



INVERSOR DE FREQUÊNCIA MONOFÁSICO PARA TRIFÁSICO

Daniel Dezan de Bona¹, Luiz Fernando Garcia²

Resumo: Os inversores de frequência são utilizados em diversos motores elétricos para o controle de velocidade, visando, essencialmente, rapidez do processo, ajuste do torque, redução do consumo de energia e aumento da eficiência. Neste artigo, será descrita construção de um inversor de frequência para a disciplina de conversores estáticos e para o Projeto Integrador 4, utilizando um Processador Digital de Sinais (DSP). O protótipo elaborado foi construído utilizando a mesma tecnologia aplicada aos inversores de frequência comerciais. Os resultados demonstram a eficácia e eficiência dos DSPs aplicados ao controle de motores elétricos. Ao final da disciplina, o protótipo foi cedido para servir como estudo de caso por parte de alunos da disciplina de Processamento Digital de Sinais Aplicado a Controle.

Palavras-chave: Inversores de frequência. DSPs. Controle de motores elétricos.

Abstract: *Frequency inverters are used in various electric motors to control speed, intending speed of the process, torque adjust, energy reduction and efficiency. This article describes the construction of a frequency converter for the subject of Static Converters for the Integrating Project 4, using a Digital Signal Processor (DSP). The prototype was built using the same technology used by commercial frequency inverters. The results demonstrate the effectiveness and efficiency of DSPs applied to electric motor control speed. At the end of the course, the prototype became a case study for students of Digital Signal Processing Applied to Control.*

Keywords: *Frequency inverters. DSPs. Electric motor control.*

¹ Técnico Laboratorista do DAELN, campus Florianópolis do IF-SC e acadêmico do CSTSE do IF-SC <dezan@ifsc.edu.br>.

² Acadêmico do Curso Superior de Tecnologia em Sistemas Eletrônicos do IF-SC <luis_cefetsc@yahoo.com.br>.

1. INTRODUÇÃO

Os inversores de frequência são destinados ao controle e variação de velocidade de motores elétricos de indução trifásicos para aplicações nos mais diversos segmentos industriais.

Trabalham com o ajuste de torque e redução do consumo de energia aliado ao aumento da eficiência. Podem ser classificados em dois tipos: controle escalar e controle vetorial.

Sua velocidade pode ser controlada de diversas maneiras: IHM (Interface Homem-Máquina), entradas digitais, potenciômetro eletrônico ou entradas analógicas.

Os inversores de frequência são dispositivos que podem ser inseridos em sistemas de controle em malha fechada ou malha aberta e controlam motores desde 0,25 cv até 150 cv.

O termo tecnicamente correto para o dispositivo de variação de velocidade é conversor

de frequência, pois a etapa inversora converte CC em CA, sendo o conversor de frequência responsável pela conversão de uma frequência de entrada de aproximadamente 60 Hz em um valor a ser definido pelo usuário. O termo conversor de frequência é empregado por alguns fabricantes, entretanto a denominação “inversor de frequência” tornou-se muito popular e é largamente utilizada por diversos fabricantes e usuários.

Neste artigo, é demonstrada a teoria básica sobre inversores de frequência, a configuração de um inversor de frequência utilizando um módulo IGBT e um *kit* de DSP e os resultados parciais e finais da construção prática de um inversor de frequência..

2. APLICAÇÕES E VANTAGENS

Inversores de frequência são utilizados em diversos dispositivos para controle de velocidade, tais como: equipamentos para processos químicos,

equipamentos médicos, sistemas de irrigação, eletrodomésticos da linha branca e motores em geral.

Os dispositivos para controle de velocidade são usados para as seguintes operações:

- ajuste da velocidade de um motor elétrico visando rapidez do processo;
- ajuste do torque de um conjunto de acordo com as necessidades do processo;
- redução do consumo de energia e aumento da eficiência.

O controle da velocidade objetiva que se obtenha um processo industrial confiável e de qualidade, no qual o operador realize a configuração dos parâmetros da planta e o controlador atue diretamente. No caso da velocidade, esse controle pode ser feito utilizando-se um inversor de frequência.

Pode-se notar que um sistema de refrigeração utiliza basicamente motores elétricos e controladores. Nos sistemas convencionais, os controladores de vazão, pressão e temperatura comandam válvulas e/ou *dampers* de estrangulamento, desperdiçando energia elétrica. Nos sistemas atuais, as válvulas de estrangulamento estão sendo substituídas por inversores de frequência, acionando os motores principais. Os inversores variam as velocidades dos motores de acordo com a maior ou menor necessidade de vazão ou pressão ou temperatura de cada zona de controle. Ao diminuir a velocidade, os inversores proporcionam grande economia de energia. Tal efeito não ocorre com as válvulas tradicionais, nas quais a vazão é reduzida; porém, o motor continua operando na mesma velocidade e absorvendo a mesma potência.

Outra vantagem que se pode obter por se utilizar inversores de frequência é a possibilidade de redução dos custos de manutenção e instalação. Os inversores possibilitam que os motores sejam acionados suavemente, sem trancos. Com isso, reduz-se a quebra de elementos de transmissão como correntes e rodas dentadas, ocorrências frequentes em virtude do esforço adicional provocado pelos motores com partida direta.

3. INVERSOR POR PARTES

Os inversores de frequência possuem arquiteturas muito parecidas. O inversor básico pode ser composto apenas pela CPU e a etapa de potência (retificador e IGBTs).

3.1. Unidade Central de Processamento (CPU)

A CPU de um inversor de frequência pode ser formada por um microprocessador ou por um microcontrolador. Essa escolha depende apenas do

fabricante. É nesse bloco onde todas as informações (parâmetros e dados do sistema) estão armazenadas, visto que também uma memória está integrada a esse conjunto. A CPU não apenas armazena os dados e parâmetros relativos ao equipamento, mas também executa a função mais vital para o funcionamento do inversor: geração dos pulsos de disparo, por meio de uma lógica de controle coerente, para os módulos IGBTs.

3.2. Etapa de potência

A etapa de potência é constituída por um circuito retificador, que, por meio de um circuito intermediário denominado “barramento CC”, alimenta o circuito de saída do inversor (módulo IGBT).

Para o funcionamento do inversor de frequência, algumas definições e explicações são relevantes, como:

- retificador: conversor que tem a função de transformar CA em CC (Figura 1);



FIGURA 1 – Conversor do tipo retificador.

Fonte: FRANCHI, 2009.

- inversor: tipo especial de conversor que converte CC em CA, conforme ilustrado na Figura 2;

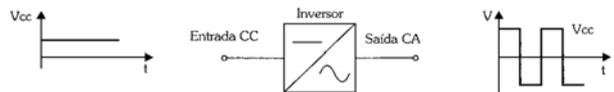


FIGURA 2 – Conversor de frequência.

Fonte: FRANCHI, 2009.

- a união desses dois módulos gera um inversor de frequência que pode ser aplicado em um motor de indução trifásico (Figura 3);

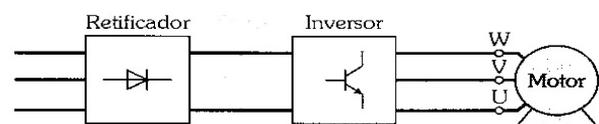


FIGURA 3 – Conversor de frequência aplicado a um motor trifásico.

Fonte: FRANCHI, 2009.

O inversor de frequência pode ser considerado como uma fonte de tensão alternada de frequência variável. A Figura 4 mostra um diagrama simplificado dos principais blocos do inversor de frequência, contendo retificador, inversor e circuito de controle. A seguir, será detalhada cada etapa do inversor de frequência.

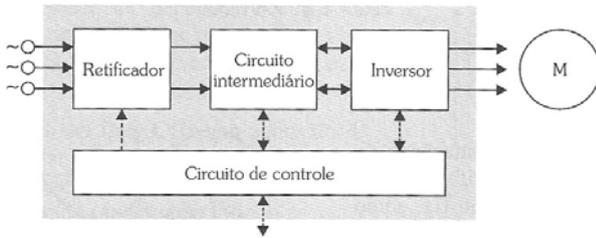


FIGURA 4 – Diagrama simplificado dos principais blocos do inversor de frequência.

Fonte: FRANCHI, 2009.

3.2.1. Retificador

Responsável pela retificação do sinal alternado que possui tensão e frequência constantes provenientes da rede de alimentação. Na rede de entrada, a frequência é fixa em 60 Hz, sendo transformada pelo retificador em contínua (retificador de onda completa). O filtro transforma essa tensão em contínua, cujo valor pode ser calculado pela Equação 1.

$$V_{cc} = \sqrt{2} \times V_{rede} \quad [1]$$

A tensão de alimentação é alternada trifásica com frequência fixa de 60 Hz.

Para retificar a tensão alternada, utilizam-se diodos. Uma tensão alternada sobre um diodo é convertida em uma tensão CC pulsante. Se uma fonte trifásica é utilizada junto com um retificador não controlado, a tensão CC continua a ser pulsante.

Na Figura 5, pode-se notar a aplicação de uma tensão trifásica através das fases L_1 , L_2 e L_3 na ponte retificadora.

A aplicação de capacitores de filtro no circuito forma uma fonte em corrente contínua simétrica, devido à existência de um ponto de terra como referência.

Com essa configuração, será formado um circuito denominado “barramento CC”, com tensão contínua $+V/2$ e $-V/2$ em relação ao terra, que alimenta a etapa inversora constituída de seis transistores de potência chamados de IGBTs.

Com uma lógica fornecida pelo circuito de controle, os transistores atuam de modo a alternar o sentido da corrente que circula pelo motor. Apesar de depender do tipo de semiconductor utilizado, a frequência de chaveamento se situa tipicamente entre 300 Hz e 20 kHz.

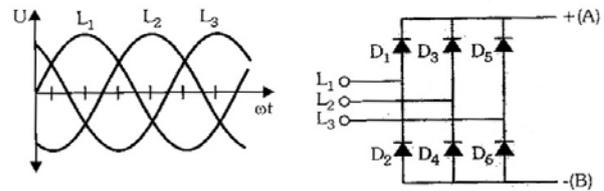


FIGURA 5 – Tensão trifásica em uma ponte retificadora.

Fonte: FRANCHI, 2009.

3.2.2. Sistema de controle

O sistema de controle pode ser dividido em três partes distintas:

- sistema de controle do inversor;
- sistema de leitura de velocidade do motor;
- sistema de interface através de potenciômetro.

3.2.3. Bloco inversor

A Figura 6 ilustra as formas de ondas relativas às etapas de funcionamento de um inversor de frequência.

Nesse bloco, estão os transistores IGBTs, responsáveis pela inversão da tensão contínua proveniente do *link* CC em um sinal alternado, com tensão e frequência variáveis.

3.3. Controle de chaveamento

A tensão alternada da rede elétrica é retificada e filtrada, formando uma tensão contínua (CC). Essa tensão CC é conectada aos terminais de saída pelos IGBTs, que funcionam no corte ou na saturação, como uma chave estática.

O controle desses circuitos é feito pelo circuito de comando, de maneira a obter um sistema de tensão alternada em que as frequências estão defasadas em 120°.

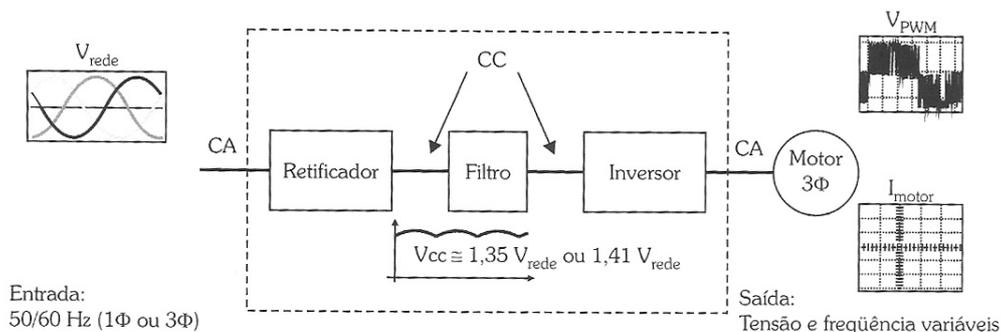


FIGURA 6 – Etapas de funcionamento de um inversor de frequência.

Fonte: FRANCHI, 2009.

O circuito de comando dos transistores de potência é o elemento responsável pela geração dos pulsos de controle dos transistores de potência a partir do uso de dispositivos digitais. Essa técnica é, atualmente, extremamente confiável. Atuando sobre a taxa de variação do chaveamento das bases dos transistores, o circuito controla a frequência do sinal trifásico gerado. Como o modulador recebe um sinal de corrente contínua ou é alimentado em corrente contínua, a frequência e a tensão de saída do modulador para o motor independem da rede de alimentação do conversor, fato que permite que o conversor ultrapasse a frequência nominal da rede.

A variação da frequência de chaveamento dos transistores aumenta ou diminui a velocidade do motor na proporção de variação da frequência de chaveamento. Essa variação pode ser notada na Figura 7, onde se observa que a variação do chaveamento dos transistores aumenta ou diminui a frequência da saída.

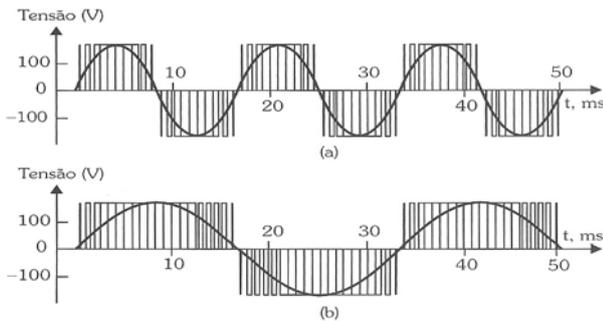


FIGURA 7 – Frequência de controle variável com um inversor de frequência: (acima) Forma de onda 60Hz,120V; (abaixo) Forma de onda 30Hz, 120V.

Fonte: FRANCHI, 2009.

A Figura 8 exibe um inversor trifásico com uma lógica de controle para os pulsos de disparo de seis IGBTs, de maneira a gerar uma tensão de saída alternada e defasada de 120° uma da outra.

Como há seis transistores ligados três a três, têm-se oito combinações possíveis, porém apenas seis são válidas.

Para se entender melhor o funcionamento dos IGBTs, será feita a análise de uma das condições.

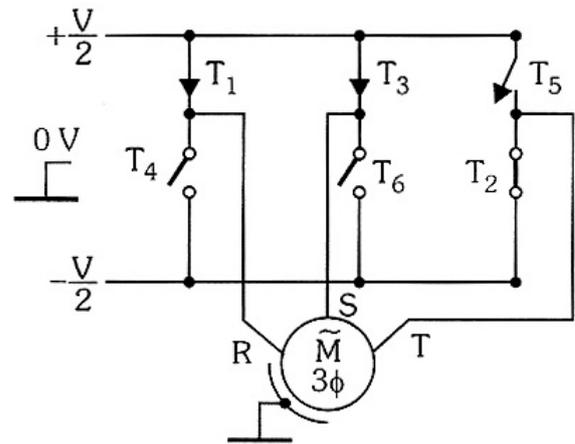


FIGURA 8 – Representação de um inversor de frequência para um circuito trifásico.

Fonte: FRANCHI, 2009.

No 1º tempo, os transistores T₁, T₂ e T₃ estão ligados, e os restantes desligados. Como o motor é trifásico, é necessário que as tensões de linha V_{RS}, V_{ST} e V_{TR} estejam defasadas de 120°. Para esse primeiro tempo de chaveamento, obtêm-se as Equações 2, 3 e 4.

$$V_{RS} = +\frac{V}{2} - \frac{V}{2} = 0 \quad [2]$$

$$V_{ST} = +\frac{V}{2} - \left(-\frac{V}{2}\right) = +V \quad [3]$$

$$V_{TR} = \frac{-V}{2} - \frac{V}{2} = -V \quad [4]$$

A tensão V_{RS} representa a diferença de potencial entre a fase R e S. A Tabela 1 mostra as tensões aplicadas ao motor com as demais condições iniciais.

A Figura 9 ilustra a Tabela 1 em um diagrama de tempos, mostrando também a defasagem de 120° entre as três fases.

Essas etapas formam o inversor de frequência. Na sequência, será demonstrado como efetivamente é feito o acionamento dos transistores através de modulação por largura de pulso.

TABELA 1 – Tensões aplicadas ao motor nos respectivos instantes de tempo.

	V _{RS}	V _{ST}	V _{TR}	
T ₁ , T ₂ , T ₃	0	+V	-V	1º tempo
T ₂ , T ₃ , T ₄	-V	+V	0	2º tempo
T ₃ , T ₄ , T ₅	-V	0	+V	3º tempo
T ₄ , T ₅ , T ₆	0	-V	+V	4º tempo
T ₅ , T ₆ , T ₁	+V	-V	0	5º tempo
T ₆ , T ₁ , T ₂	+V	0	-V	6º tempo

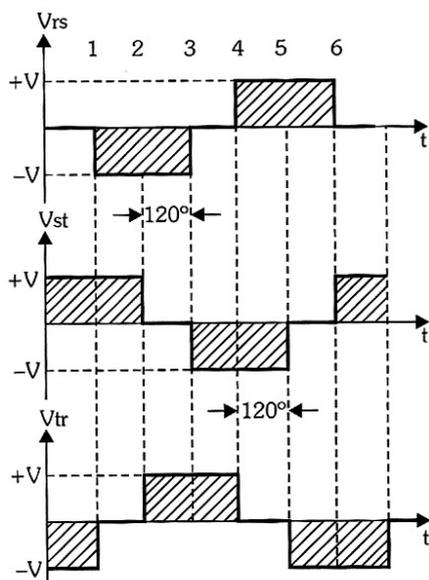


FIGURA 9 – Três fases resultantes na saída do bloco inversor.

Fonte: FRANCHI, 2009.

4. MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)

Os transistores na saída do inversor trabalham como chaves “liga ou desliga”; a forma de onda da tensão de saída de um inversor de frequência é sempre quadrada. Para se obter uma tensão de saída mais próxima da senoidal, os transistores chaveiam modulando sua largura de pulso através de uma técnica chamada PWM (*Pulse Width Modulation*).

Com o uso do microprocessador, as funções de controle do PWM são efetivamente realizadas pela combinação de uma onda triangular e uma senoidal que produzem a forma de onda da tensão de saída. A Figura 10 mostra a geração do PWM.

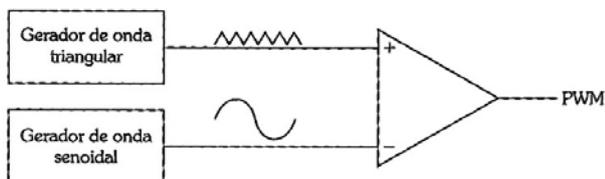


FIGURA 10 – Geração de sinal PWM.

Fonte: FRANCHI, 2009.

Na Figura 11, observa-se o sinal de saída do gerador de PWM, pois o sinal triangular é a frequência de chaveamento do inversor. O gerador de onda senoidal produz um sinal que determina a largura dos pulsos e, portanto, a tensão RMS de saída do inversor.

O IGBT é chaveado por um curto período de tempo, permitindo que somente uma pequena parcela de corrente chegue até o motor. O IGBT é então ligado por períodos de tempo maiores, permitindo correntes maiores no motor até que se

atinga a corrente nominal do motor. Após isto, o IGBT é ligado por períodos de tempo progressivamente menores, diminuindo a corrente aplicada ao motor. Esse processo pode ser visualizado na Figura 12.

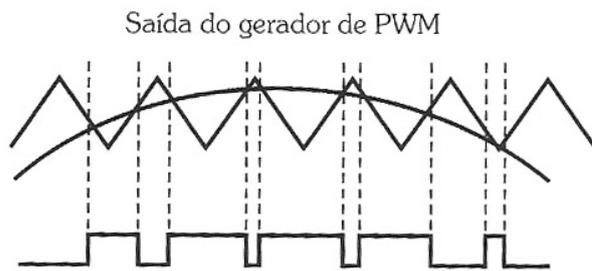


FIGURA 11 – Sinal de saída do gerador de PWM.

Fonte: FRANCHI, 2009.

A parte negativa das ondas senoidais é gerada pelo chaveamento do IGBT conectado ao valor negativo da tensão CC.

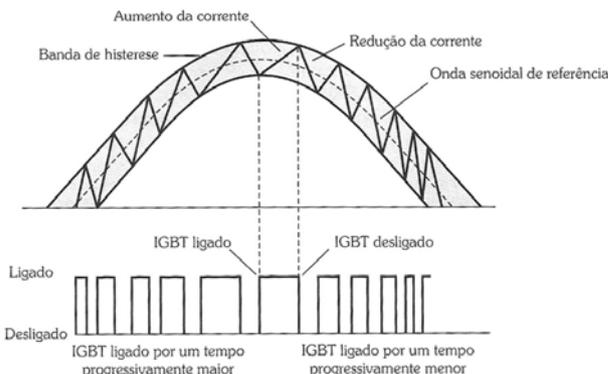


FIGURA 12 – Acionamento dos IGBTs no circuito do inversor.

Fonte: FRANCHI, 2009.

Quanto mais senoidal for a corrente de saída do PWM, maior será a redução de pulsações de torque e perdas. Na Figura 13, podem ser visualizadas as formas de onda de tensão e de corrente na saída do inversor.

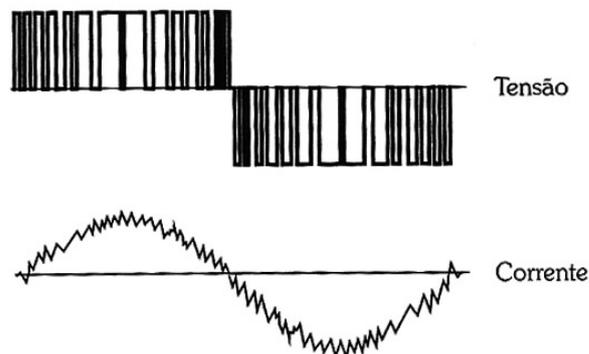


FIGURA 13 – Formas de onda de tensão e de corrente na saída do inversor de frequência.

Fonte: FRANCHI, 2009.

A tensão e a frequência são controladas eletronicamente pelo circuito de controle.

A tensão CC é modulada para produzir uma tensão e uma frequência variáveis. Em baixas frequências de saída, os dispositivos de chaveamento são ligados por um curto período de tempo, sendo pequenas as tensões e as correntes aplicadas ao motor. Em frequências altas de saída, uma alta tensão é necessária. Os dispositivos de chaveamento são ligados por um longo período de tempo, permitindo correntes e tensões mais elevadas para serem aplicadas ao motor, conforme Figura 14.

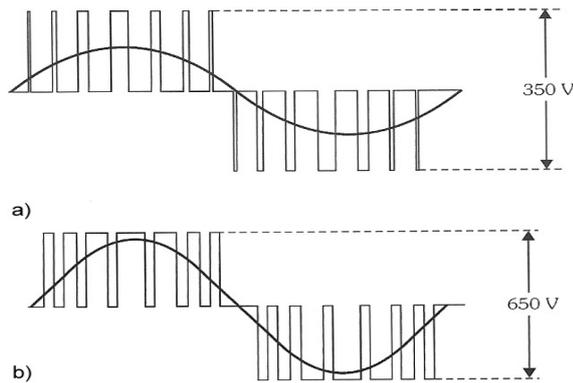


FIGURA 14 – Dispositivos ligados em (a) curto período de tempo e (b) longo período de tempo.

Fonte: FRANCHI, 2009.

Pode-se afirmar que, independentemente da topologia utilizada, o princípio de funcionamento baseia-se em uma tensão CC no circuito intermediário e uma transformação em tensão CA para acionar o motor.

Quanto maior for a frequência de chaveamento, mais senoidal será a forma de onda resultante,

embora o ruído seja aumentado significativamente, por ser proporcional à frequência de chaveamento, conforme ilustrado na Figura 15.

5. PI-IV: INVERSOR DE FREQUÊNCIA

A construção do inversor de frequência teve início no ano de 2008, no Curso Superior de Tecnologia em Sistemas Eletrônicos do Departamento Acadêmico de Eletrônica do IF-SC, na disciplina de Conversores Estáticos e se estendeu para o Projeto Integrador IV, cujo pré-requisito era desenvolver uma solução utilizando Processador Digital de Sinais (DSP).

Durante o planejamento do PI-IV, deu-se continuidade ao inversor de frequência empregando-se um DPS por possuir as características necessárias para o projeto.

Na disciplina de Conversores Estáticos, utiliza-se o microcontrolador LPC2104 (NXP Semiconductors). Para o PI-IV, utilizou-se o DSP TMS320LF2407A (Texas Instruments). Esse DSP está acoplado a um kit de desenvolvimento ezDSP TMS320LF2407 (Spectrum Digital).

O kit didático dispõe de conectores para interfaceamento com periféricos através de conexões barra pinos padrão 2,54 mm (100 mil), distribuídos ao longo da placa.

O kit dispõe de uma interface JTAG que é utilizada para comunicar o DSP com o microcomputador. Essa comunicação é feita para gravar e depurar o DSP em tempo real.

Foram utilizados os seguintes conectores:

- P1 – pinos 3 e 4 na entrada do AD;
- P2 – pinos 3 e 5 para I/O, pinos 9, 10, 11, 12, 13 e 14 para PWM;
- P6 – pinos 37 e 39 referentes à tensão de 3,3 V.

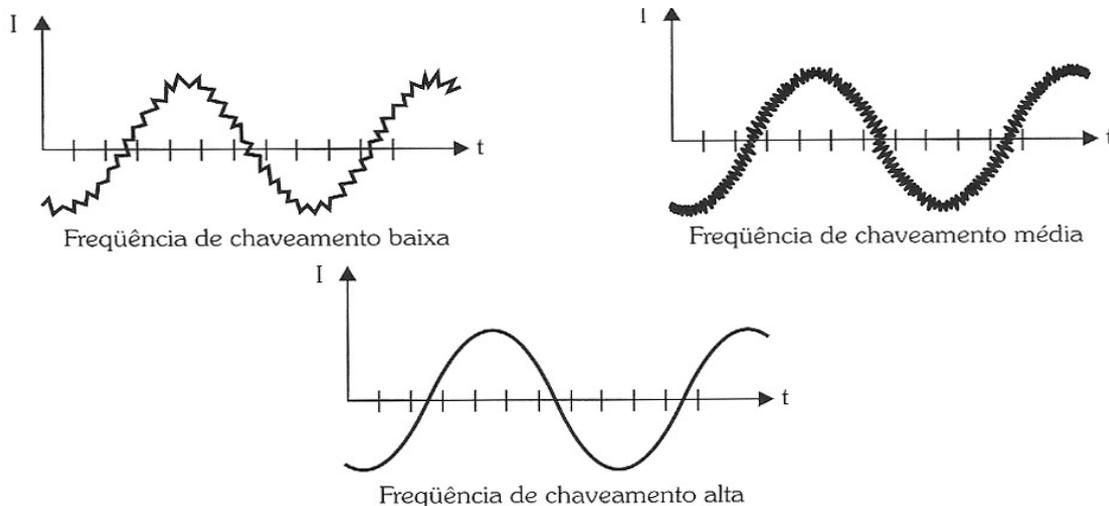


FIGURA 15 – Formas de onda para diferentes frequências de chaveamento.

Fonte: FRANCHI, 2009.

5.1. Módulo de potência

Para acionamento do motor CA utilizou-se o módulo IRAMS10UP60BPBF (*International Rectifier*), cuja aplicação típica está ilustrada na Figura 16.

Este circuito integrado (CI) é um módulo de potência desenvolvido e otimizado para controle elétrico de motores de refrigeradores e máquinas de lavar. Segundo a folha de dados do componente, a tensão de barramento máxima é de 450 V e a corrente é de 10 A (valores RMS).

Internamente ao CI existe um circuito chamado *bootstrap*. Esse circuito é responsável por simular uma referência no ponto central do braço, quando o IGBT inferior está aberto e o superior precisa ser fechado. Por haver esse circuito interno, a complexidade dos circuitos periféricos diminui, sendo necessária apenas a colocação dos capacitores externos ajustados de acordo com a frequência de operação do PWM, calculados com base nos gráficos apresentados na folha de dados do componente.

Além do *bootstrap*, o CI dispõe de um circuito de medição de temperatura disponível através de uma tensão variando numa faixa de $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \approx 5,0\text{ V}$ até $+130\text{ }^{\circ}\text{C} \approx 0,25\text{ V}$. Esse sinal de temperatura permite ao sistema monitorar possíveis falhas, que podem ocorrer e sobreaquecer o componente se o circuito não for desligado.

O CI possui um pino ITRIP que monitora a corrente do barramento e a adequa para ser medida

pelo DSP. Para o inversor de frequência, essa aplicação não foi implementada.

5.2. Interface e isolamento

Para evitar que o DSP se comunique diretamente com o módulo de potência, implementou-se uma interface intermediária para isolar os dois circuitos. Esse isolamento protege à parte o DSP contra possíveis problemas que possam ocorrer no módulo de potência, como sobretensão e sobrecorrente.

Para que os dois circuitos estejam galvanicamente isolados, foram necessários oito optoacopladores para isolar por completo o circuito, sendo seis para os sinais de PWM e dois para os sinais de controle (AD).

O barramento CC deve possuir uma tensão contínua constante, para que, no chaveamento dos IGBTs, a saída tenha sempre a mesma tensão. Para isso, calculou-se um capacitor de filtro partindo dos valores de tensão, corrente e frequência em um valor comercial de 220 μF de capacitância.

Para evitar os picos de tensão no momento da partida com rede CA, foi utilizado um circuito de pré-carga, constituído de um comparador feito com amplificador operacional que mantém a tensão em estado alto até que o valor de entrada negativa seja maior que o da entrada positiva. Isso acontece obedecendo ao tempo de carga do capacitor C_3 , visto na Figura 17.

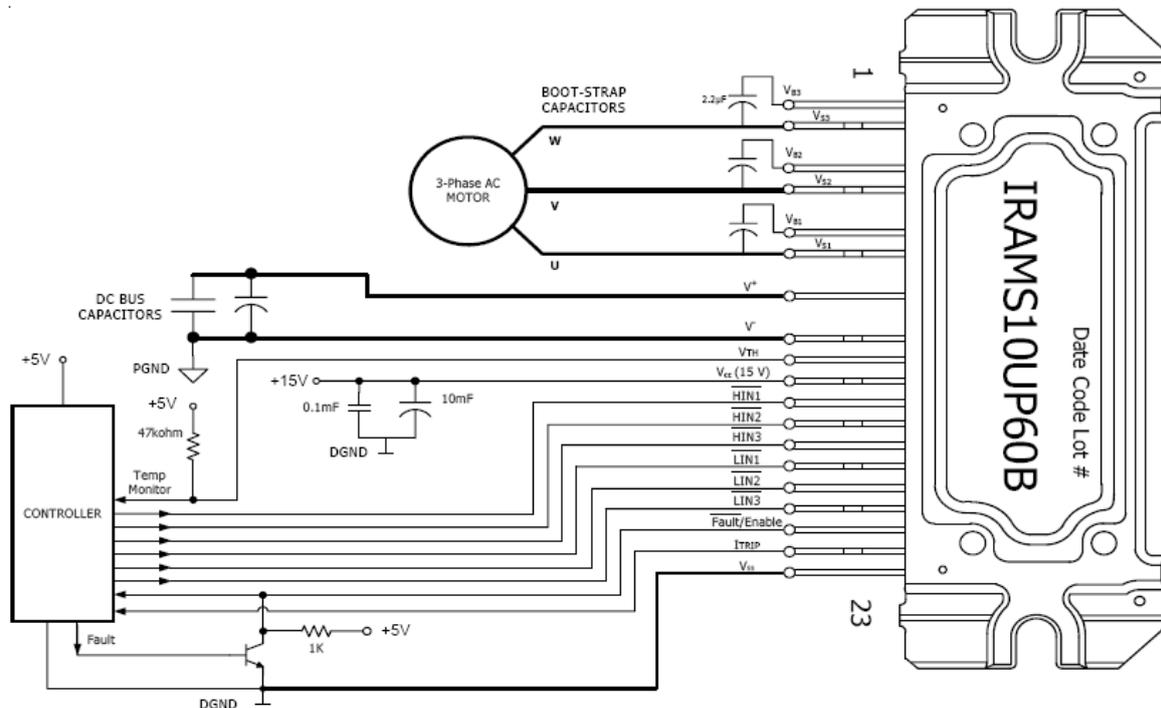


FIGURA 16 – Aplicação típica do módulo IGBT fornecida na folha de dados do fabricante.

Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER, 2009.

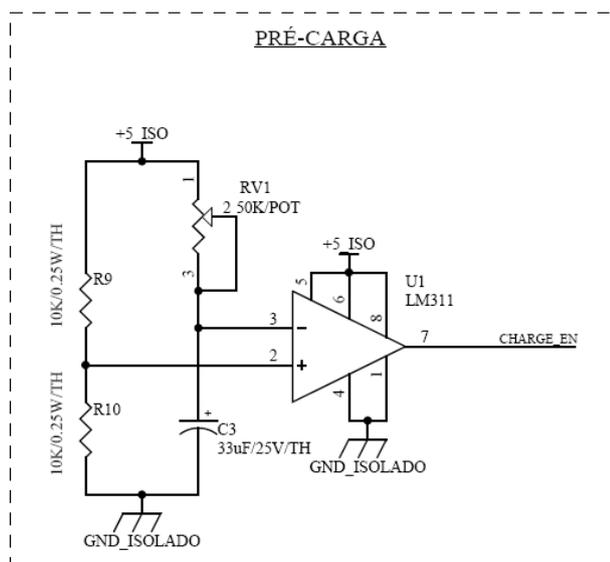


FIGURA 17 – Circuito de pré-carga.

CHARGE-EM habilita um transistor que fecha os contatos de um relé NA, colocando um resistor em série com o circuito que carrega o capacitor de barramento, evitando uma sobrecorrente na partida do inversor de frequência.

5.3. Fontes de alimentação

Para alimentar o relé do circuito de pré-carga, foi projetada e implementada uma fonte de 5 V. Para alimentar o módulo IGBT, também foi projetada e implementada uma fonte de 15 V.

6. FIRMWARE

O programa foi escrito em linguagem C com algumas chamadas em linguagem assembly.

6.1. Software de programação

O desenvolvimento do *firmware* foi feito no *software* Code Composer, fornecido pelo fabricante do *kit* ezDSP TMS320LF2407.

Como a linguagem de programação escolhida foi C, não é necessária atribuição de espaço de memória específica para as variáveis, pois o compilador se encarrega dessa tarefa.

6.2. Estrutura de desenvolvimento do *firmware*

O desenvolvimento da programação para o DSP foi elaborado seguindo uma estrutura por funções.

Na função *main()* são chamadas duas outras funções: *globaisInit()* e *initDsp()*.

Na função *globaisInit()* são inicializados os valores da tabela de senos que o programa utiliza para configurar a largura dos pulsos do PWM conforme a variação da tensão de saída.

A tabela de senos foi gerada com auxílio do *software* MATLAB 6.0. Essa tabela contém os valores respectivos e a amplitude do sinal nos

pontos determinados. Quanto mais pontos a tabela possui, maior será a precisão do sistema, porém isso acarreta aumento da frequência de atuação dos PWMs que, nesse caso, é limitada pelo módulo IGBT em 20 kHz.

A função *initDsp()* configura os registradores de controle do sistema, *status*, interrupção, pinos de entrada e saída, temporizadores, registradores de comparação, período de interrupção, PWM, conversor AD e habilitação das interrupções. Além de configurar os registradores, a função *initDsp()* é responsável por inicializar as variáveis e constantes com os valores pré-definidos. O fluxograma da função *initDsp()* está apresentado na Figura 18.

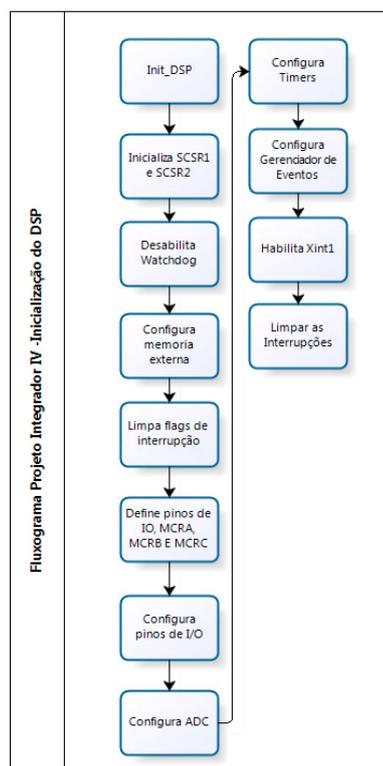


FIGURA 18 – Fluxograma da função *initDsp()*.

Após o término das duas funções de inicialização, o programa retorna a função *main()*, entrando em um laço infinito, onde aguarda o disparo dos temporizadores ou o fim da conversão do AD. O fluxograma da função *adc_isr()* está apresentado na Figura 19.

A variação da frequência e a variação da tensão são feitas em conjunto, ou seja, dentro da interrupção do timer2. Essa variação da frequência é feita através de um cálculo simples que pode ser conferido na Equação 5.

$$T2_{PR} = f_{frequencia} \cdot t_{ADC} \quad [5]$$

O timer é configurado para contar e comparar com o valor pré-definido já configurado. Quando o valor de contagem é igual ao valor de comparação,

a conversão AD é disparada. Completando a conversão AD, o *hardware* gera uma interrupção que atualiza os novos valores do PWM.

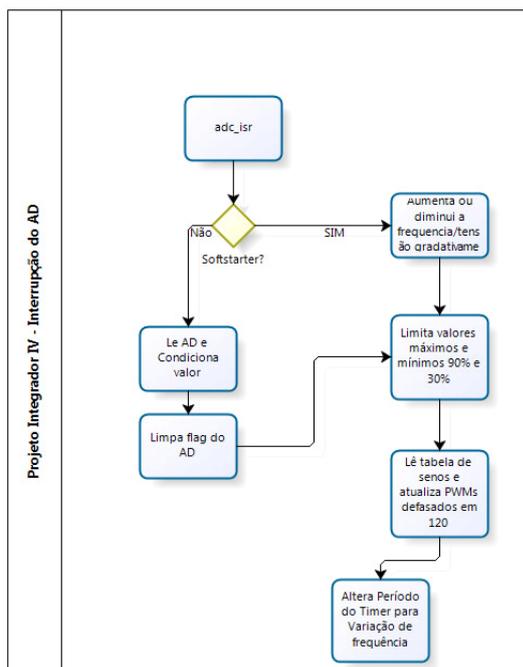


FIGURA 19 – Fluxograma da função *adc_isr()*.

O período do PWM é definido no timer1. O disparo do conversor AD é feito pelo timer2. A cada leitura do conversor AD, o timer2 é atualizado, variando a frequência de leitura da tabela de senos e a tensão aplicada pelos PWM.

Após o tratamento das interrupções o programa volta para o laço principal, onde aguarda a próxima chamada do sistema.

As variáveis inicializadas são relacionadas ao tamanho da tabela de senos, ponteiros de tabelas, frequência de saída, tensão de saída, entre outros.

6.3. Configuração dos pinos de entrada e saída

A definição de entrada e saída dos pinos é configurada nos registradores MCRA e MCRB.

É escolhido, através da configuração desses registradores, se o pino terá a função primária de PWM, CAP, etc, ou a função secundária de entrada ou saída digital (BATISTA, 2006).

Esses pinos de entrada e saída estão ligados no conector P2 do kit ezDSP e podem ser visualizados na Figura 20.

O registrador PADATDIR configura o funcionamento dos pinos como entrada ou saída. O pino 3 (IOPA0) foi configurado como saída e o pino 5 (IOPA2) foi configurado como entrada. Estes pinos representam respectivamente os sinais de FAULT_ENABLE e READY_ISO.

6.4. Configuração dos PWMs

Os pinos de 9 a 14 do conector P2 da *kit* foram configurados como PWM através do registrador MCRA (9 – PWM1, 10 – PWM2, 11 – PWM3, 12 – PWM4, 13 – PWM5 e 14 – PWM6).

Para gerar os sinais de PWM, são carregados os valores nos registradores de comparação CMPR1, CMPR2, CMPR3. O registrador ACTRA é utilizado para definir se o PWM é ativado por nível lógico alto ou baixo ou, então, para forçar um desses dois níveis.

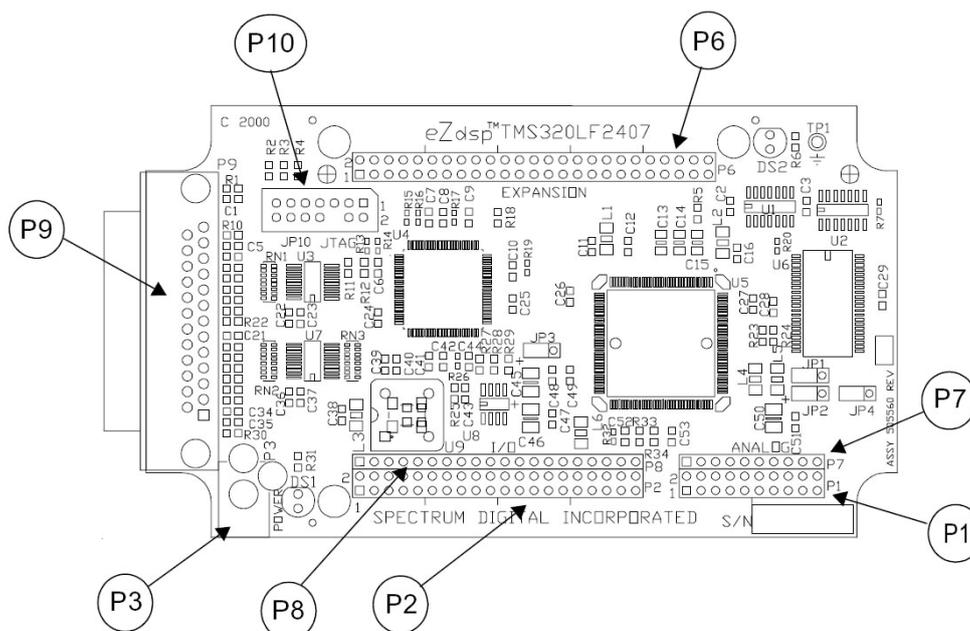


FIGURA 20 – Pinos de entrada (P1, P2 P7 e P8), saída (P2), alimentação (P3), comunicação (P9) e expansão (P6), disponíveis no *kit* ezDSP.

Fonte: SPECTRUM DIGITAL, 2009.

Para construir o inversor de frequência trifásico, foram necessários configurar seis PWMs, trabalhando como pares complementares para acionamento dos três braços do inversor. Portanto os registradores de comparação são utilizados da seguinte forma: CMPR1 para os PWMs 1 e 2; CMPR2 para os PWMs 3 e 4 e CMPR3 para os PWMs 5 e 6.

No registrador DBTCONA é possível configurar o tempo morto (*dead band*) entre os PWMs complementares, evitando assim, o curto circuito do barramento do inversor. Seguindo a orientação da folha de dados do componente IRAMS10UP60BPBF, foi configurado tempo morto de 290ns. A Figura 21 demonstra o exemplo do funcionamento dos PWMs do inversor.

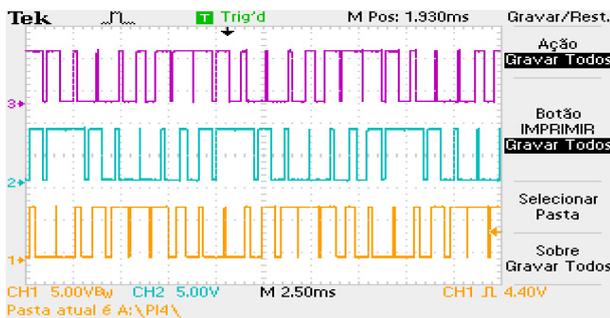


FIGURA 21 – Visualização dos PWMs no osciloscópio após configurados.

6.5. Configuração do ADC

O conversor AD, responsável pela variação da frequência, foi configurado no canal CONV0, obtendo-se o resultado no registrador RESULT0, através do pino 2 do conector P1 do *kit*.

No registrador MAX_CONV foi definido o número de conversões a serem realizadas pelo AD. Em CHSELSEQ1 foram determinados os canais utilizados pelo conversor AD e no registrador ADCTRL1 o *reset*, a prioridade de interrupção, os modos de operação e o *prescaler*.

As conversões são iniciadas quando o GP (*general-purpose*) timer2 finaliza uma contagem. No registrador ADCTRL2 é possível determinar o início da conversão A/D por um evento no EVA (*Event Manager A*) que, neste caso, é o GP timer2. Outra configuração importante nesse registrador é a habilitação de interrupção (INT_ENA_SEQ2). No momento em que o conversor AD digitaliza as variáveis, o *flag* INT_FLAG_SEQ2 indica o início de uma interrupção. Esse *flag* é zerado dentro da interrupção para habilitar as próximas interrupções (PINHEIRO, 2007).

6.6. Configuração do GP timer1

O GP timer1 é o contador do EVA e foi configurado para operar na frequência de 9.900 Hz, de acordo com o cálculo realizado, conforme Equações 6, 7, 8 e 9.

$$T_{max} = \frac{1}{F_{max}} \quad [6]$$

$$T_{PWM} = \frac{T_{max}}{150} \quad [7]$$

$$F_{PWM} = \frac{1}{T_{PWM}} \quad [8]$$

$$Nc = \frac{T_{PWM}}{T_{DSP}} \quad [9]$$

Sendo:

- T_{max} = período da frequência máxima de saída;
- F_{max} = frequência máxima de saída;
- T_{PWM} = período do PWM;
- F_{PWM} = frequência do PWM;
- Nc = número de contagens;
- T_{DSP} = período do clock do DSP.

Portanto, para a frequência máxima adotada no projeto, 66 Hz, o período máximo calculado foi 15,1515ms, de acordo com a Equação 6.

Para calcular a frequência do PWM é necessário determinar o número de pontos amostrados em um período da senóide. Neste caso, a senóide foi subdividida em 150 pontos, ou seja, o PWM atuará a cada 101,01µs, segundo a Equação 7.

A partir do cálculo do período e utilizando a Equação 8, é possível determinar a frequência do PWM, resultando nos 9.900 Hz, descritos anteriormente.

Para o contador do GP timer1, é necessário determinar o número de contagens a ser inserido no registrador T1PR. Através do uso da Equação 9, foi determinado o número de 4.040 contagens, sendo carregada no registrador T1PR a metade desse valor, 2.020, já que o contador é configurado para o modo de contagem *up/down*.

6.7. Interrupções

Foram utilizadas as interrupções de conversão AD no timer2 (TMR2) e external (XINT1) configuradas a partir dos registradores IFR, IMR e INTM.

6.7.1. Rotina de interrupção do timer2

Na rotina de interrupção do timer2, o valor do registrador RESULT0 de leitura do AD do canal 0 é lido e condicionado para que o resultado da conversão varie de zero a um. O valor do AD convertido é então utilizado na atualização dos PWMs e na variação do período do timer2.

Quando utilizado na atualização dos PWMs, o valor do AD é responsável por ajustar a largura dos pulsos de acordo com o seu valor para que se mantenha a relação frequência/tensão constante, ou seja, quando a frequência diminui, a tensão também diminui, e *vice-versa*.

Para a utilização na variação do período do timer2, o valor do AD é responsável pela variação da frequência de leitura da tabela, ocasionando a variação da frequência de saída do inversor. Quanto menor o período de leitura da tabela, maior será a frequência de saída do inversor.

6.7.2. Rotina de interrupção externa 1

A rotina de interrupção externa 1 (XINT1) é utilizada quando se deseja a partida ou o desligamento suave do motor, do inglês *softstarter*. Quando o respectivo pino é acionado é gerada uma interrupção. A rotina dentro da interrupção, por sua vez, aciona o timer2 que comanda os PWMs, ativando o inversor.

7. RESULTADOS

O módulo de potência possui um circuito retificador para converter a tensão alternada da rede elétrica em contínua.

Devido à necessidade de isolamento, optou-se por não se realizar a medição da corrente e da temperatura do módulo IGBT já que os optocopladores teriam que trabalhar na região linear, o que tornaria o projeto mais complexo.

Após o desenvolvimento e montagem da placa de interface, já com os testes de funcionalidade da mesma realizados, partiu-se para os testes do controle do módulo de potência. Um transformador isolador 220 V/220 V foi acoplado à entrada do Varivolt a fim de isolar o mesmo da rede elétrica, evitando problemas com o aterramento do circuito. O osciloscópio também foi isolado com um transformador isolador de mesmas características.

7.1. Resultados utilizando lâmpadas

Após a verificação da montagem e do devido isolamento dos circuitos, iniciaram-se os testes com a variação da tensão eficaz de 0 V – valor inicial – a 220 V, atingindo um valor de 311 V no barramento CC. A medição da tensão do barramento foi realizada com o uso de um multímetro.

A Figura 22 mostra o inversor de frequência final, suas placas e a interface com o computador.

Devido a necessidade de se observarem os resultados em um osciloscópio, para os testes preliminares a frequência de operação dos PWMs e do AD foi configurada para 990 Hz com uma tabela de senos de 15 pontos.

Foi realizado um teste preliminar de carga com o auxílio de três lâmpadas de 24 W/127 V. Cada

lâmpada foi ligada a uma fase do inversor em ligação estrela.

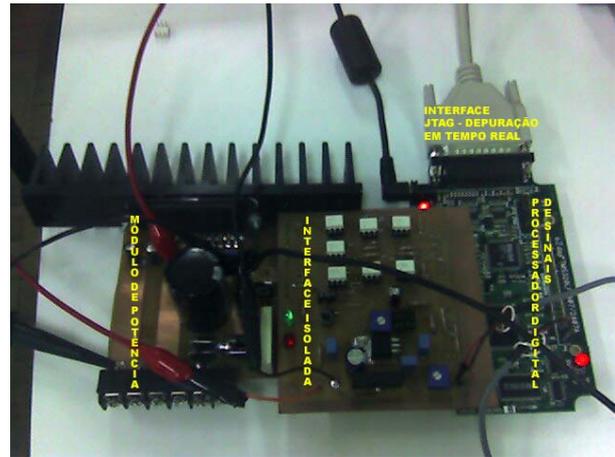


FIGURA 22 – Inversor de frequência completo.

Aumentando a tensão eficaz no Varivolt, foi possível perceber que as lâmpadas começaram a apresentar luminosidade a partir de 86 V, conforme visualizado na Figura 23. Considerando que as frequências não estavam de acordo com a especificação do projeto, optou-se por parar os testes para ajuste do *firmware*.

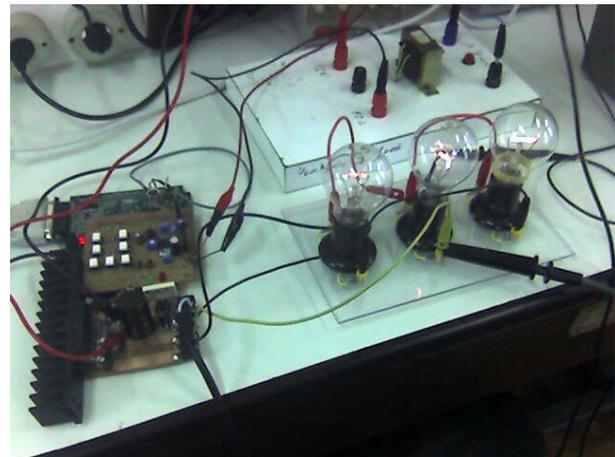


FIGURA 23 – Início dos testes utilizando lâmpadas.

Os valores foram ajustados de acordo com a necessidade do projeto. A frequência de PWM foi alterada para 9,9 kHz e o número de pontos da tabela para 150.

O novo cálculo do período do timer2 para a leitura do AD é calculado pelas Equações 10 e 11.

$$Valor_{timer} = \frac{T_{MenorFreq}}{N_{PontosTabelaSeno}} \cdot \frac{1}{T_{DSP}} \quad [10]$$

$$Valor_{timer} = \frac{0,050505}{150} \cdot \frac{1}{25 \cdot 10^{-9}} = 13.648 \quad [11]$$

Foi realizado um novo teste preliminar de carga com o auxílio das três lâmpadas, uma de 24 W/220 V e duas de 40 W/220 V. Cada lâmpada foi ligada a uma fase do inversor em ligação estrela. O procedimento adotado foi o mesmo do teste anterior, no qual a tensão eficaz de entrada CA foi aumentada gradativamente com o Varivolt até o valor máximo de entrada de 220 V. Foi observado que as lâmpadas apresentaram o mesmo grau de luminosidade, exceto a de menor potência.

Através do potenciômetro de variação da frequência, foi possível observar que a relação tensão/frequência se mantinha constante. Com o ajuste do potenciômetro entre os valores máximos e mínimos, verificou-se o aumento e a diminuição, respectivamente, da luminosidade nas lâmpadas e a variação no osciloscópio.

A bancada, com todos os equipamentos utilizados, está apresentada na Figura 24.



FIGURA 24 – Bancada de testes.

7.2. Resultados utilizando o motor

Após a realização dos testes com as lâmpadas, regulou-se o inversor para a frequência mínima e demos início aos testes finais, os quais consistiram basicamente no acionamento e controle da velocidade de um motor trifásico. O motor escolhido foi um motor de 1 cv da marca WEG, configurado para tensão de entrada de 220 V por fase, em ligação delta.

O motor foi acoplado ao inversor e um osciloscópio foi acoplado à saída do inversor para aquisição dos sinais. Também foi acoplado ao inversor, no barramento CC, um multímetro para medição da tensão CC. Em um segundo momento, o osciloscópio foi acoplado ao barramento CC para obtenção da forma de onda do *ripple*, ilustrado na Figura 25.

Após a estabilização do motor, trabalhando com uma frequência de 20 Hz, o potenciômetro de ajuste da frequência foi rotacionado, de forma a aumentar respectivamente a frequência/tensão.

Verificou-se que o comportamento do motor foi o esperado, a frequência variou entre os valores máximos e mínimos.

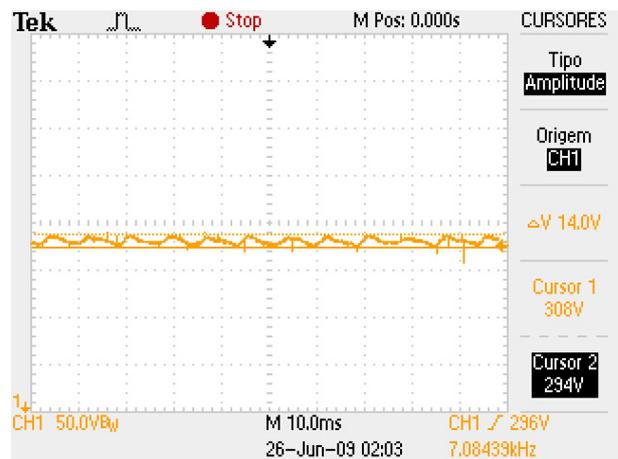


FIGURA 25 – Tensão de *ripple* em 14 V para tensão de barramento CC em 311 V.

Através do osciloscópio, verificou-se a tensão de linha e a corrente de fase, conforme Figura 26.

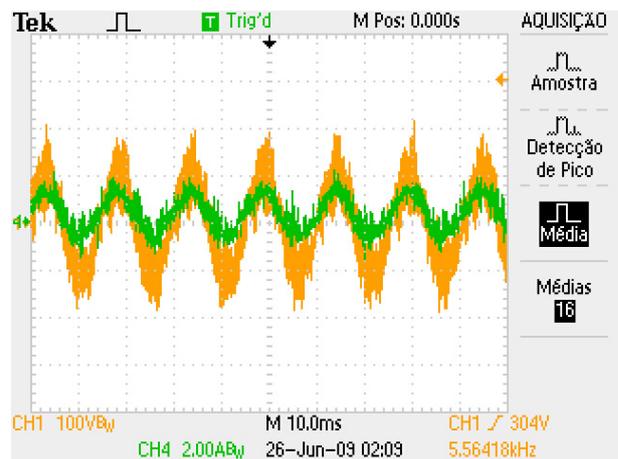


FIGURA 26 – Formas de onda de tensão e corrente no motor.

8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A implementação de um inversor de frequência com controle escalar foi bem sucedida. Foi possível variar a frequência/tensão em cima de um motor e a sua velocidade.

Sua configuração, utilizando um módulo IGBT e um *kit* de DSP, somada aos resultados da construção prática demonstraram que foi possível implementar o inversor de frequência com as características de projeto pré-definidas.

Os resultados encontrados demonstram a eficácia e eficiência dos DSPs, aplicados ao controle. O protótipo elaborado foi construído utilizando a mesma tecnologia aplicada aos inversores de frequência comerciais. Por ter utilizado o *kit* didático para ser construído, o protótipo foi cedido para se tornar objeto de estudo de caso dos alunos da disciplina de Processamento Digital de Sinais Aplicado a Controle, disciplina

essa que fundamenta os conceitos da programação utilizada no inversor de frequência.

As etapas subsequentes às realizadas até o momento seriam a implementação das rotinas de partida lenta do motor (*softstarter*), e uma IHM para que a frequência possa ser ajustada em um teclado e visualizada em um *display*.

REFERÊNCIAS

BATISTA, Flávio Alberto Bardemaker. **Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM unidirecionais**. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Tese (Doutorado) Florianópolis, 2006. Universidade Federal de Santa Catarina 282 p. 2006.

FRANCHI, C. M. **Inversores de frequência: teoria e aplicações**. São Paulo: Editora Érica, 2009.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Folha de dados do componente IRAMS10UP60BPBF**, 2009.

PINHEIRO, Leonardo Gilberto. **Sistema de Alimentação Ininterrupta Controlado por Processador Digital de Sinais**. Florianópolis, 2007. Trabalho de Conclusão de Curso. Departamento Acadêmico de Eletrônica. Curso Superior de Tecnologia em Sistemas Eletrônicos 88 p. – Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina, 2007.

SPECTRUM DIGITAL. **Folha de dados do kit ezDSP TMS320LF2407**, 2009.