

RECONSTRUÇÃO DAS TENSÕES DE FASE DE MOTORES DE INDUÇÃO ACIONADOS POR INVERSORES PWM A PARTIR DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Luiz ANTONIO DE SOUZA RIBEIRO⁰¹; Jonathan CARDOSO DA SILVA ⁰²

- (1) Centro Federal de Educação Tecnológica, Av. Getúlio Vargas 04, Monte Castelo: São Luís - MA, tel: (98) 3218-9001, 3218-9110 e 3226-8314, e-mail: luiz_ribeiro@cefet-ma.com.br
(2) Centro Federal de Educação Tecnológica, e-mail: jonathaneel@yahoo.com.br

RESUMO

A maioria dos acionamentos de motores elétricos atuais usa modulação por largura de pulso (PWM) (RASHID 1999, p.436 -500). Este tipo de modulação, aplicada aos inversores trifásicos, é a forma mais eficiente de se variar a amplitude e a frequência das tensões de alimentação do motor. A implementação das estratégias PWM e das estratégias de controle de motores é feita através de uma unidade digital de processamento e certo número de entradas e saídas analógicas e digitais (DSP). Ao longo dos primeiros três meses foram desenvolvidos, com os suportes do laboratório de acionamento de máquinas elétricas do Cefet-Ma e com apoio financeiro do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq: 1) o programa escrito em linguagem C no editor Code Composer[®] (CCS[®]) (TEXAS INSTRUMENTS[®]. Literature Number: SPRU296.htm.) do kit da Texas Instruments[®], que comanda o DSP na tarefa de capturar o sinal de tensão elétrica pelo seu conversor analógico digital (CAD) (TEXAS INSTRUMENTS[®]. Literature Number: SPRU060.htm) e reconstruí-la sob a forma de onda quadrada modulável (PWM) 2) e a interface DSP-inversor PWM, um circuito elétrico que gerencia o monitoramento dos sinais de erro oriundos do inversor PWM, bem como, dos sinais de tensão e corrente do motor de indução, esse circuito também amplifica os sinais de 0 zero a 3V (volts), que saem do DSP, para 0 zero a 15V(volts) que vão ao inversor PWM. Nos últimos meses, foram concluídas o restante do trabalho proposto: a reconstrução das tensões de fase seguida de diversos testes para aprimoramento do protótipo. A medição das tensões em acionamentos de máquinas é extremamente importante, pois permite estudar com mais eficácia o comportamento eletromecânico. O uso de somente um sensor é atraente (barramento cc), pois além de diminuir o custo do acionamento, melhora a confiabilidade de leitura dos sinais. Portanto, a medição das tensões tem sido objeto de pesquisa nos últimos anos e vários trabalhos têm como foco as formas de melhorar tais medições, sempre com o objetivo de trocar hardware por software.

Palavras-chaves: Reconstrução de Tensão, PWM (Modulação da Largura do Pulso), DSP(Processador Digital de Sinais), Acionamento de Motores de Indução.

1. INTRODUÇÃO

O principal foco deste trabalho é a reconstrução das tensões de fase do motor de indução alimentado por inversor trifásico a partir da medição da tensão do barramento cc e da informação dos instantes de chaveamento do inversor. O inversor que alimenta estas máquinas é utilizado em aplicações onde se precisa regular velocidade e conjugado. Em tais aplicações é necessário variar a frequência e a tensão de alimentação do motor, sendo a modulação PWM, (modulação por largura de pulso) (RASHID 1999, p. 436-500) a mais adequada para este fim.

Atualmente o controle PWM de inversores é realizado de maneira digital, sendo os processadores digitais de sinais (DSP) uma poderosa ferramenta para fazer nesta finalidade. A família 2000, da Texas Instruments, é uma família de DSPs dedicada ao acionamento de máquinas elétricas, sendo o PWM uma das principais tarefas realizadas. Portanto, o conhecimento desta família de microprocessadores, possibilita acionar o motor com qualquer técnica PWM e com qualquer estratégia de controle, incluindo o controle Volt / Hertz (V/f) (TEXAS INSTRUMENTS®. Literature Number: SPRA284A .htm) e o controle com orientação pelo campo (MOHAN; UNDELAND 1989, p. 141 – 144).

A reconstrução das tensões de fase através da medição da tensão do barramento e do conhecimento dos intervalos em que as chaves estão ligadas é atraente por vários motivos: 1) o número de sensores é menor, somente um sensor; 2) o valor do sensor é bem mais barato, pois o mesmo medirá sinais cc; 3) a possibilidade de falhas é menor, pois só há um sensor. Portanto, a reconstrução das tensões é justificável pelos benefícios que traz ao sistema de acionamento. E entendê-la a nível teórico e prático é fundamental para se desenvolver estratégias de controle inteligentes.

2. ESTUDOS DA RECONSTRUÇÃO DAS TENSÕES DE FASE

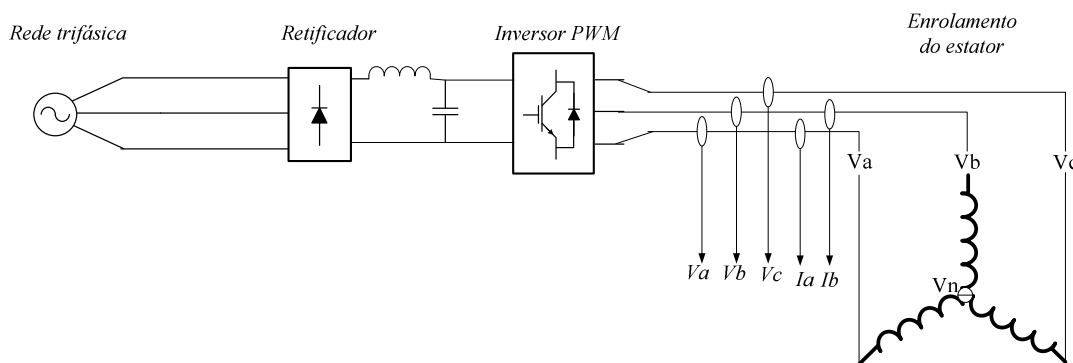


Figura 1 – Medição direta das tensões no estator do motor de indução (medição clássica).

A medição das tensões de fase do motor de indução conectado em estrela devem ser aquelas nos enrolamentos do estator, a saber: V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . O modo clássico para adquirir essas tensões é medir V_a , V_b , V_c usando-se três sensores de tensão de alta velocidade, alto custo (ver Figura 1).

A medição proposta (reconstrução) permite o uso de apenas um sensor de tensão contínua, baixo custo. Bastando conhecer os tempos de chaveamento do inversor e a tensão V_{dc} do barramento cc. Além disso, para uma melhor aproximação das situações reais das tensões de fase é preciso medir as correntes I_a e I_b (ver

Figura 5). Pois, o inversor PWM produz uma pequena queda de tensão nas chaves e um determinado tempo morto (*effect of blanking time*) (MOHAN; UNDELAND 1989, p. 141 – 144). As correntes medidas são base para a compensação do tempo morto. Ver a equações do cálculo do tempo morto:

$$\Delta V_{an} = +\frac{t_{\Delta}}{T} \times V_{dc}, I_a > 0 \quad [\text{Eq.01}]$$

$$\Delta V_{an} = -\frac{t_{\Delta}}{T} \times V_{dc}, I_a < 0 \quad [\text{Eq.02}]$$

$$\Delta V_{bn} = -\frac{t_{\Delta}}{T} \times V_{dc}, I_a > 0 \quad [\text{Eq.03}]$$

$$\Delta V_{bn} = +\frac{t_{\Delta}}{T} \times V_{dc}, I_a < 0 \quad [\text{Eq.04}]$$

$$\Delta V_o = \Delta V_{an} - \Delta V_{bn} = +2t_{\Delta} \times \frac{V_{dc}}{T}, I_o > 0 \quad [\text{Eq.05}]$$

$$\Delta V_o = \Delta V_{an} - \Delta V_{bn} = -2t_{\Delta} \times \frac{V_{dc}}{T}, I_o < 0 \quad [\text{Eq.06}]$$

2.1. Efeito do tempo morto (*effect of blanking time*)

Devido ao processo de chaveamento do inversor (ver Figura 2). As chaves S1 e S2 não podem ser ligadas ao mesmo tempo, assim como também S3 e S4, S5 e S6. Se isso ocorre, a fonte de tensão Vdc seria curto-circuitado provocando danos irreparáveis ao inversor. Então existe um intervalo t_{Δ} (padrão do inversor) que separa o instante de ligação entre as chaves (ver Figura 3).

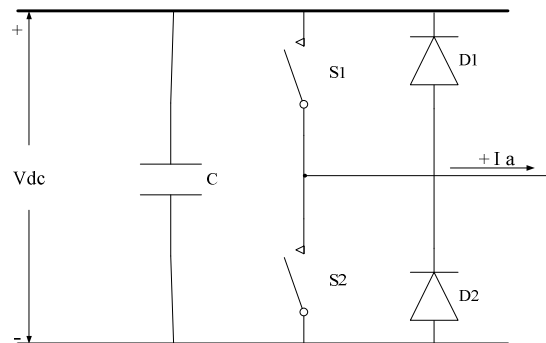


Figura 2 – Detalhe do primeiro braço de um inversor trifásico.

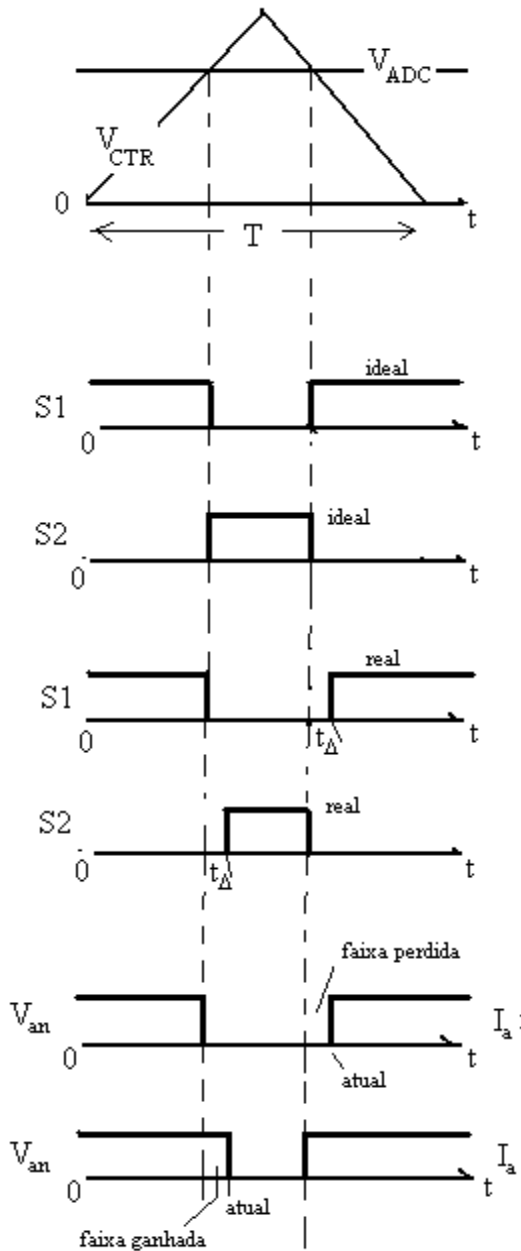


Figura 3 – Chaveamento no primeiro braço do inverso. Tempo de atraso t_{Δ} .

Então existe uma diferença ΔV_{an} que quando somado ao ΔV_{bn} do segundo braço, tem-se um ΔV_o (ver Figura 4a).

$$\Delta V_o = \Delta V_{an} - \Delta V_{bn} \quad [\text{Eq.07}]$$

Tomando como base a corrente I_o , vem

$$\Delta V_o = +2t_{\Delta} \times \frac{V_{dc}}{T}, I_o > 0 \quad [\text{Eq. 08}]$$

$$\Delta V_o = -2t_{\Delta} \times \frac{V_{dc}}{T}, I_o < 0 \quad [\text{Eq. 09}]$$

As tensões reconstruídas a partir do barramento cc são calculadas com base no período de chaveamento T. No tempo em que as chaves estão ligadas t_{on} . Na tensão de barramento cc Vdc.

$$V_a = \frac{t_{on1}}{T} \times V_{dc} \quad [\text{Eq. 10}]$$

$$V_b = \frac{t_{on2}}{T} \times V_{dc} \quad [\text{Eq. 11}]$$

$$V_c = \frac{t_{on3}}{T} \times V_{dc} \quad [\text{Eq. 12}]$$

$$V_n = V_a + V_b + V_c \quad [\text{Eq. 13}]$$

$$V_{an} = V_a - V_n \quad [\text{Eq. 14}]$$

$$V_{bn} = V_b - V_n \quad [\text{Eq. 15}]$$

$$V_{cn} = V_c - V_n \quad [\text{Eq. 16}]$$

A compensação de tempo morto é feita:

$$V_{an} = V_{an} + \Delta V_{an} \quad [\text{Eq. 17}]$$

$$V_{bn} = V_{bn} + \Delta V_{bn} \quad [\text{Eq. 18}]$$

$$V_{cn} = V_{cn} + \Delta V_{cn} \quad [\text{Eq. 19}]$$

A reconstrução das tensões de fase pode ser estendida para qualquer carga trifásica. Desde que obedeça a teoria apresentada neste texto. Os motores de indução trifásicos (ITURRALDE, MARTINEZ, ATENCIA, RICO, FLÓREZ p. 1151-1155, 2003) é parte integrante deste grupo.

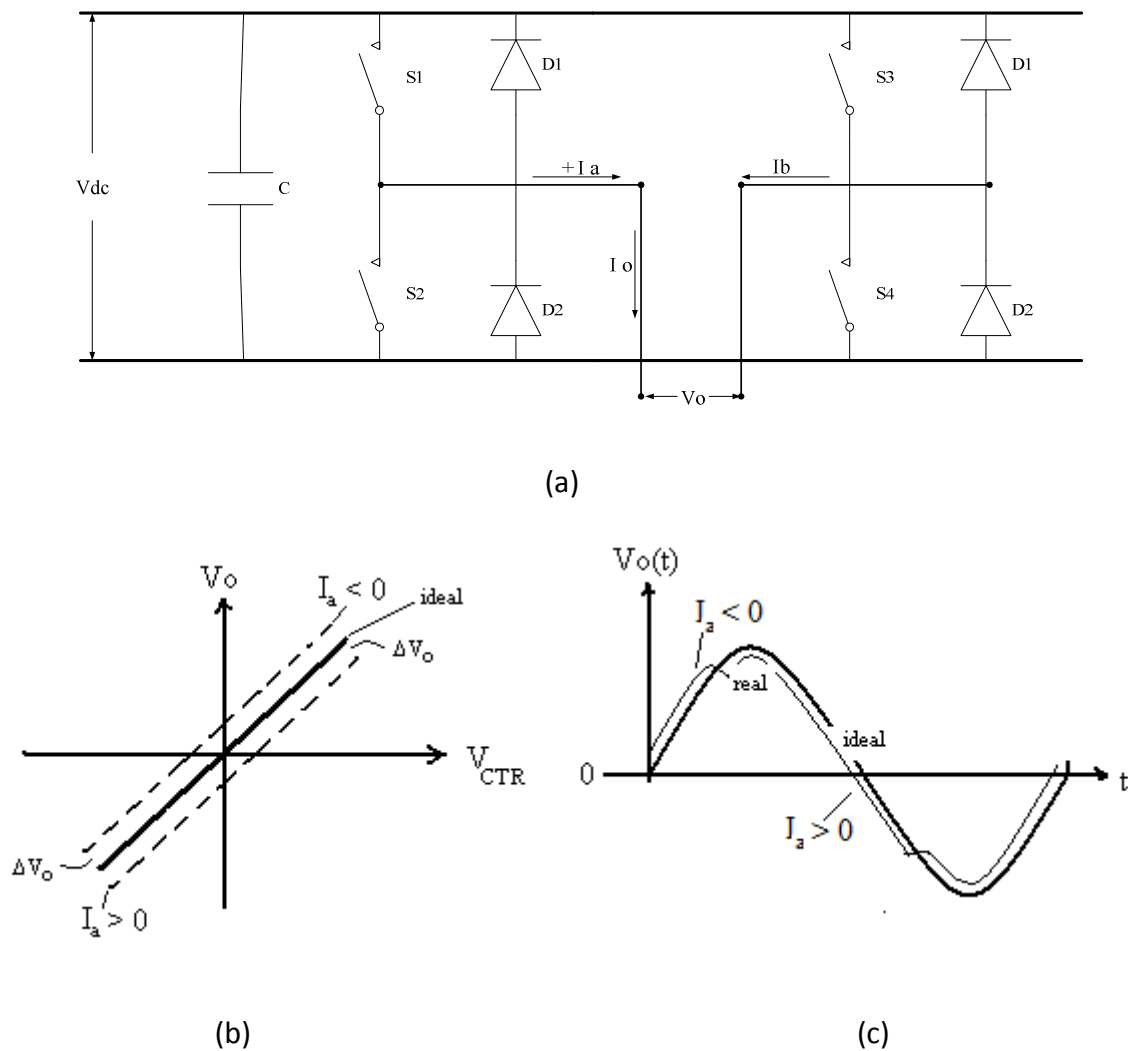


Figura 4 – Efeito do tempo morto na componente fundamental do PWMs na saída do inversor PWM. a) Tensão de saída V_o do inverso da soma dos dois braços; b) detalhe da diferença; c) comparação do ideal com a componente real reconstruída.

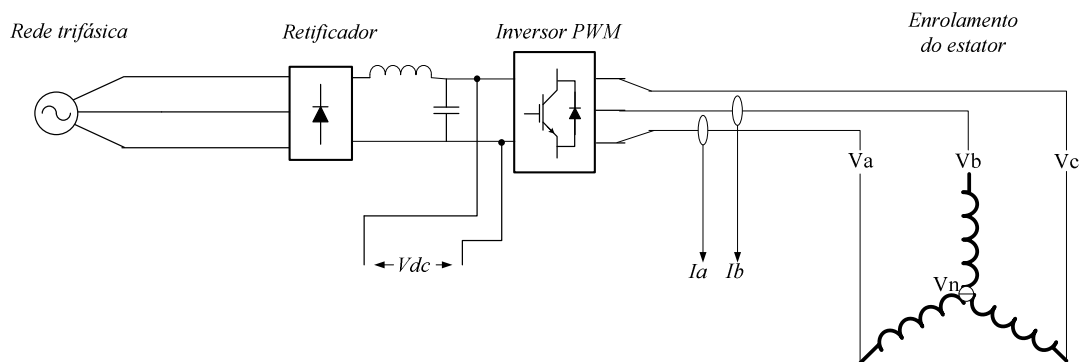


Figura 5 – Medição das tensões de fase do motor de indução (método da reconstrução).

2.2. Pwm Senoidal (PWMs)

A modulação PWM senoidal (RASHID 1999, p. 436 -500) é uma técnica de modulação que consiste de um sinal modulador (senóide) e um sinal portador (triangular) (ver Figura 6a). A comparação desses dois sinais gera o PWM senoidal (ver Figura 6b). Esta técnica é usada para fins da reconstrução das tensões de fase, mas deve ficar claro que qualquer técnica PWM em controle de máquinas pode ser utilizada para este propósito.

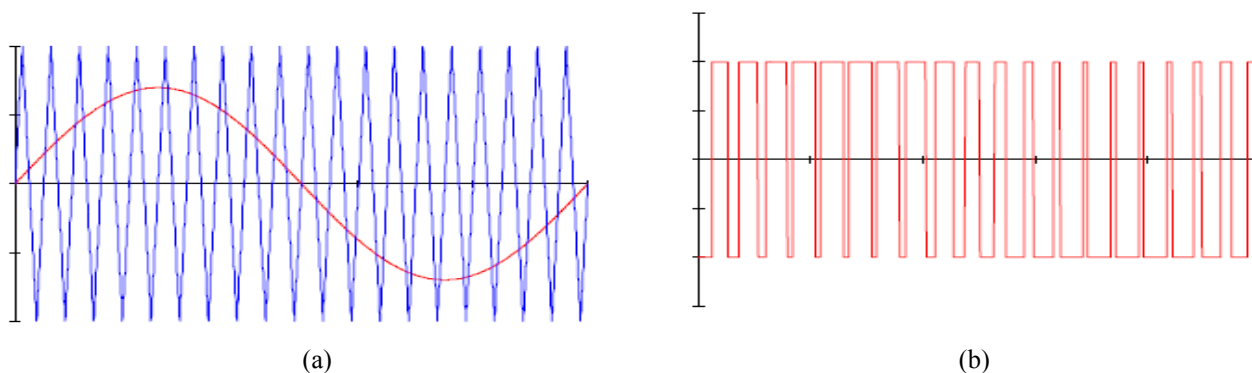


Figura 6 – Sinal modulador e portador a) onda senoidal e uma triangular simétrica; b) PWM senoidal.

O sinal de pwm opera no modo binário. Assim, a lógica de comparação é:

1. Quando o valor da onda triangular é maior que o valor da onda senoidal, o pulso a saída do comparador é +1;
2. Quando o valor da triangular for menor que o valor da senoidal a saída do comparador é -1.

Grosso modo, o comparador pode ser qualquer circuito que possa comparar um sinal senoidal com um sinal triangular e sua saída obedeça a lógica de comparação 1 e 2. Neste caso, o circuito em que se deseja gerar o PWMs, é o circuito processador DSP2808, devido a sua alta velocidade e flexibilidade quanto ao seu manuseio via software.

3. PLACA DE CONDICIONAMENTO DSP – INVERSOR PWM

O inversor PWM (BLASKO May/Jun. 1997 p. 756–764) e o microprocessador DSP são dispositivos eletricamente incompatíveis. Para o acionamento do inversor PWM é necessário uma alimentação de 15 V em seus IGBTs, bem como, para o seu chaveamento. É necessário também o monitoramento das mensagens de erro do inversor. O DSP280x foi projetado especialmente para o acionamento de máquinas elétricas. Ele tem seus níveis de tensão na faixa de 0 e 3 V nas saídas digitais. A corrente elétrica máxima que o mesmo pode fornecer é de apenas 20 mA (TEXAS INSTRUMENTS[®]. Literature Number: SPRU791d.htm). O conversor analógico digital (CAD) do DSP opera somente na faixa de 0 a 3 V. Então surge a necessidade de se projetar uma placa de circuito impresso para interfaciar o DSP e o inversor PWM, bem como, os sinais analógicos: tensão de barramento cc do inversor; as correntes da máquina a ser operada; sinal de controle de frequência.

A placa consiste de: 1) uma alimentação de 15, -15, 5V; 2) de dois sensores de correntes (SEOK, LEE Abr. 2006 pp. 399–405) cujos sinais monitorados são amplificados e filtrados; 3) de um sensor de tensão (SEOK,

[Type text]

Abr. 2006 LEE pp. 399–405) pra leitura do barramento cc; 4) condicionamento dos sinais PWM de 0 e 3V para 0 e 15V aplicado no acionamento do inversor PWM, bem como, de sua alimentação em 15V; 5) possui uma chave de desativar e ativar os sinais PWM (trip-zone); 6) leds para o monitoramento do inversor PWM e um potenciômetro linear que é usado para aumentar ou diminuir a velocidade do motor de indução a partir de um simples giro. Veja a figura 7: a placa de condicionamento:

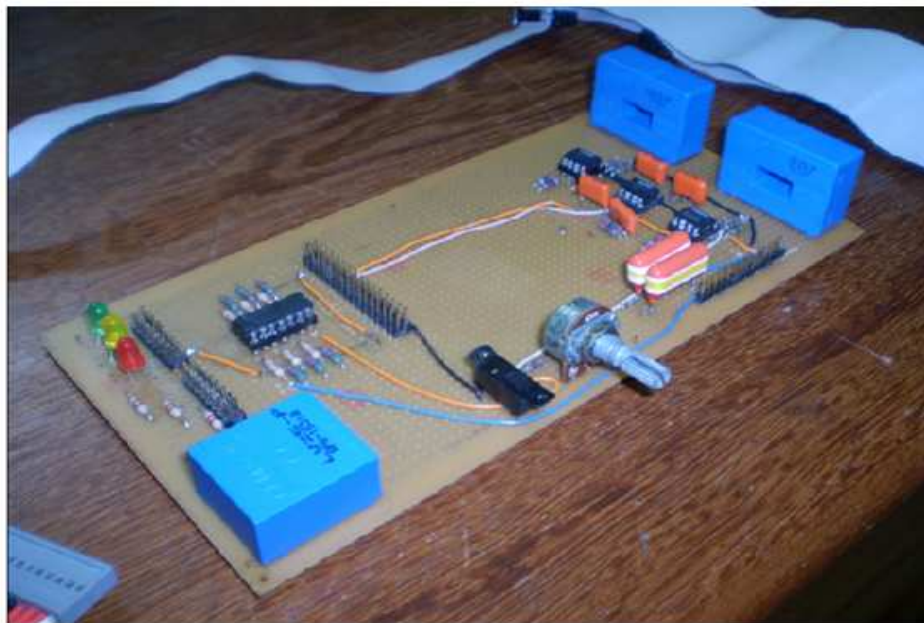


Figura 7 – Placa de condicionamento DSP – Inversor PWM: Placa de condicionamento acabada.

3.1. Reconstrução das tensões de fase com o efeito do tempo morto

A Figura 8 permite ver as tensões de fase reconstruídas sob o efeito que o tempo morto causa.

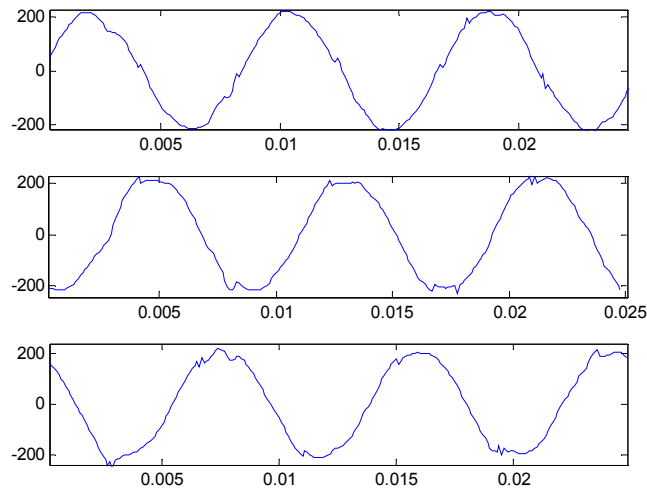


Figura 8 – Tensões de fase reconstruída a 120Hz, de uma carga RL trifásica acionada por inversor PWM, a partir do barramento cc com efeito do tempo morto.

Na frequência de 60 Hz, a amplitude da componente fundamental do PWMs diminui pela metade, cerca de 116V. Observa-se na Figura 9 e Figura 10 uma nítida influência do *blanking time*.

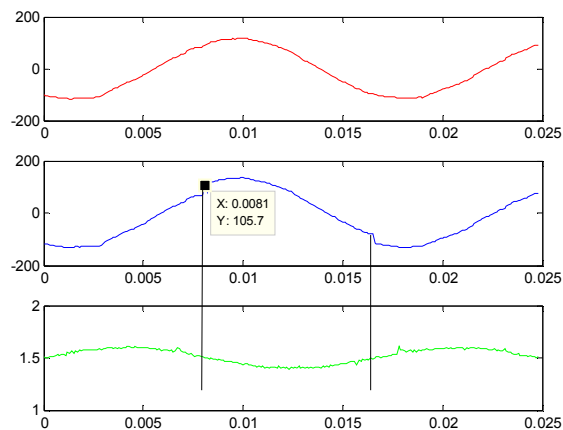


Figura 9 – Efeito do tempo morto na tensão de fase a frequência de 60Hz. Tensão de fase B

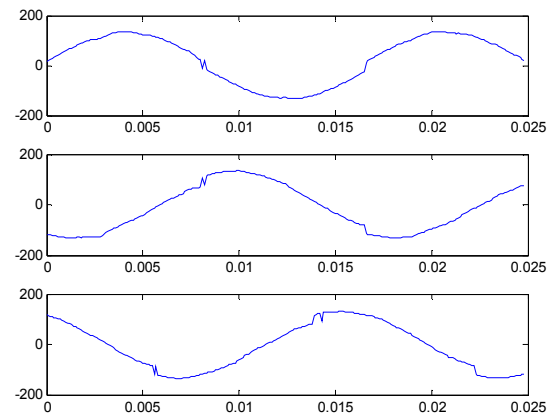


Figura 10 – Tensões reais de fase reconstruídas e operando em 60Hz. O efeito do tempo morto é visto

mais claramente.

Antes de se conseguir uma amostra nítida de sua construção, teve-se de enfrentar os problemas dos ruídos provocados pelo PWM (ver Figura 11). Esse fato está presente nos acionamentos de cargas RL (ITURRALDE, MARTINEZ, ATENCIA, RICO, FLÓREZ p. 1151-1155, 2003) a partir de PWM. A placa de condicionamento possui poderosos filtros ativos, porém, nada adianta se a própria alimentação contiver os ruídos. A fonte de alimentação da placa recebe os ruídos oriundos do inversor PWM pela rede elétrica e o injeta na placa de condicionamento (ver Figura 12).

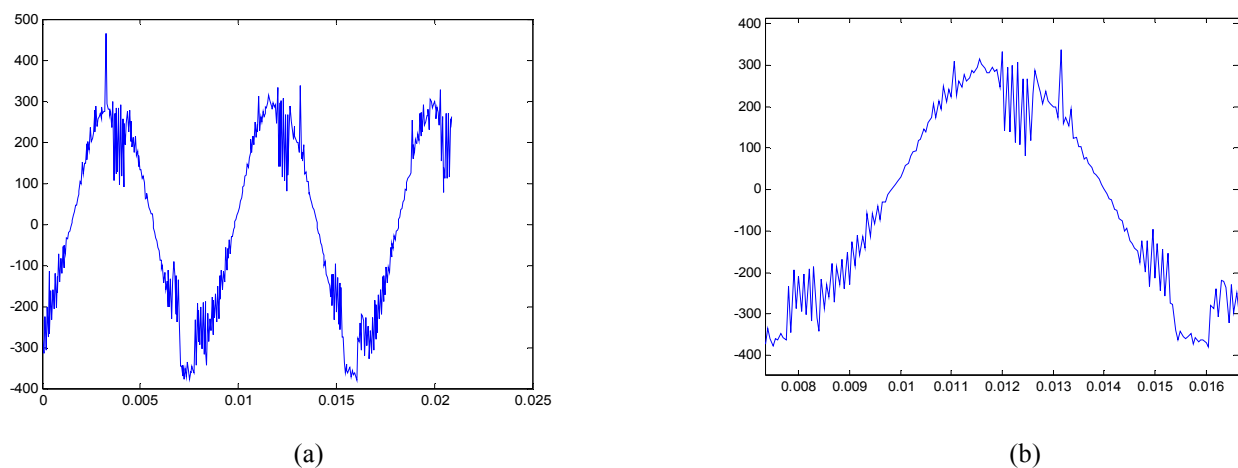


Figura 11 – Tensão de fase a, reconstruída a partir do barramento cc perturbado por ruídos: a) Tensão de fase a, 380V/116V - 60Hz; b) Detalhes da tensão de fase a.

O problema do ruído foi minimizado com o auxílio de filtros passivos LC nas entradas trifásicas do inversor PWM. Um filtro digital de primeira ordem também é usado para filtrar a tensão medida do barramento cc.

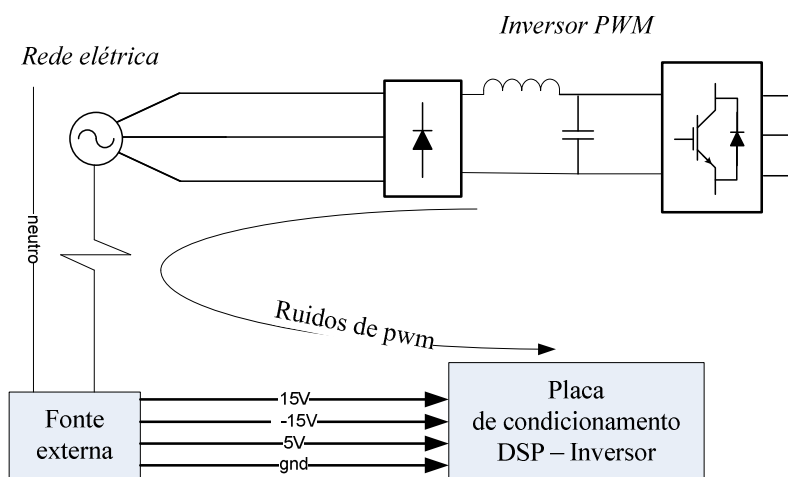


Figura 12 – Caminho do ruído pela rede elétrica.

4. CONCLUSÃO

Portanto, as tensões reconstruídas, até aqui, e mostradas na Figura 8 e 10, possuem o cálculo do tempo morto. Isso implica numa fiel reconstrução nas frequências em torno de 60Hz (metade da frequência da tensão de fase). As tensões foram reconstruídas com total competência. Estão prontas para realizar o controle de velocidade de motores de indução trifásico (SEOK, LEE Abr. 2006 p. 399–405).

REFERÊNCIAS

BLASKO, Vladimir. **Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods**. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 3, p. 756–764, May/Jun. 1997.

ITURRALDE, M. Martínez; MARTINEZ, G.; ATENCIA, J.; RICO, A. G. e FLÓREZ J. **Analysis of Voltage Measurement Techniques for Direct Torque Control of Induction Motors**. In *Conf. Rec. IEEE IAS*, p. 1151-1155, 2003.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M. – et al. **Power Electronics: converters, applications and design**. Pag 141 – 144. John Wiley & Sons, Nova York: 1989.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. Tradução Carlos Alberto Favato; revisão técnica Antonio Pertence Júnior. – São Paulo: Ed. Makron Books, 1999.

SEOK, Jul-Ki; LEE, Jong-Kun e LEE C. Dong-Choon. **Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Rotor-Position-Tracking PI Controller**. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, pp. 399–405, Apr. 2006.

TEXAS INSTRUMENTS®. **AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240**. Literature Number: SPRA284A.htm.

TEXAS INSTRUMENTS®. **TMS320C28x, Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide**. Literature Number:SPRU060.htm.

TEXAS INSTRUMENTS®. **TMS32028x, 28xxx Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module**. (Rev. D). Literature Number: SPRU791d.htm.

TEXAS INSTRUMENTS®. **Code Composer User's Guide**. February 1999, Literature Number: SPRU296.htm.