Equação 1 - Velocidade de rotação do rotor

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – KOSOW, Irving L.. – Editora Globo*

Por esta fórmula podemos modificar três parâmetros para variar a velocidade do motor de indução conforme mostra a tabela a seguir.

Variação da velocidade	
Parâmetro de variação de velocidade	Característica de aplicação
Número de polos (p)	Variação discreta
	Sobredimensionamento da carcaça
Escorregamento (s)	Variação contínua
	Perdas rotóricas
	Faixa de variação pequena
Frequência da tensão estatórica (f)	Variação contínua
	Uso de INVERSORES DE FREQUENCIA!

Tabela 2 - Tabela de parâmetros de variação de velocidade

Fonte: <http://www.weg.net>

A partir da análise da equação em conjunto com a tabela podemos verificar que a variação do número de polos do motor altera sua velocidade, como exemplo um ventilador de uso doméstico que possui geralmente três níveis de velocidade. Caso a variação seja dada mudando o escorregamento do motor este deverá ter uma variação na carga, porém a maior parte dos motores funcionam com uma carga constante. Assim podemos dizer que a forma mais simplificada para variar a velocidade do motor de indução é utilizando um inversor de frequência (os outros parâmetros necessitam de mudanças nos aspectos construtivos do motor), assim o inversor atua como uma fonte de frequência variável, transformando a tensão da rede que é de amplitude e frequência constante em valores variáveis, fazendo com que o motor varie a velocidade do campo girante que altera a velocidade mecânica de rotação. O torque eletromagnético obedece a seguinte equação.

$$T = K_1 \cdot \phi_m \cdot I_r \cdot \cos\theta_r$$

Equação 2 - Torque do motor

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – KOSOW, Irving L.. – Editora Globo*

De acordo com (Kosow, 1982), a necessidade dos termos $I_r \cdot \cos\theta_r$ emerge devido as tensões induzidas nos condutores do rotor estão em fase com o campo magnético do estator e as correntes presentes no condutor do rotor não está com a mesma fase como mostra a figura 4.

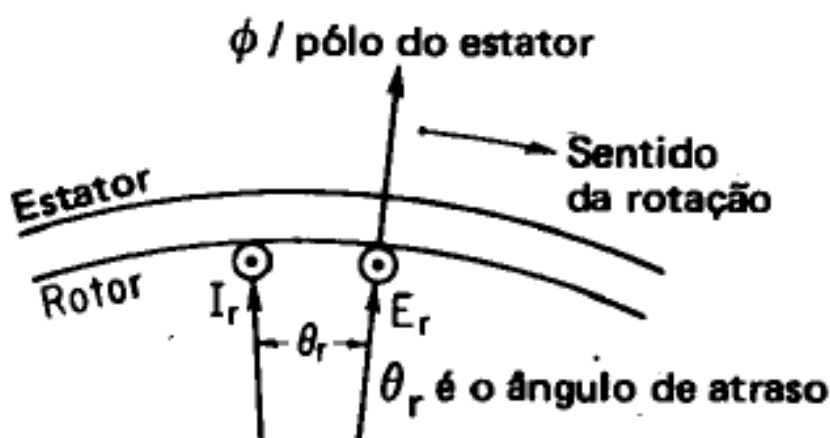


Figura 4 - Corrente do rotor atrasada em relação ao fluxo e tensão

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – KOSOW, Irving L.. – Editora Globo*

E o fluxo magnetizante, desprezando as quedas de tensão ocasionada pela resistência e pela reatância dos enrolamentos, tem-se:

$$\phi_m = k_2 \cdot \frac{V_1}{f}$$

Equação 3 - Fluxo magnético

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – KOSOW, Irving L.. – Editora Globo*

Admitindo que a carga seja constante (corrente constante), entende-se, que variando a amplitude e a frequência de alimentação, o fluxo e o torque permanecem constantes. Fazendo com que o motor forneça um ajuste contínuo de velocidade e conjugado em relação à carga (WEG, 2005).

Representando graficamente as equações podemos verificar no gráfico 1.

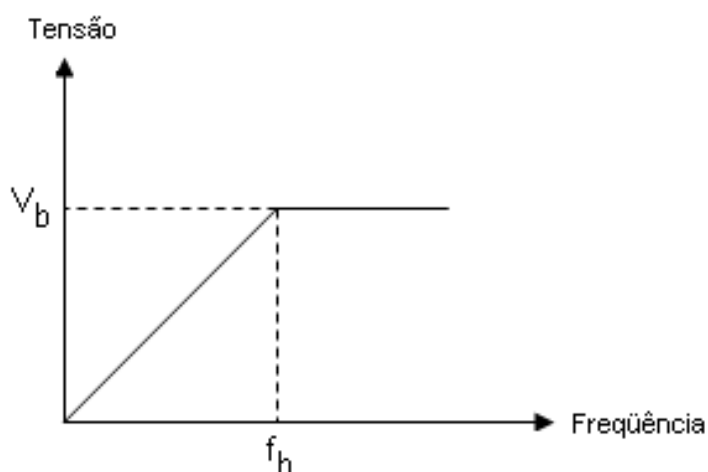


Gráfico 1 - Tensão e frequência fornecida pelo inversor

Fonte: <http://www.weg.net>

A variação da relação entre tensão e frequência é linear até os valores nominais do motor, acima destes valores a tensão permanece constante havendo somente variação na frequência. Acima da frequência nominal ocorrerá um enfraquecimento do fluxo, causando uma redução no torque. A curva característica do torque x velocidade em motor alimentado por inversor é representado pelo gráfico.

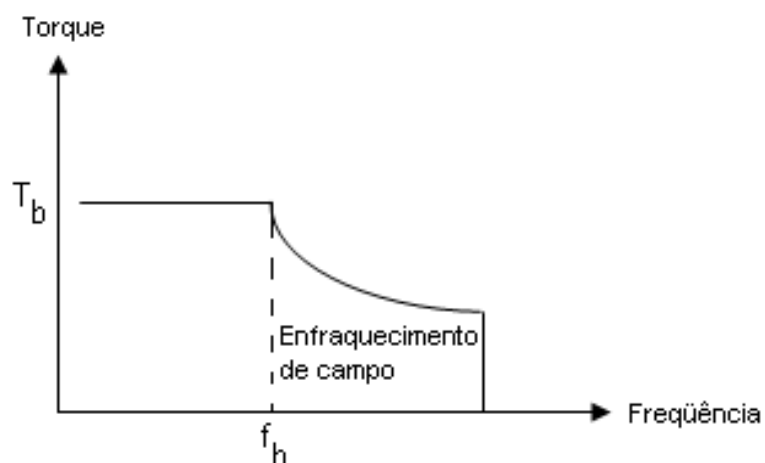


Gráfico 2 - Torque do motor

Fonte: <http://www.weg.net>

Portanto o torque permanece constante até a frequência de base e vai reduzindo acima desta. Com isso a potência útil cresce linearmente até a frequência de base e fica constante acima dela, como é mostrado no gráfico abaixo.

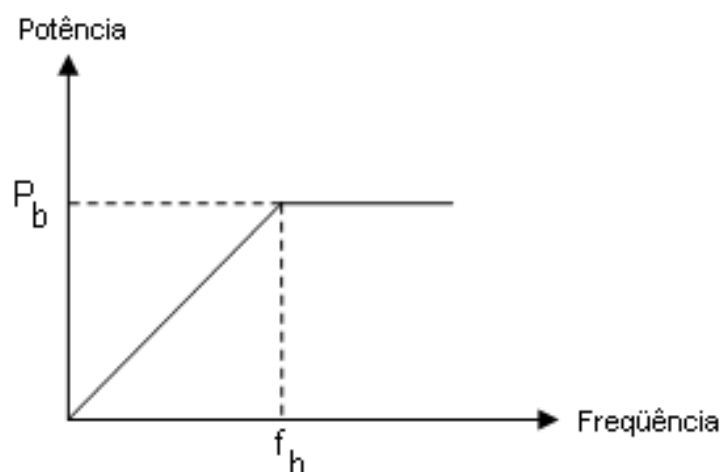


Gráfico 3 - Curva de potência do motor

Fonte: <http://www.weg.net>

Assim neste capítulo vimos qual a funcionalidade do inversor, suas etapas de funcionamento, as características e os tipos de inversores disponíveis no mercado. Foi mostrado como um motor de indução se comporta quando alimentado por inversor. O inversor do tipo escalar de ponte completa será discutido ao decorrer dos outros capítulos, onde mostraremos o funcionamento da sua parte de potência e de controle.

3 Circuitos de potência do inversor

Os inversores são equipamentos empregados para alimentação de motores de baixa tensão onde há necessidade de variação da velocidade, operando assim como uma interface entre a rede e o motor (WEG, 2005).

O processo de obtenção de tensão e frequência desejadas passa por três estágios: Retificador que é composto por uma ponte de diodos que retifica o sinal alternado de tensão e frequência constantes.

O filtro CC é responsável pelo alisamento/regulação da tensão retificada com armazenamento de energia por meio de um banco de capacitores.

Os transistores realizarão a inversão da tensão contínua num sinal alternado, com tensão e frequência variáveis.

A figura 5 mostra as etapas descritas.

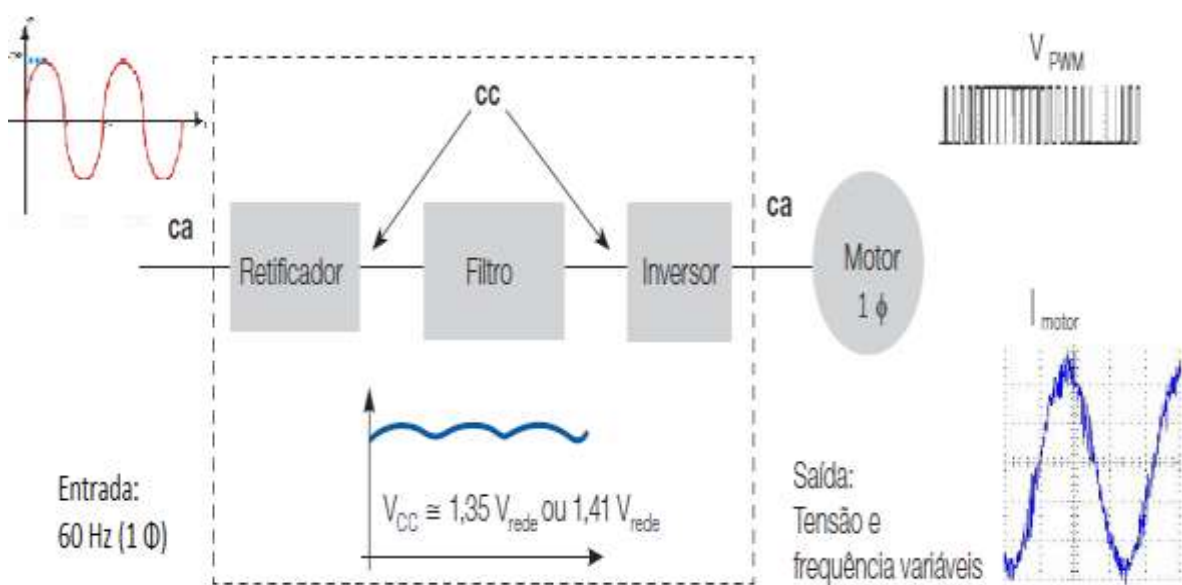


Figura 5 - Diagrama inversor monofásico

3.1 Retificador de tensão

De acordo com Ahmed (2000) “a retificação é o processo de converter tensão e corrente alternada em contínua.”

O retificador não controlado usa apenas diodos como elementos de retificação. A tensão de saída é determinada pela entrada em CA e seu valor é maior que a tensão de entrada, como é demonstrada a seguir.

$$V_{pico} = V_{RMS} \cdot \sqrt{2}$$

Equação 4 - Tensão de pico saída

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – BARBI, Ivo – Edição do autor*

A retificação de onda completa é obtida por um retificador em ponte, seguindo o seguinte esquema mostrado na figura 6.

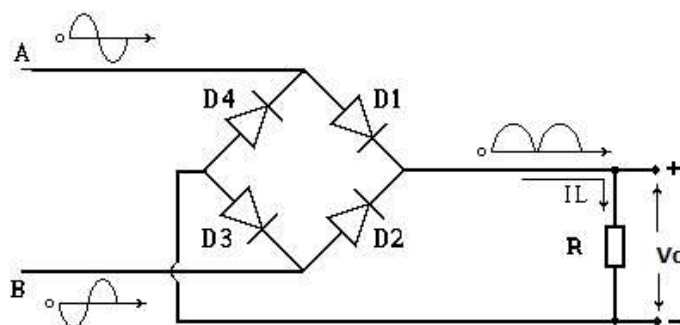


Figura 6 - Diagrama do retificador de onda completa em ponte

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – BARBI, Ivo – Edição do autor*

Este retificador utiliza quatro diodos.

De acordo com BARBI e MARTINS (2001) o seu funcionamento quando temos o semiciclo positivo em A os diodos D1 e D3 estarão diretamente polarizados, fazendo que o fluxo de corrente passe por D1, chegando até a resistência R e em seguida passa por D3 e retorna a fonte.

Agora quando há um semiciclo negativo em A (positivo em B) os diodos que conduzem são D2 e D4, levando o fluxo passando por D2 até R e saindo em D4. Assim o valor da tensão CC na carga é dado por.

$$V_{avg} = V_{pico} \cdot \frac{2}{\pi}$$

Equação 5 - Tensão na carga

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – BARBI, Ivo – Edição do autor*

Entretanto como visto na figura 6 a saída da ponte de diodos não possui características de uma fonte CC, pois a ponte de diodos realiza a inversão da senóide negativa em positiva. Este “alisamento” desta forma de onda será abordado no próximo tópico.

3.2 Filtro CC

Este filtro tem como funcionalidade o alisamento da tensão retificada com armazenamento de energia por meio de capacitores.

Para SILVA (2012) as saídas dos retificadores são contínuas, porém pulsadas. Esse tipo de saída não tem funcionalidade para os equipamentos que exigem uma tensão constante. Por este motivo é adicionado um filtro a saída do retificador para converte o sinal pulsado em constante.

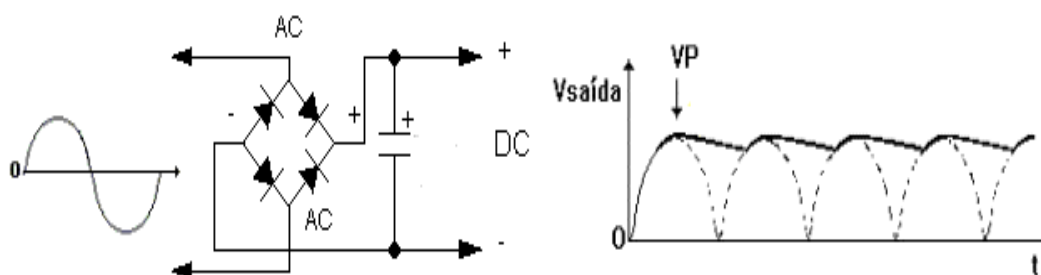


Figura 7 - Retificador em ponte com filtro

Fonte: *Máquinas Elétricas e Transformadores – BARBI, Ivo – Edição do autor*

Assim com a adição de um filtro capacitivo a saída do retificador, a tensão não possui mais a característica ondular tornando-se constante.

3.3 Inversão

Este estágio é o responsável por realizar a inversão da tensão contínua em um sinal alternado, com tensão e frequência variáveis.

Para Malvino (1997) os transistores que realizam esta conversão, eles são dispositivos semicondutores que pode controlar a tensão, sendo utilizado para chaveamento e amplificação de sinal, entende-se por amplificar o sinal, o procedimento de tornar um sinal de baixa potência em maior potência. Como aplicado no inversor onde, o sinal enviado pelo microcontrolador chega a porta (*gate*) do transistor, deixando o mesmo conduzir até o motor um sinal de maior potência fazendo com que o motor realize trabalho.

O transistor abordado é o *Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor* – Transistor de Efeito de Campo formado por Metal, Oxido e Silício (MOSFET).

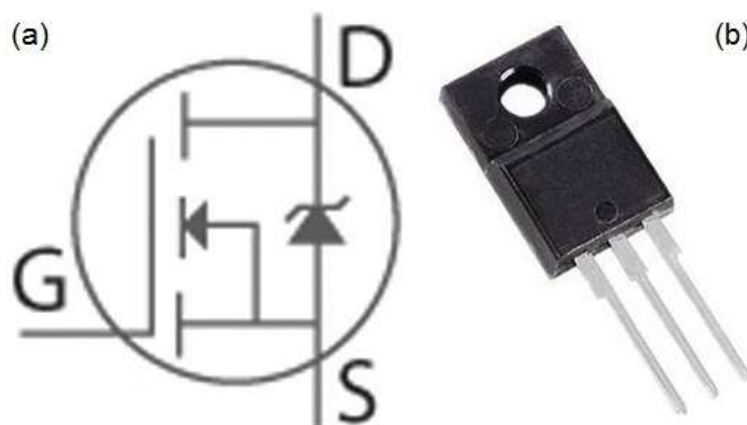


Figura 8 - Mosfet (a) Esquema elétrico (b) Foto do componente (IRHM7450)

Fonte: Folha de dados IRHM7450 – Adaptado pelo autor

O componente irá conduzir quando chega tensão na base ou *gate* (G), isso irá gerar um campo elétrico no óxido metálico, sendo ele o responsável por fazer a condução, a corrente passará do coletor ou *drain* (D) para o emissor ou *source* (S).

Usaremos os transistores para elaborar uma ponte H, que é um circuito eletrônico que permite que um microcontrolador forneça a corrente e a tensão necessária para o funcionamento do motor CA. O nome ponte H é dado pela forma que o circuito assume quando montado (PATSKO, 2006).

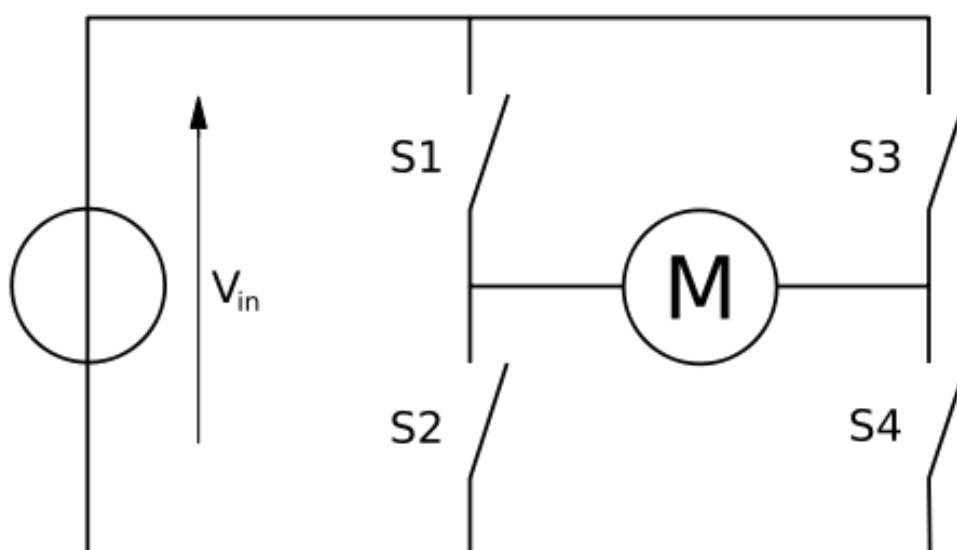


Figura 9 - Esquema de montagem da Ponte H

Fonte: Máquinas Elétricas e Transformadores – FRANCHI, Claiton M. – Editora Érica

A figura 9 mostra a forma em H do sistema, os transistores são representados por S1, S2, S3 e S4 é que irão conduzir a alternando os seus estados.

Este circuito de potência é de grande importância, pois ele que fornecerá a tensão e corrente necessária para o funcionamento do motor.

3.4 Esquema do bloco de potência

Após vermos como é o funcionamento de cada etapa do circuito de potência de um inversor de frequência, será mostrado o esquema final na figura 10.

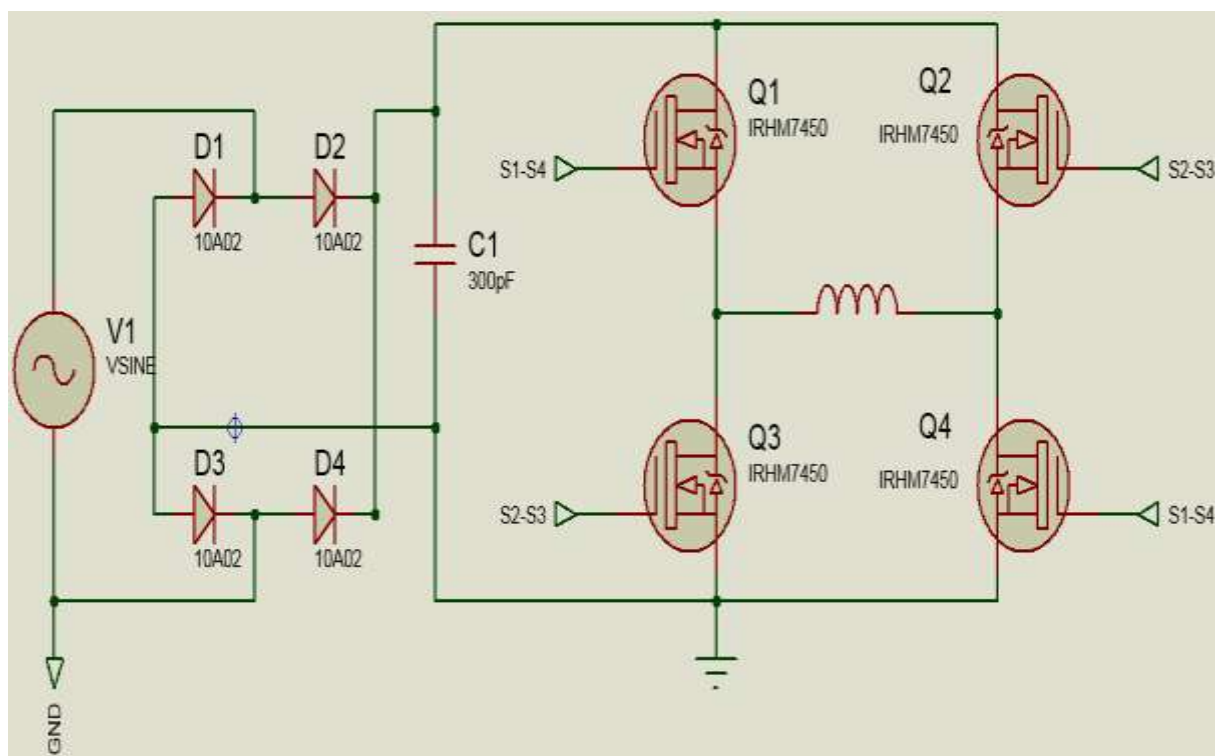


Figura 10 - Circuito de potência (Proteus®)

Fonte: Própria do autor

Neste circuito foi utilizado uma fonte de tensão monofásica senoidal com frequência de 60Hz (simulando o fornecimento da concessionária de energia). Para retificar a tensão em CA empregaram-se quatro diodos (10A02) para formar um retificador de

onda completa em ponte. Um capacitor de 300pF é o responsável por tornar a tensão com uma menor variação.

O circuito que irá realizar a conversão de CC para CA está representado pelos transistores MOSFET IRHM7450 eles receberão os pulsos do microcontrolador para permitirem a passagem de tensão para o motor, tornando possível que o motor tenha um torque constante até frequência nominal do mesmo.

4 Controle e programação

Nesta parte será abordado qual será o microcontrolador utilizado o *gatedriver* que é utilizado para enviar os pulsos para os transistores e qual a estratégia a ser utilizada para realizar a modulação dos *gatedrivers*.

4.1 Microcontrolador e *gatedriver*

O microcontrolador utilizado é um ATmega2560, que esta na placa de controle do Arduino® Mega 2560 r3, ele possui uma conexão *Universal Serial Bus* (USB), um oscilador de cristal de 16MHz, 54 pinos digitais de entrada/saída (onde 14 podem ser utilizados como saídas *Pulse With Modulation* (PWM)) e 16 entradas analógicas ([WWW.arduino.cc](http://www.arduino.cc)).

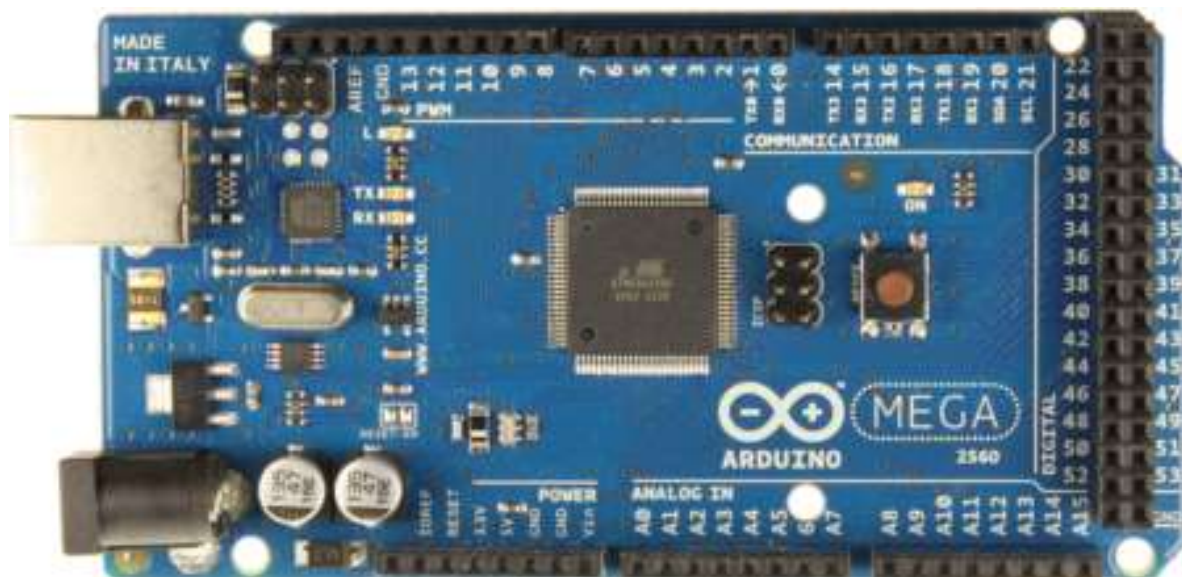


Figura 11 - Arduino Mega 2560 R3

Fonte: <http://arduino.cc>

Foi escolhido esta placa devido ao fato dela já possuir seu próprio software para programação do microcontrolador e possui sua placa de circuito disponível para simulação no software Proteus®.

O *gatedriver* utilizado no trabalho foi um optoacoplador que é um componente eletrônico largamente utilizado onde se deseja um isolamento entre o sinal de entrada e o de saída. Ele é mostrado na figura 12.

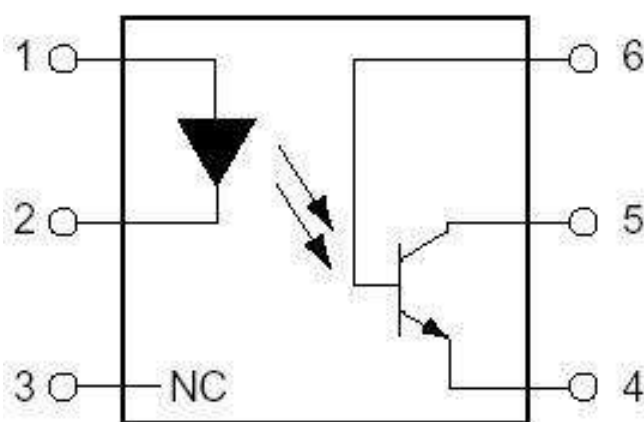


Figura 12 – Optoacoplador (H11D1)

Fonte: *Folha de dados H11D1*

O optoacoplador mostrado acima possui um diodo emissor de luz (LED) presente (pinos 1 e 2) e do fototransistor (pinos 5 e 4).

Assim o LED receberá a modulação enviada pelo microcontrolador e fará com que o fototransistor conduza a modulação para um nível mais alto para chegar até o transistor de potência.

O componente demonstrado é utilizado para isolar o microcontrolador do circuito de potência.

4.2 Programação do microcontrolador

Esta parte é dedicada no que tange a programação do microcontrolador, desde aspectos das bibliotecas utilizadas, pré-configurações presentes no Arduino e a sua saída.

Como já citado anteriormente utilizamos o software proprietário do Arduino e após uma pesquisa sobre PWM que é descrito a seguir.

“Para obter um sinal de baixa frequência é possível através de uma modulação em alta frequência, é possível obter este tipo de modulação ao comparar uma frequência de referência, com um sinal triangular simétrico cuja frequência determine a frequência de modulação” (POMILIO, 2013).

A frequência de onda portadora (triangular V_{tri}), deve ser no mínimo vinte vezes superior a frequência de referência (V_{ref}), para se obter uma forma de onda aceitável sobre a carga.

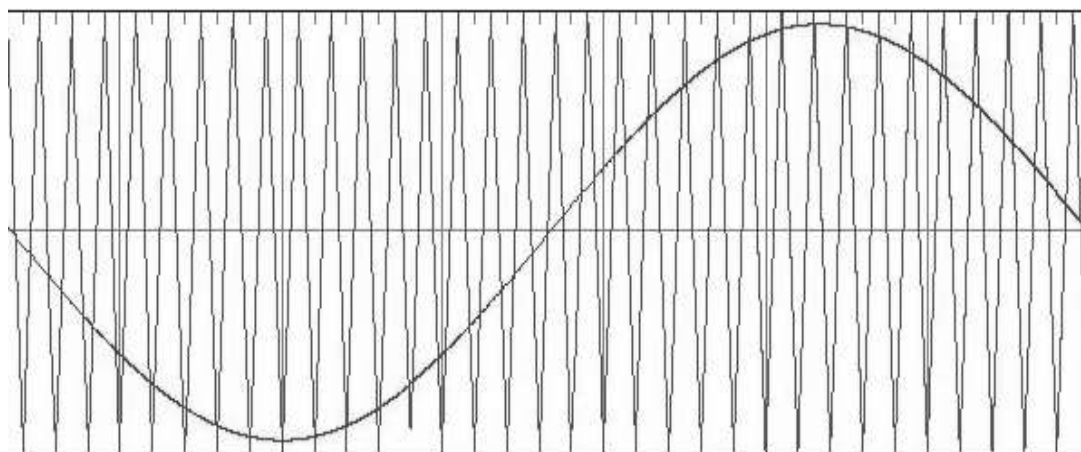


Figura 13 - Onda de referência (senóide) e onda portadora (triangular)

Fonte: http://i137.photobucket.com/albums/q227/lafaller/Lafaller1/PWM_Senide.jpg

A comparação entre a onda portadora com a senoide de referência é que irá realizar a modulação na saída do microcontrolador, a esta modulação dá-se o nome de *Sinusoidal PWM* (SPWM).

4.2.1 SPWM

O princípio de funcionamento do inversor de tensão está ligado a sua estratégia de modulação, foi escolhido o SPWM bipolar devido a maior facilidade para implantação e por possuir um comando para cada dois interruptores.

Para Perim (2000) essa modulação o inversor apresenta quatro etapas de operação, sendo que cada semiciclo da tensão de saída é responsável por duas etapas. Considera-se que durante todo o semiciclo positivo a corrente não muda de sentido na carga. Após se inverter, permanece no mesmo sentido durante todo o semiciclo negativo da tensão de saída. As etapas de operação referentes ao semiciclo negativo da tensão de saída não serão descritas por sofrerem as mesmas mudanças do semiciclo positivo.

Na primeira etapa de operação os interruptores S_1 e S_4 conduzem a corrente de carga. Os demais semicondutores encontram-se bloqueados. A Figura 14 representa esta etapa.

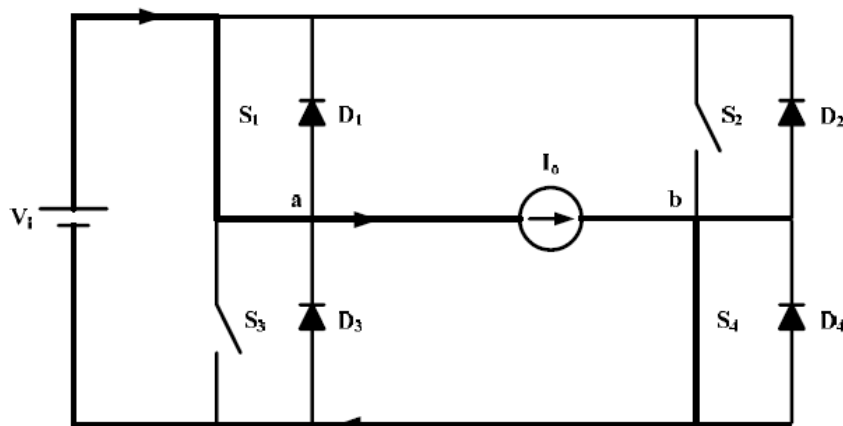


Figura 14 - Primeira etapa

Fonte: Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares – GERENT, Fernando. – UFSC

A segunda etapa de operação se inicia com o bloqueio dos interruptores S_1 e S_4 . Os diodos D_2 e D_3 são polarizados diretamente e assumem a corrente de carga. Apesar dos interruptores S_2 e S_3 serem comandados a conduzir, a corrente não muda de

sentido durante este semiciclo fazendo com que os mesmos não conduzam. A terceira etapa é visualizada na Figura 15.

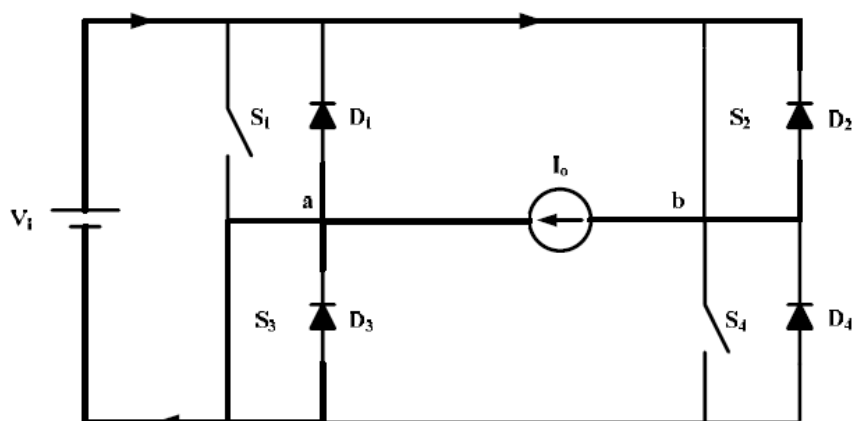


Figura 15 - Segunda etapa

Fonte: *Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares – GERENT, Fernando. – UFSC*

Após o comando dos interruptores S_2 e S_3 serem interrompidos, os interruptores S_1 e S_4 são comandados a conduzir e tem-se novamente a primeira etapa.

4.2.2 Programação do SPWM no Arduino®

A saída PWM do Arduino já é pré-configurada em uma frequência de 490Hz, mas vimos que para realizar a modulação em um inversor de frequência devemos ter uma onda com no mínimo vinte vezes a frequência da rede (60Hz). Para modificar a saída PWM é modificado o *prescaler* (que é um divisor dos ciclos de *clock* do microcontrolador), esta mudança tem influência nas funções de *millis()*, *micros()* e *delay()*.

Essa modificação será no *Timer 0* que controla os pinos 4 e 13, além desta mudança para se obter uma saída mais simétrica foi alterado o modo de PWM para PWM de fase correta. As tabelas a seguir mostram quais são os registradores a serem modificados.

Modo de PWM	
O registrador TCCR0A deve assumir os seguintes valores	
Fase Correta	<code>_BV(COM0A1) _BV(COM0B1) _BV(WGM00)</code>
Rápido	<code>_BV(COM0A1) _BV(COM0B1) _BV(WGM01) _BV(WGM00)</code>

Tabela 3 - Registros para mudar forma de onda da saída PWM

Fonte: <http://arduino.cc>

Mudança do *prescaler*.

Prescaler		Frequência
O registrador TCCR0B deve assumir os seguintes valores		
Fator de divisão	Configuração	$F_{saída}$
1	<code>_BV(CS00)</code>	31 kHz
8	<code>_BV(CS01)</code>	3,9 kHz
64	<code>_BV(CS00) _BV(CS01)</code>	490 Hz
256	<code>_BV(CS02)</code>	122,5 Hz
1024	<code>_BV(CS00) _BV(CS02)</code>	30,6 Hz

Tabela 4 - Registros utilizados para mudança do *prescaler*Fonte: <http://arduino.cc>

A mudança do *prescaler* deve ser inserida no *setup* da programação.

```
void setup()
{
  //Para usar o PWM fase correta no Timer 0 (metade da frequencia do PWM rapido)
  //Configuração para o uso do PWM usando um prescaler de 1
  //Frequencia do PWM = 16M / 510*1 = 31kHz
  TCCR0A = _BV(COM0A1) | _BV(COM0B1) | _BV(WGM00);
  TCCR0B = _BV(CS00);
  //Configurando os pinos 4 e 13 como saidas
  pinMode(g1g4, OUTPUT);
  pinMode(g2g3, OUTPUT);
}
```

```
//Comunicação serial com transmissão de 9600bps  
Serial.begin(9600);  
}
```

Após estas modificações no programa é necessário modificar a biblioteca *wiring.h*, pois ela que executa as funções *millis()*, *micro()* e *delay()*, estas funções também são pré-configuradas pelo *prescaler* de 64, esta mudança é feita a modificação da seguinte linha (www.arduino.cc/forum)

```
#define MICROSECONDS_PER_TIMER0_OVERFLOW (clockCyclesToMicroseconds(64  
* 256))
```

Por está.

```
#define MICROSECONDS_PER_TIMER0_OVERFLOW (clockCyclesToMicroseconds(1 *  
510))
```

Após estas modificações as linhas de programação da placa segue o fluxograma a seguir (programa completo no apêndice).

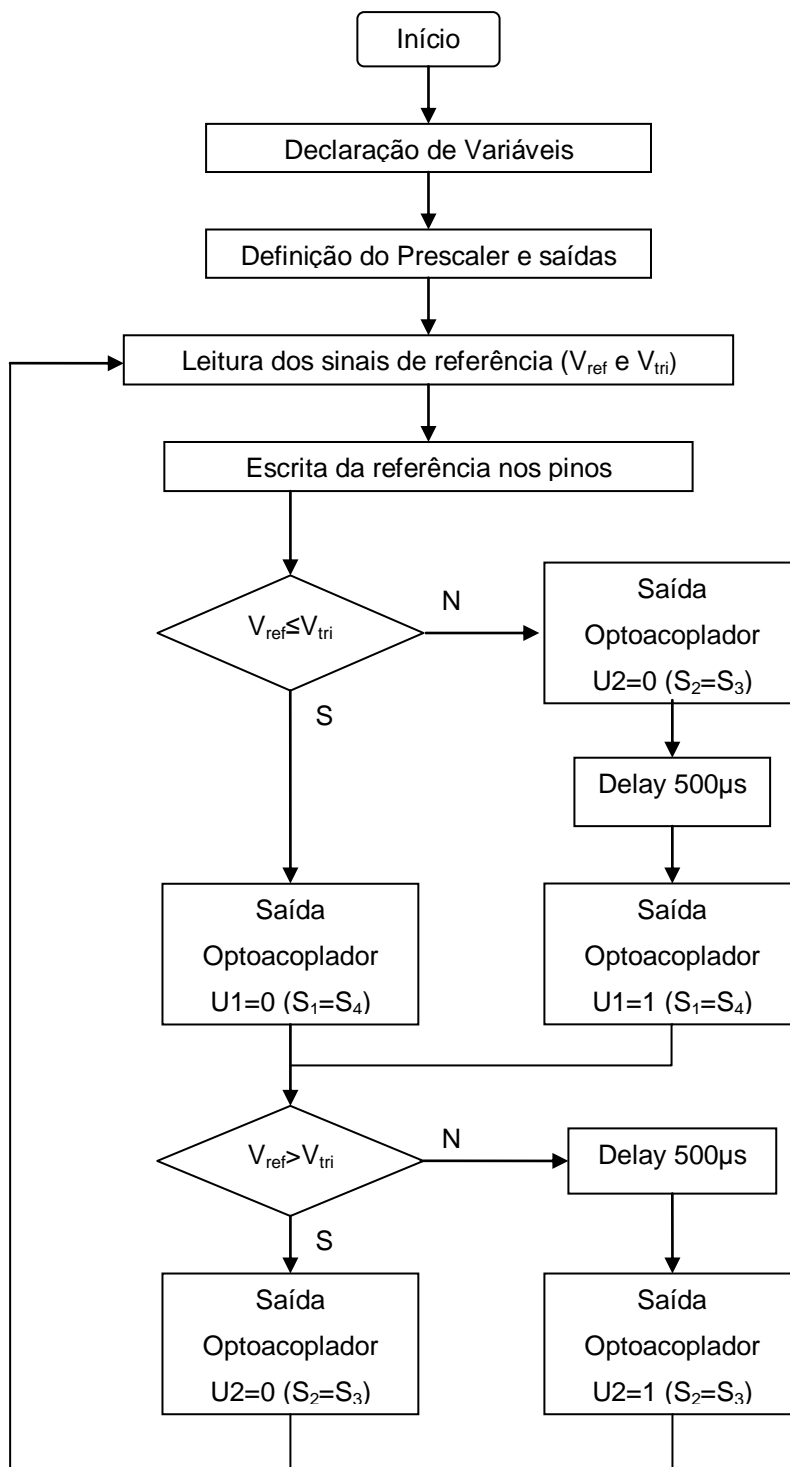


Figura 16 - Fluxograma para modulação do microcontrolador (programa no apêndice)

Fonte: Própria do autor

O tempo de *delay* é utilizado como tempo de retardo (tempo morto) para evitar um curto circuito entre os interruptores complementares, devido aos tempos de abertura variarem com a carga ou com a fonte de tensão (GERENT, 2005).

O programa fará que a saída seja uma onda pulsada, mas com um valor médio próximo de uma onda senoidal como mostra a Figura 17.

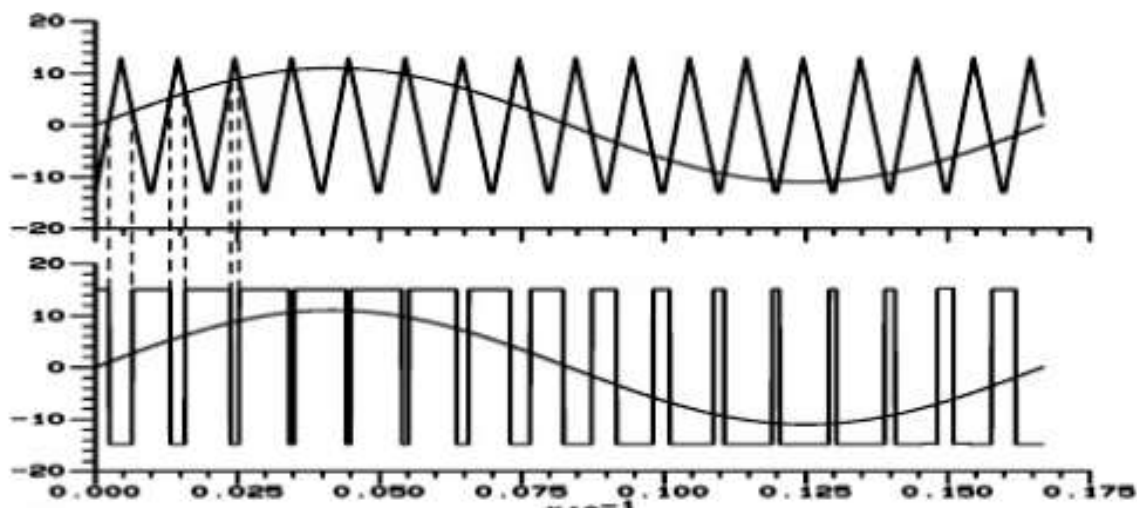


Figura 17 - Lógica de funcionamento do SPWM bipolar

Fonte: *Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares* – GERENT, Fernando. – UFSC

4.3 Projeto do circuito de controle

Agora de posse do microcontrolador e dos *gatedrivers* serão mostradas as respectivas ligações realizadas no circuito de controle como se pode ver na figura 18.

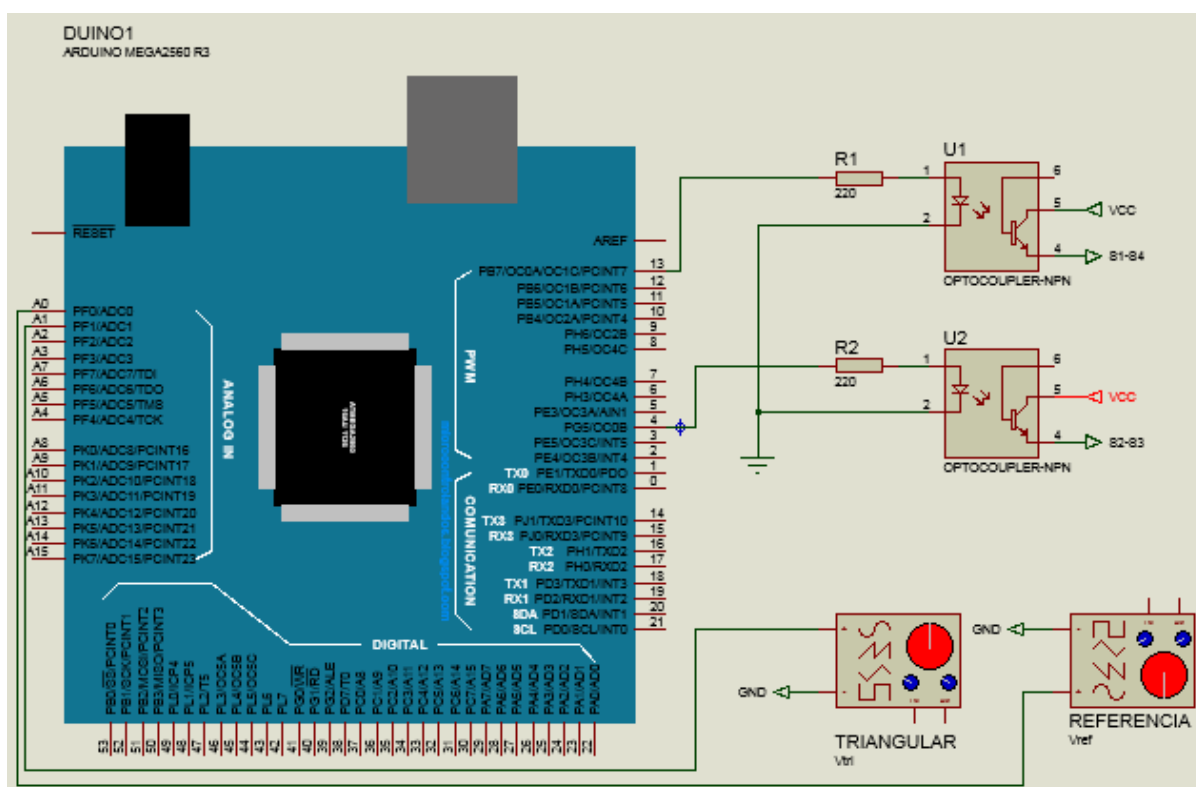


Figura 18 - Circuito de controle (Proteus®)

Fonte: Própria do autor

Com programa que foi compilado pela plataforma do Arduino, utilizaremos este programa para fazer o controle do inversor, a malha esta aberta tendo como referência para o controle as ondas dos geradores de sinal (V_{ref} e V_{tri}), os pulsos gerados pelo PWM do microcontrolador chegam até os optoacopladores que terão a função de *gatedriver*, neles também estarão conectados a fonte de tensão retificada (V_{cc}) e a saída para cada conjunto de transistores (S_1 - S_4 e S_2 - S_3).

5 Simulação e resultados

Esta parte é dedicada a simulação dos circuitos e verificação de resultados, foi utilizado o programa Proteus que é uma ferramenta completa para o design de projetos eletrônicos e placas de circuito impresso, ele é constituído de dois principais *softwares*: ISIS que possui capturador esquemático, simulação SPICE, e simulação de microcontroladores. E o *software* ARES, criado exclusivamente para o desenvolvimento de placas de circuito impresso.

Pode-se dizer pra quem realmente trabalha com desenvolvimento de projetos que a ferramenta é essencial, e fácil de ser utilizada.

Além disso, “diferente de muitos simuladores ele oferece uma extensa biblioteca de componentes e pacotes, permitindo ao desenvolvedor criar e configurar novos itens da biblioteca” (www.labcenter.com/products/pcb/schematic_intro.cfm).

Os componentes foram dimensionados de acordo com a corrente solicitada do motor de indução com capacitor de partida, assim, para os diodos utilizamos o 10A02 que suporta uma tensão de até trezentos volts e uma corrente de nove ampéres, já os mosfets utilizados o IRMH 7450 permite uma tensão de até quinhentos volts e uma corrente de até onze ampéres. Estes dispositivos foram utilizados pois possuem suas características implantadas no Proteus.

Prosseguindo com a simulação, como já abordado nas seções 3.4 e 4.3 será demonstrada a interação entre os vários módulos que constituem o projeto é descrita pela Figura 19.

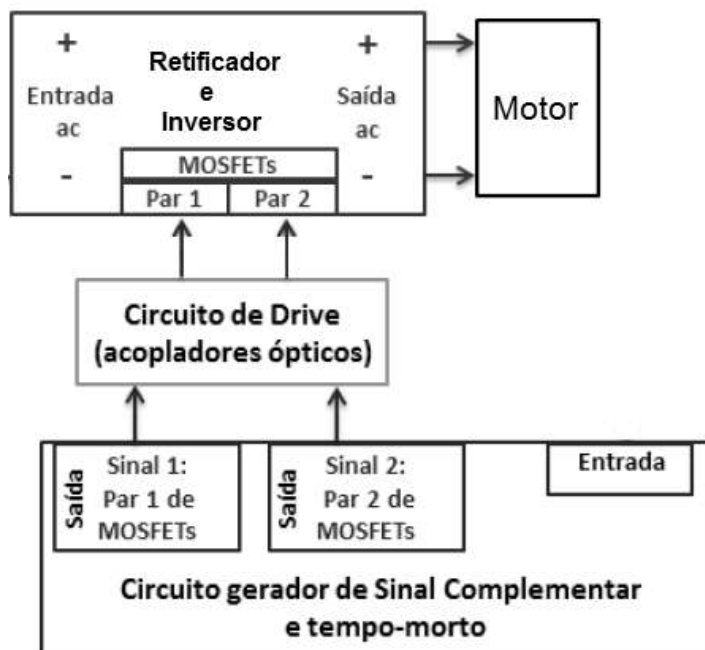


Figura 19 - Esquema de interação entre os circuitos

Fonte: *Inversor de frequência* – SILVA, Clodoaldo – Clube da eletrônica

A entrada é composta pelos sinais de referência originados pelos geradores de sinais V_{ref} e V_{tri} . O microcontrolador será o circuito gerador de sinal complementar e tempo-morto.

As simulações realizadas na plataforma ISIS serão mostradas em seguida.

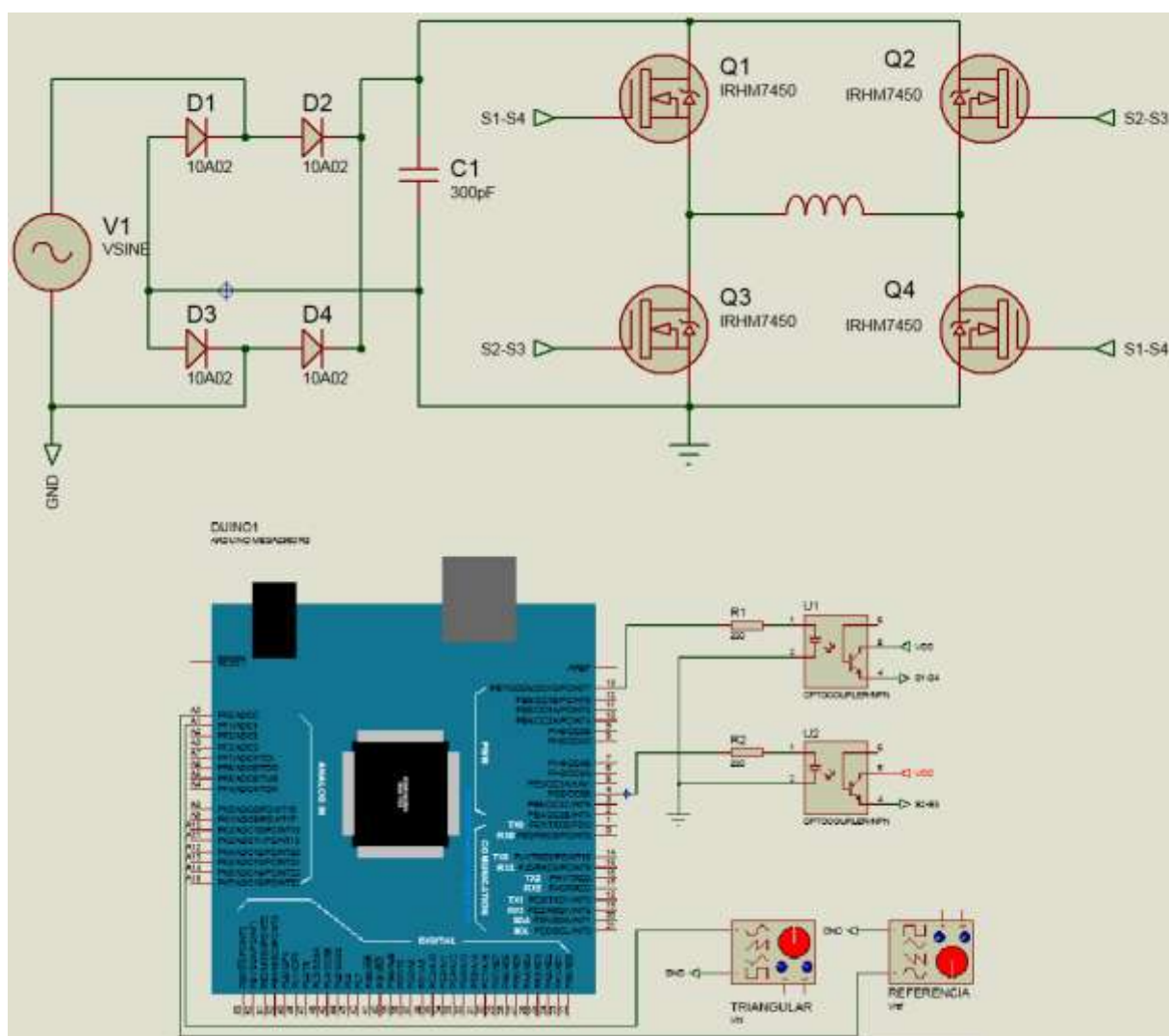


Figura 20 - Inversor microcontrolado

Fonte: *Própria do autor*

A simulação do circuito acima nos mostrará como será o funcionamento do motor CA alimentado pelo inversor.

A Figura 17 mostra as respectivas entradas analógicas (V_{ref} e V_{tri}), que são as responsáveis por gerar a saída em PWM do Arduino. Essas entradas terão os mesmos níveis de tensão (0 e 5V), a frequência da onda triangular (V_{tri}) será fixada em 31kHz, que é aproximadamente metade do valor da frequência de amostragem do microcontrolador, já o gerador para a onda de referência (V_{ref}) terá sua frequência variada entre 0 e 60Hz que é o valor nominal do motor para que o mesmo não tenha perda de torque e potência.

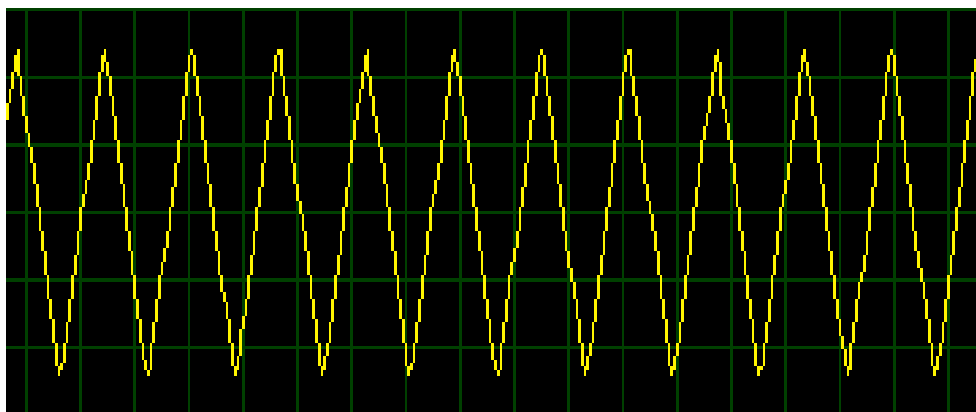


Figura 21 - Onda triangular (V_{tri}) frequência fixa (31kHz)

Fonte: *Própria do autor*

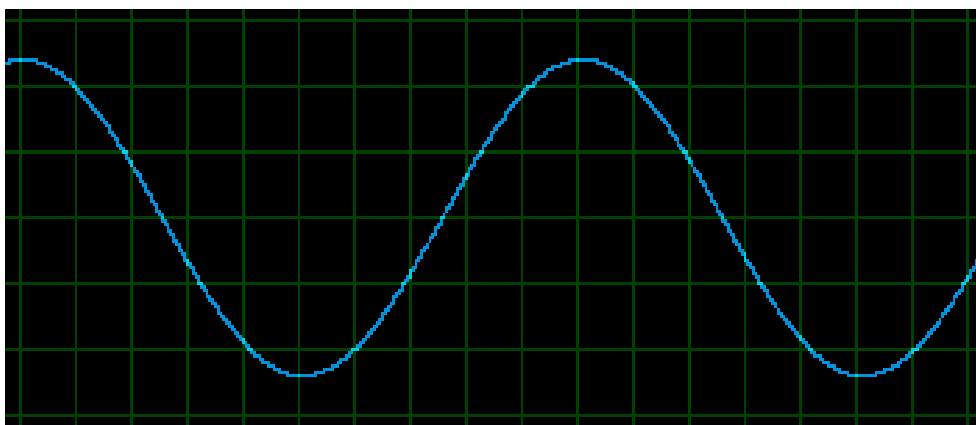


Figura 22 - Onda senoidal (V_{ref}) frequência variável (0 à 60Hz)

Fonte: *Própria do autor*

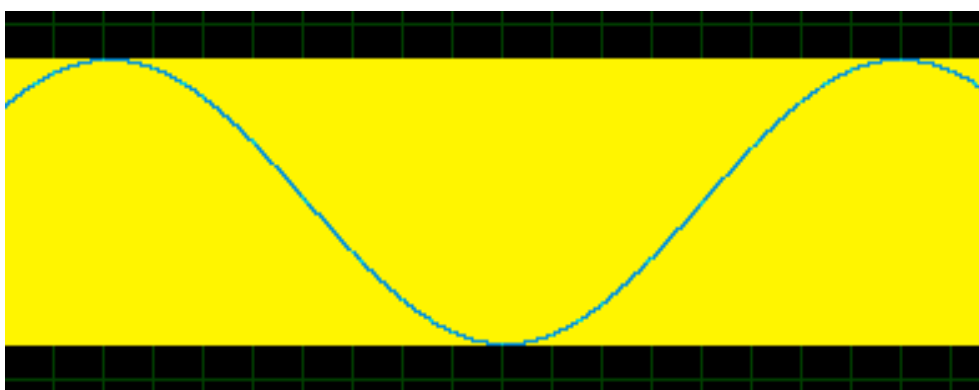


Figura 23 - V_{tri} e V_{ref} sobrepostas

Fonte: *Própria do autor*

Estas duas ondas serão convertidas para valores digitais de 0 a 1023 (conversor AD do ATmega 2560 é de 10bits de resolução), através da programação realizada no

microcontrolador estes valores são convertidos entre 0 e 255 (saída digital é de 8bits) e de acordo com o fluxograma mostrado na seção 4.2 caso o valor de referência for maior que o triangular o pino de saída para o optoacoplador 1 (pino13) terá valor alto (nível lógico 1), após ter se passado este ciclo se o valor $V_{ref} \leq V_{tri}$ o pino 13 terá valor baixo (nível lógico 0), será aguardado um tempo de $500\mu s$ (tempo que nenhuma das duas saídas poderão ter nível lógico alto) para que o circuito não entre em curto, para posteriormente acionar o optoacoplador 2 (pino4) em nível lógico alto.

As saídas dos pinos 13 e 4 serão ligadas nos optoacopladores 1 e 2 suas respectivas formas são demonstradas na Figura 24.

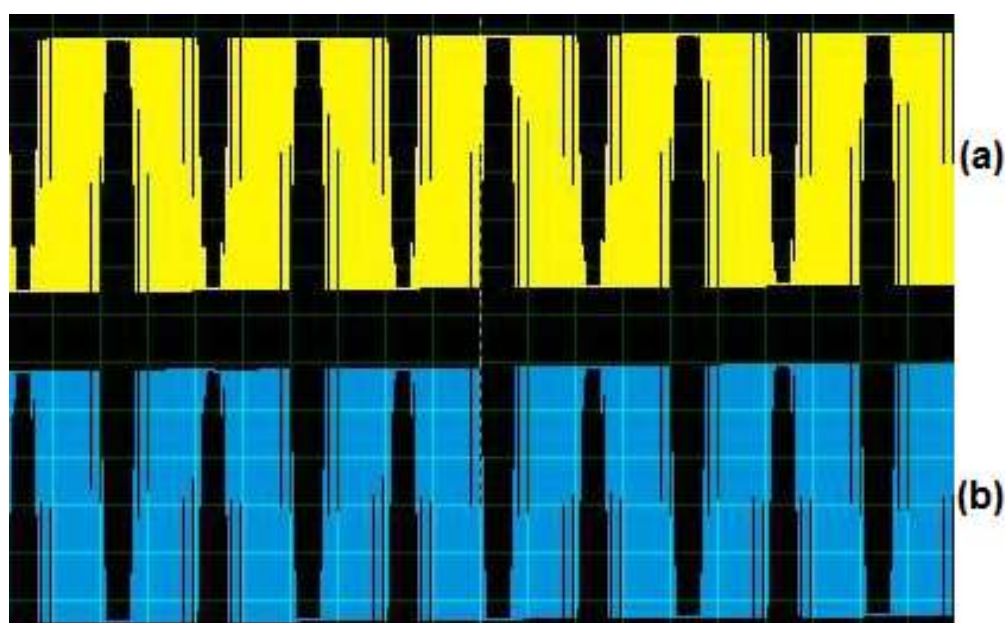


Figura 24 - Saídas PWM S_1 - S_4 (a) e S_2 - S_3 (b)

Fonte: *Própria do autor*

O SPWM é o resultado das interseções entre a forma de onda de referência e o sinal triangular da onda portadora, conforme mostrado anteriormente na figura 17.

Os transistores do circuito de potência alimentará o motor fazendo que o ele funcione de acordo com os valores de tensão e frequência para manter sempre o torque no motor constante. Sua forma de onda é dada a seguir.

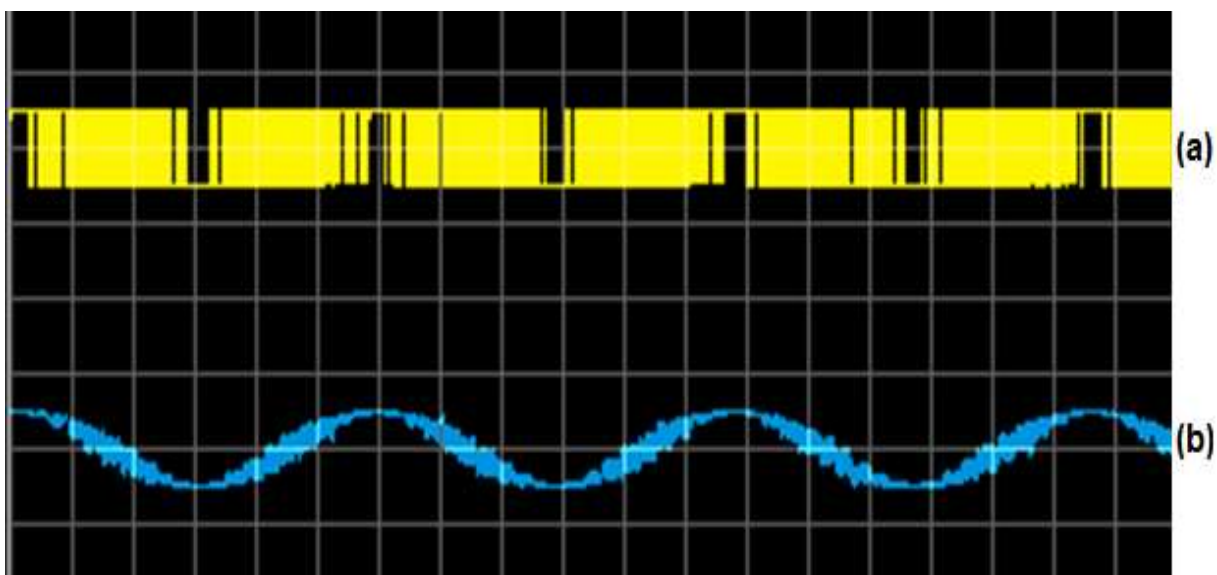


Figura 25 – PWM S_1 S_4 (a) e alimentação do motor (b)

Fonte: *Própria do autor*

A alimentação fornecida para o motor exibe certa distorção em decorrência da dinâmica do controlador. Assim, os resultados foram muito bons de modo que a forma de onda da tensão de saída se encontra próxima de uma senóide, o estudo de harmônicas será tratado como tema para futuros trabalhos.

6 Conclusões

O trabalho desenvolvido consistiu na implementação de um inversor de tensão monofásico em ponte completa a 60 Hz e 0,25 CV. Recorrendo a técnica de controle designada controle PWM escalar bipolar, a partir de um microcontrolador Arduino Mega 2560 R3.

No inversor monofásico em ponte completa, tem-se o intuito de diversificar e aprimorar conhecimentos, no âmbito do controle PWM com modulação bipolar de tensão implantado de forma digital.

Os resultados obtidos no inversor com o controle PWM bipolar digital, podem ser melhorados, através da compensação das componentes contínuas que estão presentes nos sinais de controle. Estas componentes contínuas presentes nos sinais de controle do inversor transitam para a saída e, embora residual, o correspondente valor DC presente no sinal de saída do inversor provoca uma falta de simetria entre as partes positiva e negativa do sinal de saída e, conseqüentemente, origina o aparecimento de harmônicas na saída do inversor.

Para finalizar, conclui-se que todos os objetivos propostos foram atingidos, na simulação computacional dos circuitos e respectivo controle, onde foi possível verificar o funcionamento do projeto desenvolvido.

O projeto possui um caráter comercial, ficando a cargo de sugestão para trabalhos futuros a confecção dos circuitos elaborados, que neste trabalho não foi demonstrado devido ao custo dos componentes que seriam utilizados. Sugerimos à implementação de circuitos de proteção contra curto e sobrecarga, também acrescentar um interface homem maquina para monitorar o inversor.

Temos também o estudo dos espectros de frequência e das harmônicas geradas pelo inversor e as possíveis modificações no circuito para que as harmônicas sejam reduzidas.

Para futuros trabalhos incluímos a possibilidade de realizar a comutação utilizando outras modulações existentes, tais como, modulação por pulso único, por largura de pulsos múltipla e igual entre si, utilizando PWM otimizada e por SPWM Unipolar. Outra proposta é a vetorização das funções de referência (V_{tri} e V_{ref}) para que não haja necessidade de fontes externas. E por último fica como sugestão a elaboração do inversor trifásico.

REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq; 2000. *Eletrônica de Potência*. São Paulo; Pearson Prentice Hall

ARDUINO. *Arduino Mega 2560*. Disponível em:
<<http://arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560>>

ATMEL. *ATmega 2560*. Disponível em:
<<http://www.atmel.com/devices/atmega2560.aspx>>

BARBI, Ivo; 2001. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Florianópolis; Edição do autor.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C; 2005. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. Florianópolis; Edição dos Autores.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C; 2001. *Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência*. Florianópolis; Edição dos Autores.

DEL TORO, Vicent; 1994. *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. Rio de Janeiro; Prentice-Hall do Brasil.

FRANCHI, Claiton M; 2008. *Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações*. São Paulo; Érica.

GERENT, Fernando H; 2005. *Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis.

KOSOW, Irving L; 1982. *Máquinas elétricas e transformadores*, Vol. 1. 4ª Ed. Porto Alegre; Editora Globo.

MALVINO, Albert P; 1997. *Eletrônica*, Vol. 1 e 2. 4ª ed. São Paulo; Person Education do Brasil.

MARANGONI, Filipe; 2012. *Inversores Monofásicos para conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco.

NEVES, Eurico G. de C; *Motores de Indução Monofásicos*. Disponível em:
<http://minerva.ufpel.edu.br/~egcneves/disciplinas/mte/caderno_mte/motor_mono.pdf>

PATSKO, Luís F; 2006. *Tutorial Montagem da Ponte H*. Disponível em: <<http://www.maxwellbohr.com.br>>.

PERIN, Arnaldo J; 2000. *Curso - Modulação PWM*. Florianópolis. Disponível em: <<http://pt.scribd.com/doc/157303269/PWM-apostila-UFSC>>

POMILIO, José A; 2013. *Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica*. Campinas; Edição do autor.

RASHID, Muhammad H; 1999. *Eletrônica de Potência Circuitos: Dispositivos e Aplicações*, 1ª. Ed., Makron Books, 1999.

SILVA, Clodoaldo; 2009. *Inversor de Frequência*. Disponível em: <<http://www.clubedaeletronica.com.br/Automacao/PDF/Apoio%20004%20-%20Inversores%20de%20frequencia.pdf>>

SILVA, Clodoaldo; 2012. *Retificadores com filtro capacitivo*. Disponível em: <<http://www.clubedaeletronica.com.br/Eletronica/PDF/Retificadores%20com%20filtro.pdf>>

WEG; 2013. *Motores Elétricos – Guia de Especificação*. Jaraguá do Sul; Edição da empresa. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf>>

WEG; 2005. *Guia de Aplicação de Inversores de Frequência*. Jaraguá do Sul; Edição da empresa. Disponível em: <<http://pt.scribd.com/doc/36891224/Guia-de-Aplicacao-de-Inversores-de-Frequencia-WEG-3%C2%AA-Edica>>

APÊNDICE

Programa gravado no arduino.

```
#define g1g4 13
#define g2g3 4
int sen = A0;
int tri = A5;
int sen_val = 0;
int tri_val = 0;

void setup()
{
  //Para usar PWM em fase no Timer 0 (metade da frequencia do PWM rápido)
  //Configuracao para o uso do PWM em onda triangular e usando um prescaler de 1
  //frequencia do PWM = 16M / 510*1 = 31kHz
  TCCR0A = _BV(COM0A1) | _BV(COM0B1) | _BV(WGM00);
  TCCR0B = _BV(CS00);
  pinMode(g1g4, OUTPUT);
  pinMode(g2g3, OUTPUT);
  Serial.begin(9600);
}


void loop()
{
  sen_val = analogRead (sen);
  tri_val = analogRead (tri);
  sen_val = map(sen_val, 0, 1023, 0, 255);
  tri_val = map(tri_val, 0, 1023, 0, 255);

  if (sen_val > tri_val)
  {
    analogWrite (g2g3, LOW);
```

```
    delay (0.5);
    analogWrite (g1g4, HIGH);
}
else
{
    analogWrite (g1g4, LOW);
    delay (0.5);
    analogWrite (g2g3, HIGH);
}
Serial.println(sen_val);      // debug value
}
```

ANEXOS

Anexo 1: Dados do motor

	CEFET-MG		No.: 1			
			Data: 23-FEV-2014			
FOLHA DE DADOS Motor monofásico de indução - Rotor de gaiola						
Cliente		: Engenharia de Automação Industrial				
Linha do produto		: Steel Motor - Monofásico				
Carcaça		: B48				
Potência		: 0,25 HP				
Frequência		: 60 Hz				
Polos		: 4				
Rotação nominal		: 1750				
Escoamento		: 2,78 %				
Tensão nominal		: 127/220 V				
Corrente nominal		: 5,02/2,90 A				
Corrente de partida		: 22,6/13,1 A				
Ip/In		: 4,5				
Corrente a vazio		: 4,42/2,55 A				
Conjugado nominal		: 0,983 Nm				
Conjugado de partida		: 280 %				
Conjugado máximo		: 280 %				
Categoria		: ---				
Classe de isolamento		: B				
Elevação de temperatura		: 80 K				
Tempo de rotor bloqueado		: 6 s (quente)				
Fator de serviço		: 1,35				
Regime de serviço		: S1				
Temperatura ambiente		: -20°C - +40°C				
Altitude		: 1000				
Proteção		: IP21				
Massa aproximada		: kg				
Momento de inércia		: 0,00000 kgm ²				
Nível de ruído		: ---				
		Dianteiro		Traseiro		
Rolamento				Carga	Fator potência	Rendimento (%)
Intervalo de lubrificação				100%	0,56	52,5
Quantidade de graxa				75%	0,49	47,5
				50%	0,42	40,0
Observações: Folha de dados motor monofásico com capacitor de partida.						
Executor Dionatas Alves Felisardo				Verificado		

Anexo 2: Folha de dados Mosfet

International
IR Rectifier

REPETITIVE AVALANCHE AND dv/dt RATED
HEXFET® TRANSISTOR

PD - 90673A

IRHM7450
IRHM8450
JANSR2N7270
JANSH2N7270
 N CHANNEL
MEGA RAD HARD

500Volt, 0.45Ω, MEGA RAD HARD HEXFET

International Rectifier's RAD HARD technology HEXFETs demonstrate excellent threshold voltage stability and breakdown voltage stability at total radiation doses as high as 1×10^6 Rads(Si). Under **identical** pre- and post-irradiation test conditions, International Rectifier's RAD HARD HEXFETs retain **identical** electrical specifications up to 1×10^6 Rads (Si) total dose. No compensation in gate drive circuitry is required. These devices are also capable of surviving transient ionization pulses as high as 1×10^{12} Rads (Si)/Sec, and return to normal operation within a few microseconds. Since the RAD HARD process utilizes International Rectifier's patented HEXFET technology, the user can expect the highest quality and reliability in the industry.

RAD HARD HEXFET transistors also feature all of the well-established advantages of MOSFETs, such as voltage control, very fast switching, ease of paralleling and temperature stability of the electrical parameters. They are well-suited for applications such as switching power supplies, motor controls, inverters, choppers, audio amplifiers and high-energy pulse circuits in space and weapons environments.

Product Summary

Part Number	BV _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRHM7450	500V	0.45Ω	11A
IRHM8450	500V	0.45Ω	11A

Features:

- Radiation Hardened up to 1×10^6 Rads (Si)
- Single Event Burnout (SEB) Hardened
- Single Event Gate Rupture (SEGR) Hardened
- Gamma Dot (Flash X-Ray) Hardened
- Neutron Tolerant
- Identical Pre- and Post-Electrical Test Conditions
- Repetitive Avalanche Rating
- Dynamic dv/dt Rating
- Simple Drive Requirements
- Ease of Paralleling
- Hermetically Sealed
- Electrically Isolated
- Ceramic Eyelets

Absolute Maximum Ratings ①**Pre-Irradiation**

	Parameter	IRHM7450, IRHM8450	Units
I _D @ V _{GS} = 12V, T _C = 25°C	Continuous Drain Current	11	A
I _D @ V _{GS} = 12V, T _C = 100°C	Continuous Drain Current	7.0	
I _{DM}	Pulsed Drain Current ②	44	
P _D @ T _C = 25°C	Max. Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.2	W/°C
V _{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
EAS	Single Pulse Avalanche Energy ③	500	mJ
I _{AR}	Avalanche Current ②	11	A
EAR	Repetitive Avalanche Energy ②	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ④	3.5	V/ns
T _J	Operating Junction	-55 to 150	°C
T _{STG}	Storage Temperature Range		
	Lead Temperature	300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s)	
	Weight	9.3 (typical)	g

www.irf.com

1

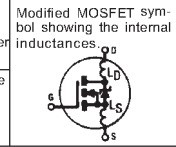
02/1

IRHM7450, IRHM8450, JANSR-, JANSH-, 2N7270 Devices

Pre-Irradiation

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (Unless Otherwise Specified) ①

	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
BVDSS	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V _{GS} = 0V, I _D = 1.0mA
ΔBVDSS/ΔT _J	Temperature Coefficient of Breakdown Voltage	—	0.6	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D = 1.0mA
RDS(on)	Static Drain-to-Source On-State Resistance	—	—	0.45	Ω	V _{GS} = 12V, I _D = 7.0A ⑤
		—	—	0.50		V _{GS} = 12V, I _D = 11A ⑤
VGS(th)	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1.0mA
gfs	Forward Transconductance	4.0	—	—	S (S)	V _{DS} > 15V, I _{DS} = 7.0A ⑤
IDSS	Zero Gate Voltage Drain Current	—	—	50	μA	V _{DS} = 0.8 x Max Rating, V _{GS} = 0V
		—	—	250		V _{DS} = 0.8 x Max Rating V _{GS} = 0V, T _J = 125°C
IGSS	Gate-to-Source Leakage Forward	—	—	100	nA	V _{GS} = 20V
IGSS	Gate-to-Source Leakage Reverse	—	—	-100		V _{GS} = -20V
Qg	Total Gate Charge	—	—	150	nC	V _{GS} = 12V, I _D = 11A
Qgs	Gate-to-Source Charge	—	—	30		V _{DS} = Max Rating x 0.5
Qgd	Gate-to-Drain ('Miller') Charge	—	—	75		
td(on)	Turn-On Delay Time	—	—	45	ns	V _{DD} = 250V, I _D = 11A, R _G = 2.35Ω
tr	Rise Time	—	—	190		
td(off)	Turn-Off Delay Time	—	—	190		
tf	Fall Time	—	—	130		
LD	Internal Drain Inductance	—	8.7	—	nH	Measured from drain lead, 6mm (0.25 in) from package to center of die.
LS	Internal Source Inductance	—	8.7	—		Measured from source lead, 6mm (0.25 in) from package to source bonding pad.
Ciss	Input Capacitance	—	4000	—	pF	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 25V f = 1.0MHz
Coss	Output Capacitance	—	330	—		
Crss	Reverse Transfer Capacitance	—	52	—		



Source-Drain Diode Ratings and Characteristics ①

	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
IS	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	11	A	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction rectifier.
ISM	Pulse Source Current (Body Diode) ②	—	—	44		
VSD	Diode Forward Voltage	—	—	1.6	V	T _J = 25°C, I _S = 11A, V _{GS} = 0V ⑤
trr	Reverse Recovery Time	—	—	1100	ns	T _J = 25°C, I _F = 11A, di/dt ≤ 100A/μs
QRR	Reverse Recovery Charge	—	—	16	μC	V _{DD} ≤ 50V ⑤
ton	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by LS + LD.				

Thermal Resistance

	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
RthJC	Junction-to-Case	—	—	0.83	°C/W	Typical socket mount
RthJA	Junction-to-Ambient	—	—	48		
RthCS	Case-to-Sink	—	0.21	—		

Radiation Characteristics

IRHM7450, IRHM8450, JANSR-, JANSH-, 2N7270 Devices

Radiation Performance of Rad Hard HEXFETs

International Rectifier Radiation Hardened HEXFETs are tested to verify their hardness capability. The hardness assurance program at International Rectifier comprises three radiation environments.

Every manufacturing lot is tested in a low dose rate (total dose) environment per MIL-STD-750, test method 1019 condition A. International Rectifier has imposed a standard gate condition of 12 volts per note 6 and a V_{DS} bias condition equal to 80% of the device rated voltage per note 7. Pre- and post-irradiation limits of the devices irradiated to 1×10^5 Rads (Si) are identical and are presented in Table 1, column 1, IRHM7450. Post-irradiation limits of the devices irradiated to 1×10^6 Rads (Si) are presented in

Table 1, column 2, IRHM8450. The values in Table 1 will be met for either of the two low dose rate test circuits that are used. Both pre- and post-irradiation performance are tested and specified using the same drive circuitry and test conditions in order to provide a direct comparison.

High dose rate testing may be done on a special request basis using a dose rate up to 1×10^{12} Rads (Si)/Sec (See Table 2).

International Rectifier radiation hardened HEXFETs have been characterized in heavy ion Single Event Effects (SEE) environments. Single Event Effects characterization is shown in Table 3.

Table 1. Low Dose Rate ⑥ ⑦

	Parameter	IRHM7450		IRHM8450		Units	Test Conditions ⑨
		100K Rads (Si)	1000K Rads (Si)	100K Rads (Si)	1000K Rads (Si)		
		Min	Max	Min	Max		
BV_{DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	500	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 1.0mA$
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage ⑤	2.0	4.0	1.25	4.5		$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 1.0mA$
I_{GSS}	Gate-to-Source Leakage Forward	—	100	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
I_{GSS}	Gate-to-Source Leakage Reverse	—	-100	—	-100		$V_{GS} = -20V$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	—	50	—	50	μA	$V_{DS} = 0.8 \times \text{Max Rating}, V_{GS} = 0V$
$R_{DS(on)1}$	Static Drain-to-Source On-State Resistance One ⑤	—	0.45	—	0.6	Ω	$V_{GS} = 12V, I_D = 7.0A$
V_{SD}	Diode Forward Voltage ⑤	—	1.6	—	1.6	V	$T_C = 25^\circ C, I_S = 11A, V_{GS} = 0V$

Table 2. High Dose Rate ⑧

	Parameter	10 ¹¹ Rads (Si)/sec			10 ¹² Rads (Si)/sec			Units	Test Conditions
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V_{DSS}	Drain-to-Source Voltage	—	—	400	—	—	400	V	Applied drain-to-source voltage during gamma-dot
I_{pp}		—	8	—	—	8	—	A	Peak radiation induced photo-current
di/dt		—	—	15	—	—	3	A/ μ sec	Rate of rise of photo-current
L_1		27	—	—	133	—	—	μH	Circuit inductance required to limit di/dt

Table 3. Single Event Effects

Ion	LET (Si) (MeV/mg/cm ²)	Fluence (ions/cm ²)	Range (μm)	V_{DS} Bias (V)	V_{GS} Bias (V)
Ni	28	3×10^5	~41	275	-5

Anexo 3: Folha de dados Optoacoplador



HIGH VOLTAGE PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

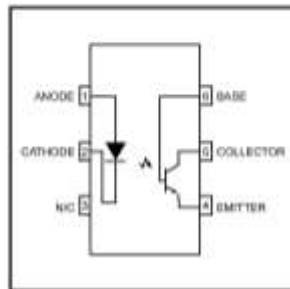
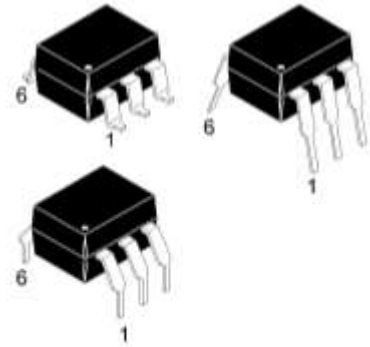
DESCRIPTION

The H11DX and 4N38 are phototransistor-type optically coupled optoisolators. An infrared emitting diode manufactured from specially grown gallium arsenide is selectively coupled with a high voltage NPN silicon phototransistor. The device is supplied in a standard plastic six-pin dual-in-line package.

H11D1
H11D2
H11D3
H11D4
4N38

FEATURES

- High Voltage
 - H11D1, H11D2, $BV_{CER} = 300\text{ V}$
 - H11D3, H11D4, $BV_{CER} = 200\text{ V}$
- High isolation voltage
 - 5300 VAC RMS - 1 minute
 - 7500 VAC PEAK - 1 minute
- Underwriters Laboratory (UL) recognized File# E90700



APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs
- Appliance sensor systems
- Industrial controls

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS			
Parameter	Symbol	Value	Units
TOTAL DEVICE			
Storage Temperature	T_{STG}	-55 to +150	°C
Operating Temperature	T_{OPR}	-55 to +100	°C
Lead Solder Temperature	T_{SOL}	260 for 10 sec	°C
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	260	mW
		3.5	mW/°C
EMITTER			
*Forward DC Current	I_F	80	mA
*Reverse Input Voltage	V_R	6.0	V
*Forward Current - Peak (1 μs pulse, 300pps)	$I_F(pk)$	3.0	A
*LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	150	mW
		1.41	mW/°C



HIGH VOLTAGE PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

H11D1, H11D2, H11D3, H11D4, 4N38

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Cont.)

Parameter	Symbol	Value	Units	
DETECTOR				
*Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	300	mW	
Derate linearly above 25°C		4.0	mW/ $^\circ\text{C}$	
*Collector to Emitter Voltage	V_{CER}	H11D1 - H11D2 H11D3 - H11D4 4N38	300 200 80	
*Collector Base Voltage		V_{CBO}	H11D1 - H11D2 H11D3 - H11D4 4N38	300 200 80
*Emitter to Collector Voltage			V_{ECO}	7
Collector Current (Continuous)			100	mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS

Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ**	Max	Unit
EMITTER							
*Forward Voltage	($I_F = 10\text{ mA}$)	V_F	ALL		1.15	1.5	V
Forward Voltage Temp. Coefficient		$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$	ALL		-1.8		mV/ $^\circ\text{C}$
Reverse Breakdown Voltage	($I_R = 10\text{ }\mu\text{A}$)	BV_R	ALL	6	25		V
Junction Capacitance	($V_F = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$)	C_J	ALL		50		pF
	($V_F = 1\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$)		ALL			85	
*Reverse Leakage Current	($V_R = 6\text{ V}$)	I_R	ALL		0.05	10	μA
DETECTOR							
*Breakdown Voltage Collector to Emitter	($R_{BE} = 1\text{ M}\Omega$) ($I_C = 1.0\text{ mA}, I_F = 0$) (No R_{BE}) ($I_C = 1.0\text{ mA}$)	BV_{CER} BV_{CEO}	H11D1/2 H11D3/4 4N38	300 200 80			V
*Collector to Base	($I_C = 100\text{ }\mu\text{A}, I_F = 0$)	BV_{CBO}	H11D1/2 H11D3/4 4N38	300 200 80			
Emitter to Base		BV_{EBO}	4N38	7			
Emitter to Collector	($I_E = 100\text{ }\mu\text{A}, I_F = 0$)	BV_{ECO}	ALL	7	10		
*Leakage Current Collector to Emitter ($R_{BE} = 1\text{ M}\Omega$)	($V_{CE} = 200\text{ V}, I_F = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 200\text{ V}, I_F = 0, T_A = 100^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 100\text{ V}, I_F = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 100\text{ V}, I_F = 0, T_A = 100^\circ\text{C}$) (No R_{BE}) ($V_{CE} = 60\text{ V}, I_F = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{CER} I_{CEO}	H11D1/2 H11D3/4 4N38			100 250 100 250 50	nA μA nA μA nA

Notes

* Parameters meet or exceed JEDEC registered data (for 4N38 only)

** All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$



HIGH VOLTAGE PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

H11D1, H11D2, H11D3, H11D4, 4N38

TRANSFER CHARACTERISTICS							
DC Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ**	Max	Unit
EMITTER							
Current Transfer Ratio Collector to Emitter	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V})$	CTR	H11D1	2 (20)			mA (%)
	$(R_{BE} = 1 \text{ M}\Omega)$		H11D2				
	H11D3						
	H11D4						
	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V})$		4N38	2 (20)			
*Saturation Voltage	$(I_F = 10 \text{ mA}, I_C = 0.5 \text{ mA})$	$V_{CE(SAT)}$	H11D1/2/3/4		0.1	0.40	V
	$(R_{BE} = 1 \text{ M}\Omega)$						
	$(I_F = 20 \text{ mA}, I_C = 4 \text{ mA})$		4N38			1.0	

TRANSFER CHARACTERISTICS							
Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ**	Max	Unit
SWITCHING TIMES							
Non-Saturated Turn-on Time	$(V_{CE} = 10 \text{ V}, I_{CE} = 2 \text{ mA})$	t_{ON}	ALL		5		μs
Turn-off Time	$(R_L = 100 \Omega)$	t_{OFF}	ALL		5		

ISOLATION CHARACTERISTICS							
Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ**	Max	Unit
Isolation Voltage	$(I_{I-O} \leq 1 \mu\text{A}, 1 \text{ min.})$	V_{ISO}	ALL	5300			(V_{ACRMS})
				7500			(V_{ACPEAK})
Isolation Resistance	$(V_{I-O} = 500 \text{ VDC})$	R_{ISO}	ALL	10^{11}			Ω
Isolation Capacitance	$(f = 1 \text{ MHz})$	C_{ISO}	ALL		0.5		pF

Notes

* Parameters meet or exceed JEDEC registered data (for 4N38 only)

** All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Fig.1 LED Forward Voltage vs. Forward Current

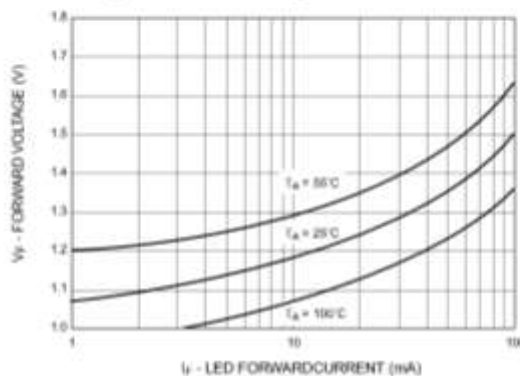


Fig.2 Normalized Output Characteristics

