



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONTROLE VETORIAL PARA ACIONAMENTO DE
MÁQUINAS DE INDUÇÃO**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE GRADUAÇÃO
POR**

EDUARDO CARVALHO DA ROCHA BRITO

Orientador: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, D.Sc.

RECIFE, 08 / 2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO

**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTROLE VETORIAL PARA ACIONAMENTO DE
MÁQUINAS DE INDUÇÃO**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE GRADUAÇÃO
POR**

EDUARDO CARVALHO DA ROCHA BRITO

Orientador: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, D.Sc.

RECIFE, 08 / 2014

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

B862c Brito, Eduardo Carvalho da Rocha.
Controle vetorial para acionamento de máquinas de indução /
Eduardo Carvalho da Rocha Brito. - Recife: O Autor, 2014.
49 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. DSc. Francisco de Assis dos Santos Neves.
TCC (Graduação) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Departamento de Engenharia Elétrica, 2014.
Inclui Referências e Apêndices.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Controle
vetorial. 4. Inversor PWM. I. Neves, Francisco de Assis dos Santos.
(Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2014-223

AGRADECIMENTOS

Aos professores Francisco Assis dos Santos Neves, Leonardo Rodrigues Limongi e Marcelo Cabral Cavalcanti pela oportunidade de fazer pesquisa acadêmica.

Ao Professor Fabrício Bradaschia.

Ao professor Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.

Aos colegas Pedro Ferraz, Luiz Guilherme Genú, Luís Rodrigues, Alexandre Farias, Widney Pontes, Marcelo Tavares, André Victor, Wagner Andrada, Manoel Jardim, Thiago Mesel, Bruno Mattos, Victor Galindo, Henrique Rego, Francisco Brito, Renan Uchôa, Hugo Queiroz, Pietro Victor, Júlio Rodrigo, Diego Coutinho, Tiago Cardoso, João Pedro, Robson Câmara, Jéssyca de Santana, Hélio Barros, Nathan Souza, Diogo Antônio, Maria Izabel Ferraz, Carlos Menezes, Jefferson Ferreira, Ycaro Saturnino, Fred Moraes, Cássio Acioly, Filipe Gondim, Leonaldo Rodrigues, Diogo Miranda, Renan Veras, Filipe “Moisés” Batista, Marcio Bino, José Moraes, Abel Queiroz, Letícia Pessoa, Lícia Vereda, Guilherme Delgado, Naevio Rezende, Beatriz Gomes, Lúcio Fidélis e Rapha Monte.

RESUMO

Este estudo aborda o uso do inversor de frequência para aplicar a estratégia do controle vetorial no acionamento de máquinas elétricas de indução. São apresentados os modelos da máquina de indução e do inversor de frequência, a partir dos quais é realizada a simulação do sistema de controle. Todo o controle é efetivado por um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor, DSP*). Sensores de corrente e de velocidade monitoram o comportamento da máquina, e fornecem os dados de entrada do *DSP*, que processará esses dados e responderá enviando as razões cíclicas do inversor, de tal forma que o inversor forneça à máquina de indução as tensões necessárias para que a máquina opere na velocidade desejada.

ABSTRACT

This study approaches the use of the frequency inverter to apply vector control on induction machines. The models of the induction machine and the inverter are presented, and then the control system is simulated. All the control is done by a Digital Signal Processor, DSP. Current and speed sensors watch the machine's behavior, and these sensors provide the input data for the DSP, which will process this data and calculate the switching ratios of the inverter, in such a way that the inverter will supply the required voltages for the induction machine to operate at reference speed.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	vi
1. Introdução	1
1.1 Energia e Indústria	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Metodologia	4
2. Vetores Espaciais e Transformadas	6
2.1 Vetores Espaciais	6
2.2 Transformação $(a,b,c) - (\alpha,\beta)$	7
2.3 Transformação $(\alpha,\beta)-(d,q)$	9
3. PWM	11
3.1 PWM Monofásico Com Chaveamento Bipolar.....	11
3.2 PWM Trifásico	12
3.3 PWM Regular Trifásico Simétrico	19
4. Modelagem da Máquina de Indução	22
4.1 Modelo da Máquina de Indução em Referencial (a,b,c)	22
4.2 Modelo Vetorial da Máquina de Indução em Referencial Arbitrário (d,q)	23
5. Controle	25
5.1 O Controle da Máquina de Indução.....	25
5.2 Modelo da Máquina de Indução e do Inversor de Frequência	26
5.3 Controle	28
5.3.1 Controlador PI	28
5.3.2 Descrição da Rotina de Controle	29
5.3.3 Simulação	34
5.4 Implementação do Controle Vetorial	37
6. Conclusão	40
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	41
APÊNDICE A - Ganhos K_p e K_i dos Controladores PI	42
APÊNDICE B – Code Composer	44

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Ventilador industrial	1
Figura 1.2 - Compressores de CO ₂	2
Figura 1.3 – Estação de distribuição de água	2
Figura 1.4 - Esteira de grãos.....	3
Figura 1.5 - <i>High Voltage PFC Kit</i> , da Texas Instruments	4
Figura 1.6 – Motor de indução <i>HVACIMTR</i>	4
Figura 2.1 - Vetores espaciais de corrente numa máquina trifásica	6
Figura 2.2 – Mudança de referencial, de (a,b,c) para (α,β)	8
Figura 2.3 – Transformação $(\alpha,\beta)-(d,q)$	10
Figura 3.1 - Inversor de frequência monofásico	11
Figura 3.2 - Padrão de chaveamento do inversor monofásico.....	11
Figura 3.3 - Inversor de frequência trifásico	12
Figura 3.4 - Vetores espaciais que podem ser formados pelo inversor trifásico	17
Figura 3.5 - Formação de um vetor espacial genérico $\vec{V}^*$	18
Figura 3.6 - Combinação de vetores espaciais para formar $\vec{V}^*$	18
Figura 3.7 - Chaveamento para formação de $\vec{V}^*$	18
Figura 3.8 - Chaveamentos no PWM Regular Trifásico Simétrico.....	19
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do controle vetorial da máquina de indução	25
Figura 5.2 – Modelo da máquina de indução em referencial (α,β)	27
Figura 5.3 – Modelo do Inversor de Frequência	27
Figura 5.4 – Controlador PI (proporcional-integral)	28
Figura 5.5 – Planta do controle vetorial	29
Figura 5.6 – Simulação do da rotina de controle.....	30
Figura 5.7 – Simulação do controle vetorial do motor de indução, em Simulink (MATLAB).....	34
Figura 5.8 – Velocidade do motor de indução durante a simulação.....	35
Figura 5.9 – Correntes nas três fases do motor de indução durante a simulação	36
Figura 5.10 – Conjugado eletromecânico desenvolvido pelo motor de indução durante a simulação.....	36
Figura 5.11 – DSP da Texas Instruments e a bancada de motores, (o motor de indução é o da esquerda).....	37

Figura 5.12 – Bancada experimental	38
Figura 5.13 – Fonte de tensão e corrente utilizada na implementação	38
Figura 5.14 – Velocidade do motor de indução durante o experimento.....	39

1. INTRODUÇÃO

1.1 Energia e Indústria

No cenário atual, a indústria é o setor da economia que mais consome energia elétrica. Consequentemente, a expansão da indústria está limitada pela capacidade de gerar energia elétrica.

No quadro nacional sabe-se que 43% da energia elétrica gerada é consumida pelo setor industrial e, dessa energia, 60% é utilizada em motores elétricos. Cerca de 75% da potência consumida pelos motores destinam-se a sistemas de ventilação, bombeamento, compressão e içamento ou transporte de cargas.

Segue uma breve descrição desses sistemas. Vale ressaltar que, nas fotos exibidas, pode-se visualizar o motor utilizado no processo.

Um sistema de ventilação consiste em um conjunto motor-ventilador empregado para o controle da temperatura, da distribuição e da umidade do ar e suas partículas, que podem ser poeiras, micro-organismos e etc. Um sistema de ventilação industrial está mostrado na Figura 1.1.



Figura 7.1 - Ventilador industrial.

Sistemas de compressão, como os da Figura 1.2, fazem uso do ar (ou outro gás) comprimido, como o nome sugere. É muito utilizado no meio hospitalar, na aviação e em diversos outros setores.



Figura 1.8 - Compressores de CO₂.

Sobre sistemas de bombeamento, sabe-se que bombear é “comprimir” um fluido para transportá-lo de um reservatório para outro. São sistemas usados com diversas finalidades também. Diversos conjuntos motor-bomba podem ser visualizados na Figura 1.3.



Figura 1.9 – Estação de distribuição de água.

Sistemas de içamento e transporte podem ser elevadores, pontes rolantes, guindastes, esteiras transportadoras, e outros sistemas para deslocar objetos. Um sistema de transporte é mostrado na Figura 1.4.



Figura 1.10 - Esteira de grãos.

1.2 Objetivos

Atualmente, esses sistemas descritos são acionados por chaves de duas posições, de modo que o motor liga quando determinado limite inferior de uma grandeza é atingido e desliga quando o valor limite superior é alcançado.

Como breve exemplo, podem ser citados os compressores de ar-condicionado ou de geladeiras residenciais. Quando a temperatura do “ambiente” está poucos graus acima do valor desejado, o compressor do aparelho é ativado, até que a temperatura esteja pouco abaixo do estabelecido, e assim, o compressor é desligado.

Essa forma de acionamento de motores, apesar de extremamente prática, resulta em elevado consumo de energia e desgaste dos equipamentos, devido à quantidade de transitórios pelos quais o motor será constantemente solicitado.

Se o motor for acionado de modo que se possa controlar sua velocidade, atendendo às reais demandas de funcionamento, podem-se reduzir as perdas a partir da redução dos transitórios.

Esse estudo tem como objetivo o acionamento com controle vetorial de velocidade ou posição angular e a seleção do nível de fluxo de modo a minimizar as perdas.

1.3 Metodologia

A fim de permitir o estudo do controle vetorial em referencial orientado pelo campo do rotor, será empregado um inversor de frequência com software aberto, com flexibilidade para realizar estratégias de controle vetorial.

O inversor de frequência e os motores que foram utilizados no desenvolvimento desse trabalho foram adquiridos através de um projeto de pesquisa financiado pela FACEPE, objetivando atender às demandas de atividades práticas das disciplinas de graduação e de pesquisa em nível de graduação, dos cursos oferecidos pelo DEE. Para isso, está sendo equipado o novo Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos do DEE.

O principal equipamento utilizado foi o *High Voltage PFC Kit* (Código de série *TMDSHVMTRPFCKIT*) da Texas Instruments (Figura 1.5), que possui um inversor de frequência, DSP's (de ponto fixo e de ponto flutuante) e sensores de corrente. Foi utilizado também um motor de indução (Figura 1.6) que será acionado a partir do *High Voltage PFC Kit*.



Figura 1.11 - High Voltage PFC Kit, da Texas Instruments.

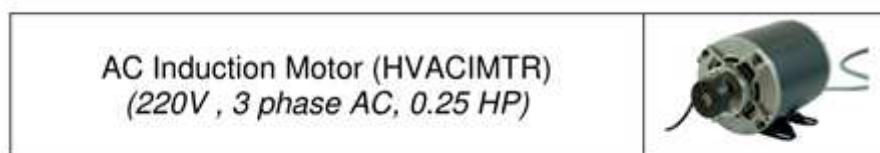


Figura 1.12 – Motor de indução HVACIMTR.

Para realização desse estudo, foram desenvolvidas as seguintes etapas:

1. Revisão teórica sobre equipamentos, técnicas e conceitos matemáticos utilizados no controle vetorial.
2. Modelagem computacional dos componentes do sistema (inversor, motor, fonte de corrente ou tensão).
3. Simulação e análise do controle vetorial. Para realizar esta etapa, foi utilizado o MATLAB.
4. Implementação do controle vetorial em um sistema real. Nesta etapa, fez-se o uso do inversor e do DSP da Texas Instruments e do motor de indução mencionados anteriormente.

2. VETORES ESPACIAIS E TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

2.1 Vetores Espaciais

A ideia de vetor espacial pode ser introduzida via uma interpretação física das forças magneto-motrizs existentes numa máquina elétrica. Considere a fmm produzida por um solenoide. Esta fmm $\vec{F} = N\vec{i}$ tem posição bem definida no espaço, ao longo do eixo do solenoide, podendo ser representada por um vetor, cuja direção é definida pelo eixo magnético da bobina e o sentido depende do sinal da corrente e de como a bobina está enrolada. No entanto, corrente, tensão e fluxo magnético são grandezas escalares.

O conceito de vetor espacial pode ser estendido aos enrolamentos trifásicos de uma máquina trifásica. Um enrolamento trifásico balanceado é mostrado na Figura 2.1. Vetores espaciais têm sido empregados para representar as grandezas elétricas de fase associadas aos enrolamentos das máquinas elétricas polifásicas, como tensões, correntes ou fluxos magnéticos.

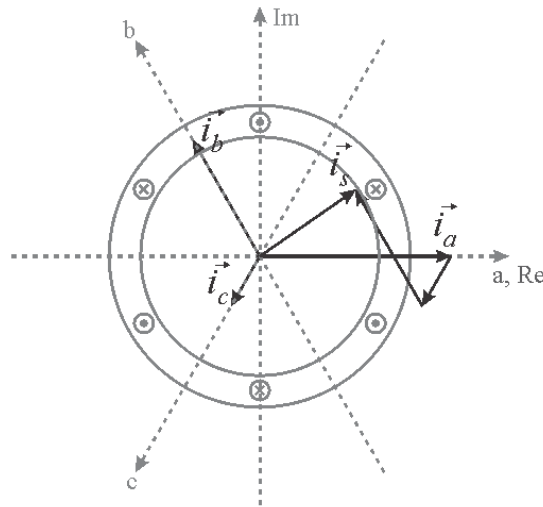


Figura 2.1 - Vetores espaciais de corrente numa máquina trifásica.

Nesses enrolamentos a direção da fmm de uma fase é a do eixo magnético desta fase. Os vetores espaciais das correntes de fase estão atrelados aos respectivos eixos: $\vec{i}_a$, $\vec{i}_b$ e $\vec{i}_c$. Define-se também um vetor espacial que representa as três fases, proporcional à soma dos valores instantâneos dos vetores espaciais das três fases:

$$\vec{i}_s = k_t (\vec{i}_a + \vec{i}_b + \vec{i}_c) \quad (2.1.1)$$

onde k_t pode assumir os valores $\frac{1}{3}$, $\frac{2}{3}$ ou $\frac{\sqrt{3}}{2}$, dependendo da aplicação do conceito [Nasar,Boldea,1992].

2.2 Transformação $(a,b,c) - (\alpha,\beta)$

O conjunto de correntes trifásica, em referencial (a,b,c) , é dado por:

$$i_a(t) = I \cos(\omega t) \quad (2.2.1)$$

$$i_b(t) = I \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (2.2.2)$$

$$i_c(t) = I \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (2.2.3)$$

O referencial natural (Figura 2.2) apresenta três eixos defasados de 120° , os eixos das fases a , b e c . Como os três eixos estão no mesmo plano, a soma dos vetores espaciais de cada fase também está no mesmo plano e o vetor resultante pode ser representado em dois eixos afastados de 90° , α e β , conhecido como referencial de Clarke. Utilizando a notação de números complexos, o eixo α é escolhido como o eixo real (Re) e o eixo β como o imaginário (Im). Observa-se que o eixo a coincide com o eixo α . Vale salientar que a representação das três correntes de fase utilizando apenas duas grandezas não permite uma correspondência biunívoca entre os valores em abc e em $\alpha\beta$. Caso se realize a mudança para o referencial $\alpha\beta$, perde-se a informação sobre a componente homopolar, ou de sequência zero do sinal original. Isso pode ser verificado pelo fato de que ao somar valores iguais nas três fases e realizar a transformação para $\alpha\beta$, obtém-se o mesmo resultado. Por isso, para a transformação ficar completa, além do vetor espacial em $\alpha\beta$, necessita-se da componente homopolar, proporcional à soma das três componentes de fase.

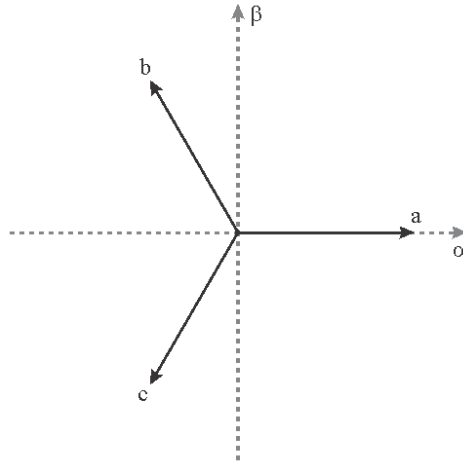


Figura 2.2 – Mudança de referencial, de (a,b,c) para (α,β).

As grandezas trifásicas podem, então, ser representadas por vetores espaciais no referencial $\alpha\beta$. A corrente de estator, por exemplo, seria escrita em $\alpha\beta$ (números complexos) como:

$$\vec{i}_s \equiv k\{i_a(t) + i_b(t) e^{j120^\circ} + i_c(t) e^{-j120^\circ}\} \quad (2.2.4)$$

Substituindo as expressões dos valores instantâneos das correntes de fase, o vetor espacial da corrente trifásica pode ser obtido:

$$\vec{i}_s = k\{I \cos(\omega t) + I \cos(\omega t - 120^\circ) [\cos(120^\circ) + j \sin(120^\circ)] + I \cos(\omega t + 120^\circ) [\cos(-120^\circ) + j \sin(-120^\circ)]\} \quad (2.2.5)$$

$$\vec{i}_s = kI\{\cos(\omega t) + \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(120^\circ) + \cos(\omega t + 120^\circ) \cos(120^\circ) + j[\cos(\omega t - 120^\circ) \sin(120^\circ) + \cos(\omega t + 120^\circ) \sin(-120^\circ)]\} \quad (2.2.6)$$

Para prosseguir, é necessário o uso da seguinte fórmula trigonométrica:

$$\cos A \cos B = \frac{\cos(A + B) + \cos(A - B)}{2} \quad (2.2.7)$$

Então, as multiplicações de cossenos (constam na parte real da equação de $\vec{i}_s$) são reescritas:

$$\cos(\omega t - 120^\circ) \cos(120^\circ) = \frac{\cos(\omega t) + \cos(\omega t + 120^\circ)}{2} \quad (2.2.8)$$

$$\cos(\omega t + 120^\circ) \cos(120^\circ) = \frac{\cos(\omega t - 120^\circ) + \cos(\omega t)}{2} \quad (2.2.9)$$

Analogamente, para os termos da parcela imaginária:

$$\sin A \cos B = \frac{\sin(A + B) + \sin(A - B)}{2} \quad (2.2.10)$$

$$\cos(wt - 120^\circ)\text{sen}(120^\circ) = \frac{\text{sen}(wt) - \text{sen}(wt - 240^\circ)}{2} \quad (2.2.11)$$

$$\cos(wt + 120^\circ)\text{sen}(-120^\circ) = \frac{\text{sen}(wt) - \text{sen}(wt - 120^\circ)}{2} \quad (2.2.12)$$

A equação da corrente de estator $\vec{i}_s$ resultante será:

$$\vec{i}_s = kI \left\{ \cos(wt) + \frac{\cos(wt) + \cos(wt + 120^\circ)}{2} + \frac{\cos(wt - 120^\circ) + \cos(wt)}{2} + j \left[\frac{\text{sen}(wt) - \text{sen}(wt - 240^\circ)}{2} + \frac{\text{sen}(wt) - \text{sen}(wt - 120^\circ)}{2} \right] \right\} \quad (2.2.13)$$

Sabe-se, da matemática, que $\cos(wt) + \cos(wt + 120^\circ) + \cos(wt - 120^\circ) = 0$. Portanto:

$$\vec{i} = kI \left\{ \frac{3}{2} \cos(wt) + j \frac{3}{2} \text{sen}(wt) \right\} \quad (2.2.14)$$

$$\vec{i} = \frac{3}{2} kI e^{j\omega t} \quad (2.2.15)$$

Para uma transformação invariante (normalizada) em amplitude, usa-se $k = \frac{2}{3}$. A transformação incluindo a componente homopolar de abc para $\alpha\beta$, escrita matricialmente, será:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2.16)$$

2.3 Transformação (α, β) -(d, q)

Seja um vetor espacial $\vec{X}$ representado em $\alpha\beta$, por módulo e fase, como:

$$\vec{X}_{\alpha\beta} = |\vec{X}| e^{j\theta_x} \quad (2.3.1)$$

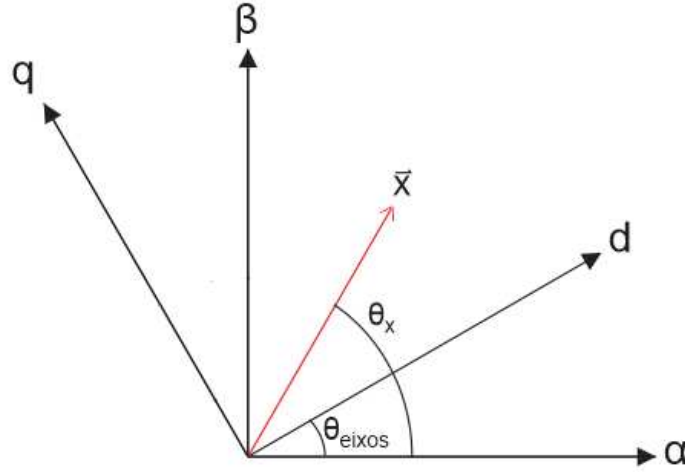


Figura 2.3 – Transformação (α, β) -(d,q)

Para escrever esse mesmo vetor espacial em um referencial dq , deslocado angularmente do referencial $\alpha\beta$, ou seja, o eixo real do novo referencial, ou eixo direto d , está adiantado θ_{eixos} do eixo α e o eixo imaginário, ou eixo em quadratura q , está 90° adiante do eixo direto. Assim, pode-se escrever:

$$\vec{X}_{dq} = |\vec{X}| e^{j(\theta_x - \theta_{eixos})} = |\vec{X}| e^{j\theta_x} e^{-j\theta_{eixos}} \quad (2.3.2)$$

$$\vec{X}_{dq} = \vec{X}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_{eixos}} \quad (2.3.3)$$

Escrevendo o vetor nas suas partes real e imaginária:

$$X_d + jX_q = (X_\alpha + jX_\beta)[\cos(-\theta_{eixos}) + j\sin(-\theta_{eixos})] \quad (2.3.4)$$

$$X_d + jX_q = (X_\alpha + jX_\beta)[\cos(\theta_{eixos}) - j\sin(\theta_{eixos})] \quad (2.3.5)$$

$$X_d + jX_q = X_\alpha \cos(\theta_{eixos}) + X_\beta \sin(\theta_{eixos}) + j[-X_\alpha \sin(\theta_{eixos}) + X_\beta \cos(\theta_{eixos})] \quad (2.3.6)$$

Representando na forma matricial a equação complexa acima, tem-se a transformação de $\alpha\beta$ para dq (dada uma defasagem θ_{eixos} entre os referenciais):

3. MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation - PWM) é uma técnica utilizada para gerar determinadas formas de onda pela composição de sinais retangulares, chamados “pulsos”. A forma de onda desejada é obtida pela modulação das larguras dos pulsos.

3.1 PWM Monofásico com Chaveamento Bipolar

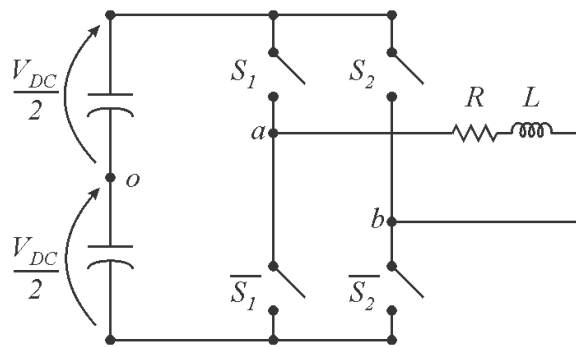


Figura 3.1 - Inversor de frequência monofásico.

O inversor monofásico bipolar é exibido na Figura 3.1. Existem quatro chaves, dois pares complementares S_1 e $\bar{S}_1$, S_2 e $\bar{S}_2$. As chaves S_1 e $\bar{S}_1$ devem estar em estados opostos, sendo o mesmo válido para S_2 e $\bar{S}_2$. Também pode-se afirmar que, no PWM monofásico com chaveamento bipolar:

$$S_1 = \bar{S}_2 \therefore S_2 = \bar{S}_1$$

O padrão de chaveamento típico deste inversor está na Figura 3.2, para os tempos t_{on} e t_{off} correspondentes à chave S_1 .

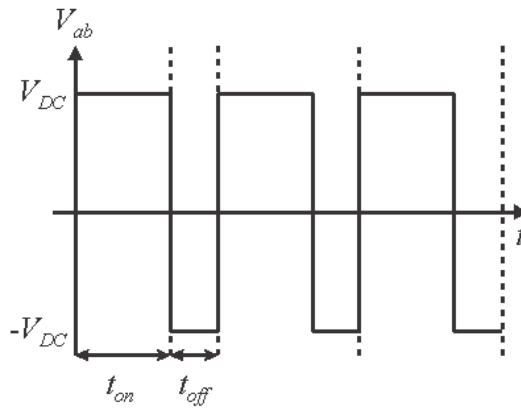


Figura 3.2 - Padrão de chaveamento do inversor monofásico.

Quando as chaves S_1 e S_2 estão no mesmo estado, os terminais da carga estão em curto-circuito. Porém, se S_1 está fechada e S_2 aberta, a tensão v_{ab} aplicada nos terminais da carga será V_{DC} , e na situação inversa, S_1 aberta e S_2 fechada, a tensão v_{ab} na carga será $-V_{DC}$.

No final de um período de chaveamento T , pode-se obter qualquer valor médio para v_{ab} , entre os limites $-V_{DC}$ e V_{DC} , a partir do tempo em que as chaves permanecem em um determinado estado. Sendo $\overline{v_{ab}}$ o valor médio de v_{ab} , tem-se:

$$\overline{v_{ab}} = \frac{V_{DC} \cdot t_{on} - V_{DC} \cdot (T - t_{on})}{T} = \frac{V_{DC}(2t_{on} - T)}{T} = V_{DC}(2\frac{t_{on}}{T} - 1) \quad (3.1.1)$$

Pode-se definir a razão cíclica S de uma determinada chave como:

$$S = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.1.2)$$

$$\overline{v_{ab}} = V_{DC}(2S - 1) \quad (3.1.3)$$

Se definirmos v_{ab}^* como o valor de tensão desejado, pode-se determinar a razão cíclica da chave da seguinte maneira:

$$\overline{v_{ab}} = v_{ab}^* \quad (3.1.4)$$

$$v_{ab}^* = V_{DC}(2S - 1) \quad (3.1.5)$$

$$S = \frac{v_{ab}^*}{2V_{DC}} + \frac{1}{2} \quad (3.1.6)$$

3.2 PWM Trifásico

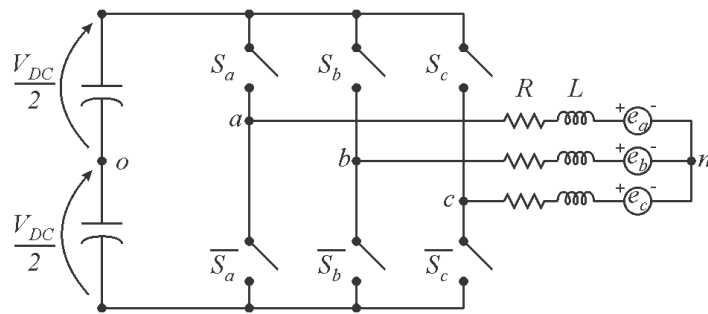


Figura 3.3 - Inversor de frequência trifásico.

Na Figura 3.3 está o inversor de frequência trifásico, com seis chaves, sendo três pares complementares, um para cada fase.

Quando se utiliza um inversor de frequência trifásico, o conjunto das tensões que podem ser produzidas pelo chaveamento é limitado, uma vez que há uma quantidade fixa de combinações de estados das chaves. Seguem dois exemplos de combinações de estados das chaves. Observando a Figura 3.3, podem-se escrever as tensões nos terminais a , o e n , da seguinte forma:

$$v_{ao} = v_a - v_o \quad (3.2.1)$$

$$v_{an} = v_a - v_n \quad (3.2.2)$$

$$v_{on} = v_o - v_n = v_o - v_a + v_a - v_n = v_{an} - v_{ao} \quad (3.2.3)$$

$$v_{an} = v_{ao} + v_{on} \quad (3.2.4)$$

Procedendo da mesma forma para as outras duas fases, o resultado é a matriz:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} + v_{on} \\ v_{bo} + v_{on} \\ v_{co} + v_{on} \end{bmatrix} \quad (3.2.5)$$

Para gerar um sistema trifásico equilibrado:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (3.2.6)$$

No inversor monofásico, obteve-se a equação da tensão na carga a partir da tensão no barramento e da razão cíclica:

$$v_{ab}^* = V_{DC}(2S - 1)$$

Analogamente, para o inversor trifásico, tem-se a mesma equação para cada fase:

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{DC}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{DC}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \quad (3.2.7)$$

Das equações (3.2.5) e (3.2.6):

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0$$

$$v_{on} = -\left(\frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3}\right)$$

$$v_{on} = -\frac{V_{DC}}{2} \left(\frac{2S_a + 2S_b + 2S_c - 3}{3}\right)$$

$$v_{on} = -\frac{V_{DC}}{3} \left(S_a + S_b + S_c - \frac{3}{2}\right) \quad (3.2.8)$$

Inserindo as equações (3.2.7) e (3.2.8) na equação (3.2.5):

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{DC}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{DC}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} - \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} \\ \frac{V_{DC}}{2} \\ \frac{V_{DC}}{2} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} &= \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} \\ \frac{V_{DC}}{2} \\ \frac{V_{DC}}{2} \end{bmatrix} - \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} \\ \frac{V_{DC}}{2} \\ \frac{V_{DC}}{2} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} &= \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{3.2.9}
 \end{aligned}$$

A equação (3.2.9) expressa as tensões de fase na carga em função das razões cíclicas das chaves do inversor trifásico.

Define-se $\overline{v_{ao}}$ como o valor médio de v_{ao} , e é possível manipular sua equação do mesmo modo que foi feito para o inversor monofásico:

$$\overline{v_{ao}} = \frac{[v_{ao}(t_{on})]t_{on} + [v_{ao}(t_{off})]t_{off}}{T}$$

Onde $v_{ao}(t_{on})$ e $v_{ao}(t_{off})$ são:

$$\begin{cases} v_{ao}(t_{on}) = \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{ao}(t_{off}) = -\frac{V_{DC}}{2} \\ t_{off} = T - t_{on} \end{cases}$$

$$\overline{v_{ao}} = \frac{\frac{V_{DC}}{2} \cdot t_{on} - \frac{V_{DC}}{2} \cdot (T - t_{on})}{T} = \frac{\frac{V_{DC}}{2} (2t_{on} - T)}{T} = \frac{V_{DC}}{2} (2D_a - 1)$$

Onde $D_a = \frac{t_{on}}{T}$ é a razão cíclica da chave a . Procedendo de modo análogo para as fases b e c :

$$\begin{bmatrix} \overline{v_{ao}} \\ \overline{v_{bo}} \\ \overline{v_{co}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{DC}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{DC}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2D_a - 1 \\ 2D_b - 1 \\ 2D_c - 1 \end{bmatrix} \tag{3.2.10}$$

Se (3.2.9) foi obtido a partir de (3.2.5), (3.2.6) e (3.2.7), pode-se obter a partir de (3.2.5), (3.2.6) e (3.2.10):

$$\begin{bmatrix} \overline{v_{an}} \\ \overline{v_{bn}} \\ \overline{v_{cn}} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix} \quad (3.2.11)$$

Seguem abaixo dois exemplos de combinações de estados das chaves.

Exemplo 1:

$$\begin{aligned} S_a &= 1; S_b = S_c = 0 \\ \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} &= \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3} V_{DC} \\ v_{bn} = -\frac{V_{DC}}{3} \\ v_{cn} = -\frac{V_{DC}}{3} \end{cases} \\ \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \\ &\begin{cases} v_{\alpha} = \frac{2}{3} V_{DC} \\ v_{\beta} = 0 \end{cases} \\ \vec{v}_{\alpha\beta} &= \left(\frac{2}{3} + j0 \right) V_{DC} = \frac{2}{3} V_{DC} \angle 0^\circ = \vec{V}_1 \end{aligned}$$

Exemplo 2:

$$\begin{aligned} S_a &= S_c = 1; S_b = 0 \\ \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} &= \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ &\begin{cases} v_{an} = \frac{V_{DC}}{3} \\ v_{bn} = -\frac{2}{3} V_{DC} \\ v_{cn} = \frac{V_{DC}}{3} \end{cases} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{1}{3} V_{DC} \\ v_\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC} \end{cases}$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \left(\frac{1}{3} - j \frac{\sqrt{3}}{3} \right) V_{DC} = \frac{2}{3} V_{DC} \angle -60^\circ = \vec{V}_6$$

Procedendo desta forma para todas as possíveis combinações de estados das chaves do inversor, pode-se determinar os vetores espaciais que podem ser formados pelo inversor trifásico, como mostrado na Tabela 3.1:

Tabela 3.1 - Vetores espaciais que podem ser formados pelo inversor trifásico.

S_a	S_b	S_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_α	v_β	$ \vec{v}_{\alpha\beta} $	$\angle \vec{v}_{\alpha\beta}$	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0°	$\vec{V}_0$
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	240°	$\vec{V}_3$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	120°	$\vec{V}_5$
0	1	1	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	0	$\frac{2}{3} V_{DC}$	180°	$\vec{V}_4$
1	0	0	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	0	$\frac{2}{3} V_{DC}$	0°	$\vec{V}_1$
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	300°	$\vec{V}_6$
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	60°	$\vec{V}_2$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0°	$\vec{V}_2$

Cada um desses vetores espaciais é mostrado na figura 3.4.

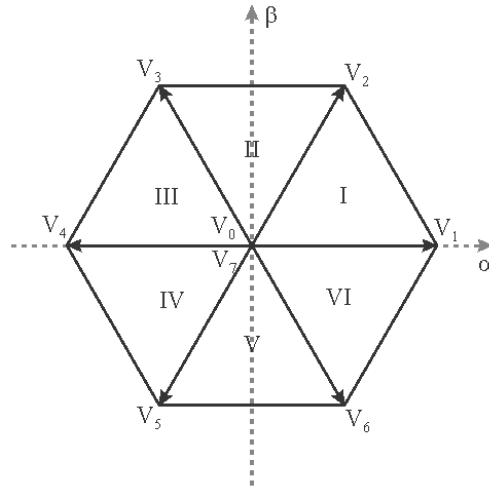


Figura 3.4 - Vetores espaciais que podem ser formados pelo inversor trifásico.

Vale ressaltar que $\vec{V}_{(0,0,0)} = \vec{V}_0 = \vec{V}_{(1,1,1)} = \vec{V}_7 = 0$, pois ambos os vetores representam um curto-circuito entre os terminais a , b e c do inversor.

Assim como no inversor monofásico, pode-se obter valores médios quaisquer para as tensões das fases (limitadas de acordo com o valor da tensão do barramento CC), ao final de um período de chaveamento. Para tanto, aplica-se um dos vetores ativos (não nulos) durante uma fração do período de chaveamento, outro vetor ativo durante uma outra fração deste período e na parte restante, aplica-se vetor nulo. Em outras palavras, para formar outros vetores espaciais, utiliza-se uma combinação dos vetores espaciais possíveis, de modo que o vetor médio resultante no tempo seja igual ao vetor espacial desejado.

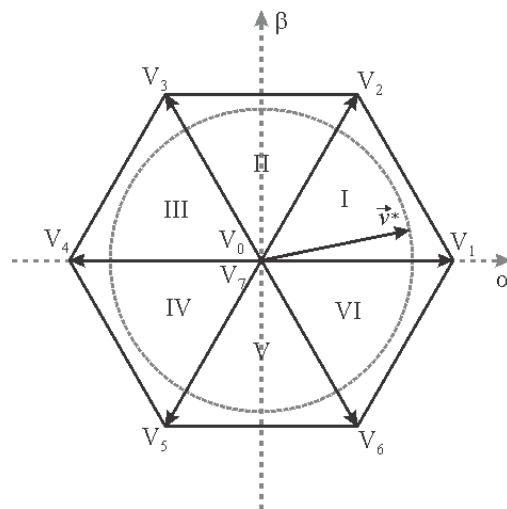


Figura 3.5 - Formação de um vetor espacial genérico $\vec{V}^*$.

Assim, sendo um vetor $\vec{V}^*$ representado na Figura 3.5 acima, o mesmo pode ser formado por uma combinação dos vetores espaciais possíveis, como na Figura 3.6 abaixo:

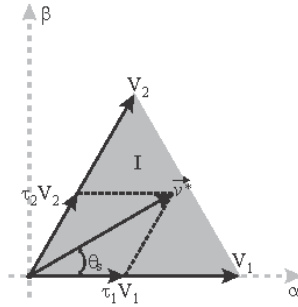


Figura 3.6 - Combinação de vetores espaciais para formar $\vec{V}^*$.

No PWM Trifásico, esse vetor seria formado pelo seguinte padrão de chaveamento (Figura 3.7):

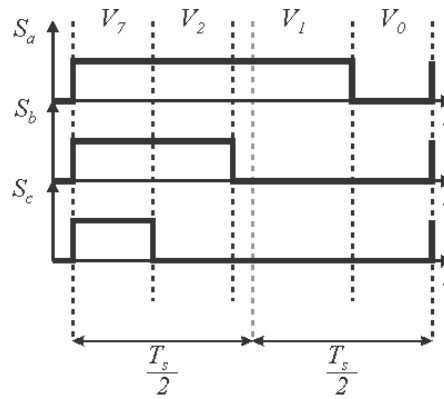


Figura 3.7 - Chaveamento para formação de $\vec{V}^*$.

Matematicamente, esse vetor seria obtido pelos vetores espaciais $\vec{V}_x$ utilizados e os seus respectivos tempos de aplicação τ_x pelo inversor:

$$\vec{V}^* = \frac{\tau_7 \vec{V}_7 + \tau_2 \vec{V}_2 + \tau_1 \vec{V}_1 + \tau_0 \vec{V}_0}{T_s} = \frac{\tau_1 \vec{V}_1 + \tau_2 \vec{V}_2}{T_s} \quad (3.1.12)$$

3.3 PWM Regular Trifásico Simétrico

Foi visto, na seção anterior, que:

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

Onde v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* são os valores de tensão médios desejados, em cada fase.

Há infinitas soluções para D_a , D_b e D_c , dados v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* . Mas, impondo uma restrição entre T_{V_0} e T_{V_7} , passa-se a ter solução única. No PWM Regular Trifásico Simétrico, $T_{V_0} = T_{V_7}$.

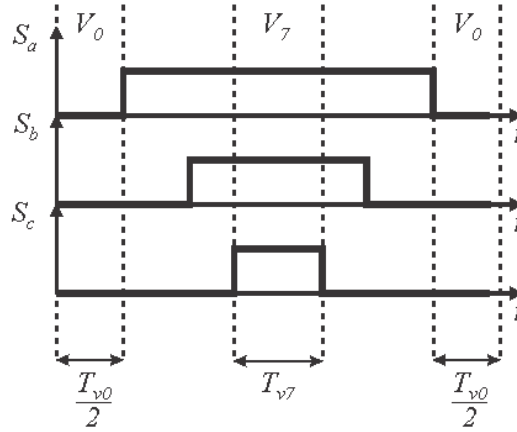


Figura 3.8 - Chaveamentos no PWM Regular Trifásico Simétrico.

O intervalo de tempo em que a chave superior da fase cuja tensão de referência é mínima coincide com o intervalo de aplicação do vetor nulo $\vec{V}_7$:

$$T_{V_7} = T_{MÍN} \quad (3.3.2)$$

A razão cíclica da respectiva chave é então:

$$D_{MÍN} = \frac{T_{V_7}}{T} \quad (3.3.3)$$

Analogamente, observa-se que o intervalo de tempo em que a chave superior da fase cuja tensão de referência é máxima corresponde a

$$T_{MÁX} = T - T_{V_0} = T - T_{V_7} \quad (3.3.4)$$

e a razão cíclica é

$$D_{MÁX} = 1 - D_{MÍN} \quad (3.3.5)$$

De acordo com (3.3.5), independentemente de qual das tensões v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* é a máxima, a intermediária e a mínima, pode-se escrever:

$$v_{MÍN} = \frac{V_{DC}}{3} [2D_{MÍN} - D_{MÉD} - D_{MÁX}] \quad (3.3.6)$$

$$v_{MÉD} = \frac{V_{DC}}{3} [-D_{MÍN} + 2D_{MÉD} - D_{MÁX}] \quad (3.3.7)$$

$$v_{MÁX} = \frac{V_{DC}}{3} [-D_{MÍN} - D_{MÉD} + 2D_{MÁX}] \quad (3.3.8)$$

Pode-se encontrar o período de chaveamento $D_{MÉD}$ inserindo a condição (3.3.5) do PWM Trifásico simétrico na equação de $v_{MÉD}$:

$$v_{MÉD} = \frac{V_{DC}}{3} [-D_{MÍN} + 2D_{MÉD} - 1 + D_{MÍN}] = \frac{V_{DC}}{3} [2D_{MÉD} - 1] \quad (3.3.9)$$

$$D_{MÉD} = \frac{3v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2} \quad (3.3.10)$$

Pode-se encontrar a equação do período de chaveamento $D_{MÍN}$ inserindo a condição (3.3.5) do PWM Trifásico Simétrico e a equação de $D_{MÉD}$ na equação de $v_{MÍN}$:

$$v_{MÍN} = \frac{V_{DC}}{3} \left[2D_{MÍN} - \frac{3v_{MÉD}}{2V_{DC}} - \frac{1}{2} - 1 + D_{MÍN} \right] \quad (3.3.11)$$

$$\frac{3v_{MÍN}}{V_{DC}} = 3D_{MÍN} - \frac{3v_{MÉD}}{2V_{DC}} - \frac{3}{2} \quad (3.3.12)$$

$$D_{MÍN} = \frac{v_{MÍN}}{V_{DC}} + \frac{v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2} \quad (3.3.13)$$

Analogamente, pode-se encontrar o período de chaveamento $S_{MÁX}$ para $v_{MÁX}$:

$$D_{MÁX} = \frac{v_{MÁX}}{V_{DC}} + \frac{v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2} \quad (3.3.14)$$

Finalmente, encontra-se um algoritmo computacionalmente eficiente para calcular os períodos de chaveamento de cada fase do inversor, que consiste em três etapas:

1ª Etapa) Dados os valores v_a^* , v_b^* e v_c^* desejados, encontrar entre estes o valor intermediário $v_{MÉD}^*$.

2ª Etapa) Calcular $A = \left(\frac{v_{MÉD}^*}{V_{DC}} + 1 \right) \frac{1}{2}$.

3ª Etapa) Calcular o três períodos de chaveamento:

$$D_a = \frac{v_a^*}{V_{DC}} + A \quad (3.3.15)$$

$$D_b = \frac{v_b^*}{V_{DC}} + A \quad (3.3.16)$$

$$D_c = \frac{v_c^*}{V_{DC}} + A \quad (3.3.17)$$

4. MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

4.1 Modelo da Máquina de Indução em Referencial (a,b,c)

As equações do modelo eletromagnético e do movimento mecânico da máquina de indução, em referencial (a,b,c) são:

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \\ v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \\ v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \end{cases} \quad (4.1.1)$$

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \lambda_{ar} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \lambda_{br} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \lambda_{cr} \end{cases} \quad (4.1.2)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.1.3)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \\ J \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_{carga} \end{cases} \quad (4.1.4)$$

Onde $\mathbf{L}_{ss}$, $\mathbf{L}_{rr}$ e $\mathbf{L}_{sr}$ são as matrizes das indutâncias existentes na máquina de indução:

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2} L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} \\ -\frac{1}{2} L_{sm} & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2} L_{sm} \\ -\frac{1}{2} L_{sm} & -\frac{1}{2} L_{sm} & L_{ls} + L_m \end{bmatrix} \quad (4.1.5)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_m & -\frac{1}{2} L_{rm} & -\frac{1}{2} L_{rm} \\ -\frac{1}{2} L_{rm} & L_{lr} + L_m & -\frac{1}{2} L_{rm} \\ -\frac{1}{2} L_{rm} & -\frac{1}{2} L_{rm} & L_{lr} + L_m \end{bmatrix} \quad (4.1.6)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sm}\cos\theta_r & L_{sm}\cos(\theta_r + 120^\circ) & L_{sm}\cos(\theta_r - 120^\circ) \\ L_{sm}\cos(\theta_r - 120^\circ) & L_{sm}\cos\theta_r & L_{sm}\cos(\theta_r + 120^\circ) \\ L_{sm}\cos(\theta_r + 120^\circ) & L_{sm}\cos(\theta_r - 120^\circ) & L_{sm}\cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (4.1.7)$$

Observa-se que o modelo da máquina de indução em referencial natural (abc) é composto por um conjunto de oito equações diferenciais. Além disso, nas equações das tensões do estator e do rotor deve-se substituir os fluxos, que são funções das correntes de estator e rotor cujos coeficientes (indutâncias) dependem da posição angular do rotor. Este modelo não linear de oitava ordem é demasiadamente complexo para possibilitar a análise da máquina de indução. Por esta razão, emprega-se geralmente o modelo vetorial, em que as grandezas de fase são escritas em função do vetor espacial e da componente homopolar.

4.2 Modelo Vetorial da Máquina de Indução em Referencial Arbitrário (d,q)

Aplicando a transformação abc - $dq0$ às grandezas de fase do estator e do rotor da máquina de indução, chega-se ao seguinte conjunto de equações diferenciais, em referencial girante a uma velocidade arbitrária w_e :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - j w_e \lambda_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} - j w_e \lambda_{sd} \\ v_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d}{dt} \lambda_{s0} \end{cases} \quad (4.2.1)$$

$$\begin{cases} \lambda_{sd} = L_{ls} i_{sd} + L_m (i_{sd} + i'_{rd}) \\ \lambda_{sq} = L_{ls} i_{sq} + L_m (i_{sq} + i'_{rq}) \\ \lambda_{s0} = L_{ls} i_{s0} \end{cases} \quad (4.2.2)$$

Equações de rotor:

$$\begin{cases} v'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rd} - j (w_e - w_r) \lambda'_{rq} \\ v'_{rq} = R'_r i'_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rq} - j (w_e - w_r) \lambda'_{rd} \\ v'_{r0} = R'_r i'_{r0} + \frac{d}{dt} \lambda'_{r0} \end{cases} \quad (4.2.3)$$

$$\begin{cases} \lambda'_{rd} = L'_{lr} i'_{rd} + L_m (i_{sd} + i'_{rd}) \\ \lambda'_{rq} = L'_{lr} i'_{rq} + L_m (i_{sq} + i'_{rq}) \\ \lambda'_{r0} = L'_{lr} i'_{r0} \end{cases} \quad (4.2.4)$$

Equações mecânicas:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \theta_r = w_r \\ J \frac{d}{dt} w_r = T_e - T_{carga} \\ T_e = \frac{3P}{2} L_m (i'_{rd} i_{sq} + i_{sd} i'_{rq}) \end{array} \right. \quad (4.2.5)$$

O modelo em referencial dq torna as relações fluxo-corrente lineares e independentes da posição angular do rotor da máquina. Além disso, caso não seja aplicada uma tensão homopolar, as equações das componentes homopolares de todas as grandezas podem ser eliminadas do modelo. Finalmente, vale a pena observar que se for utilizado um referencial dq cujo eixo real d esteja alinhado com o vetor fluxo de rotor, este vetor terá apenas componente de eixo direto (que é igual à amplitude do vetor fluxo de rotor já que a componente de eixo em quadratura torna-se nula). Com isso, o torque eletromagnético passa a ser proporcional ao produto da componente de eixo direto do fluxo rotórico λ'_{rd} pela componente de eixo em quadratura da corrente de estator i_{sq} .

5. CONTROLE

5.1 O Controle da Máquina de Indução.

A estratégia de controle empregada neste trabalho é baseada na escolha do referencial dq orientado pelo vetor fluxo de rotor. Esta escolha faz com que o controle da máquina de indução se assemelhe bastante ao de um motor de CC. Realiza-se o controle do fluxo de rotor em um valor elevado (mas sem saturar a máquina), para proporcionar uma alta capacidade de produção de torque. Mantendo o fluxo λ'_{rd} constante (com $\lambda'_{rq} = 0$), realiza-se o controle do torque de modo a impor a velocidade desejada.

As grandezas a serem controladas são então a velocidade (ou a posição angular) do rotor e o fluxo de rotor da máquina. Portanto, serão necessárias duas malhas de controle distintas, uma para cada grandeza. A figura 5.1 abaixo ilustra a estratégia em estudo.

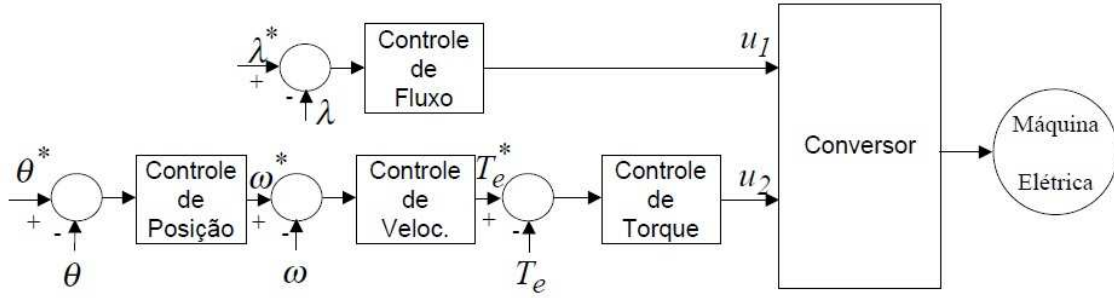


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do controle vetorial da máquina de indução.

Em referencial orientado pelo vetor fluxo de rotor:

$$\vec{\lambda}_r = \lambda_{rd} + j0 \quad (5.1.1)$$

$$\begin{cases} \lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \rightarrow i_{rd} = \frac{\lambda_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \rightarrow i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (5.1.2)$$

Substituindo na equação de tensão do rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - j(\omega_e - \omega_r) \lambda_{rq} \rightarrow \lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} i_{sd} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + j(\omega_e - \omega_r) \lambda_{rd} \rightarrow \omega_e = \omega_r + \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{sq}}{\lambda_{rd}} \end{cases} \quad (5.1.3)$$

As equações acima indicam que, ao usar referencial orientado pelo fluxo rotórico, a amplitude do fluxo depende unicamente da componente de eixo direto da

corrente de estator. Além disso, a posição do referencial dq , ou seja, do vetor fluxo de rotor, pode ser determinada integrando o segundo membro da equação de w_e . A saída do controlador de velocidade é o torque eletromagnético de referência T_e^* , o qual está relacionado com a corrente de estator de eixo em quadratura:

$$i_{sq}^* = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd}^*} \quad (5.1.4)$$

Assim, considerando que o fluxo será adequadamente controlado em seu valor de referência, o torque eletromagnético pode ser imposto através do controle da corrente de eixo em quadratura.

Observa-se, então, que deverá ser empregado um controlador de velocidade, cuja saída é o torque de referência e dois controladores de corrente: um para a corrente de estator de eixo direto (necessário para impor o fluxo rotórico de referência) e outro para a corrente de estator de eixo em quadratura (necessário para impor o torque de referência).

Para validar a estratégia do controle vetorial, pode-se simular o comportamento de todos os componentes do sistema em questão. A simulação também é uma ferramenta essencial para o entendimento do sistema em sua totalidade.

O software utilizado neste estudo foi o MATLAB, em conjunto com a plataforma SIMULINK.

5.2 Modelo da Máquina de Indução e do Inversor de Frequência

Os componentes modelados foram a máquina de indução e o inversor de frequência. Para modelar a máquina de indução foram utilizadas as equações (4.2.1), (4.2.2), (4.2.3), (4.2.4) e (4.2.5) do modelo dinâmico da máquina em referencial (d,q) (Figura 5.2). Abaixo de cada bloco consta a equação representada.

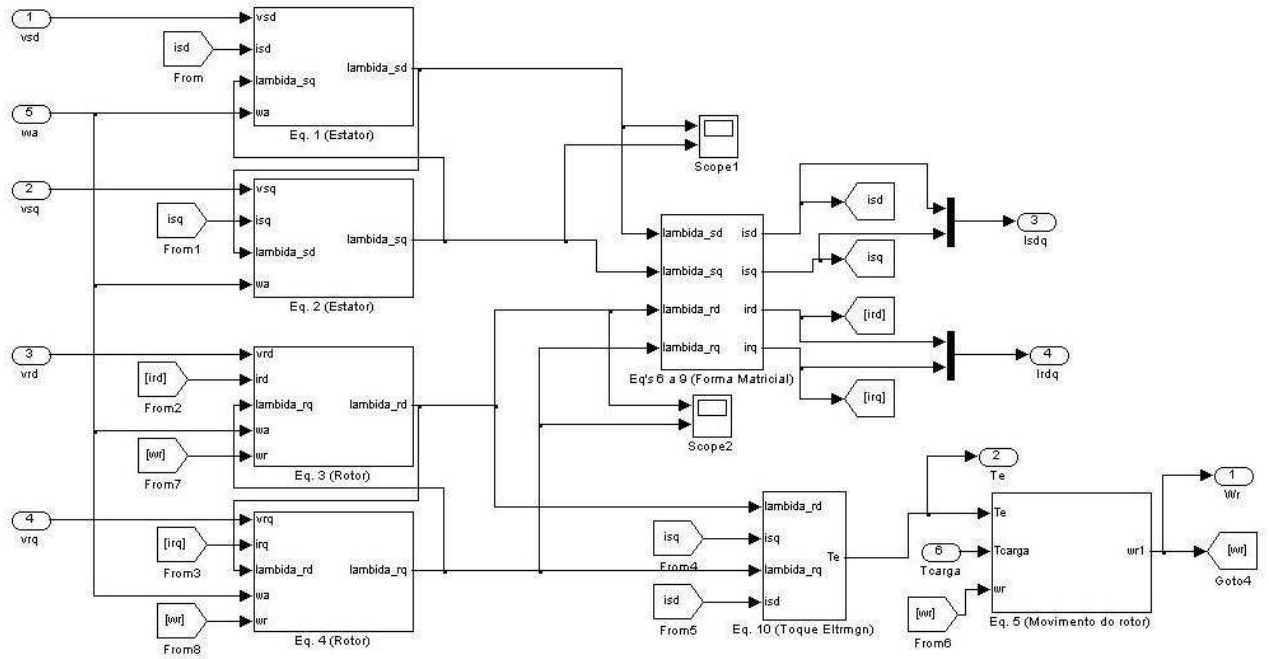


Figura 5.2 – Modelo da máquina de indução em referencial (α,β).

O inversor de frequência é modelado (Figura 5.3) a partir das equações de PWM.

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (5.2.1)$$

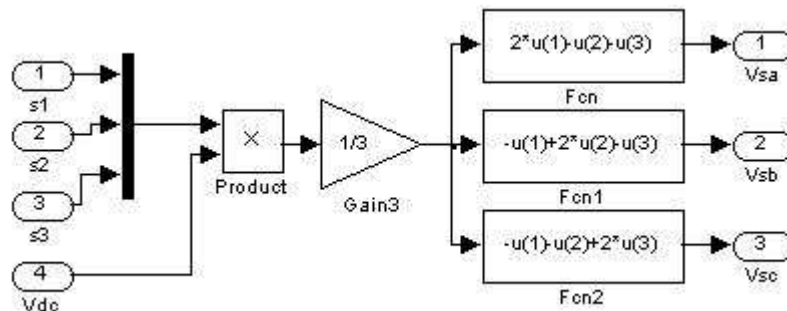


Figura 5.3 – Modelo do Inversor de Frequência.

5.3 Controle

5.3.1 Controlador PI

Deverão ser conhecidos os valores desejados de velocidade do rotor e de fluxo magnético, para que a máquina opere dentro das condições especificadas. A estratégia já foi previamente mostrada na Figura 5.1.

Em sistemas de controle nos quais se utilizam controladores PI, o valor de referência $R(s)$ (valor desejado) é comparado com o valor real medido a partir de sensores (de corrente ou de velocidade) $C(s)$ da grandeza a ser controlada. O erro ε é calculado como a diferença, ou discrepância, entre valor desejado e valor medido e serve de entrada para o controlador PI (proporcional-integral), como ilustrado na Figura 5.4.

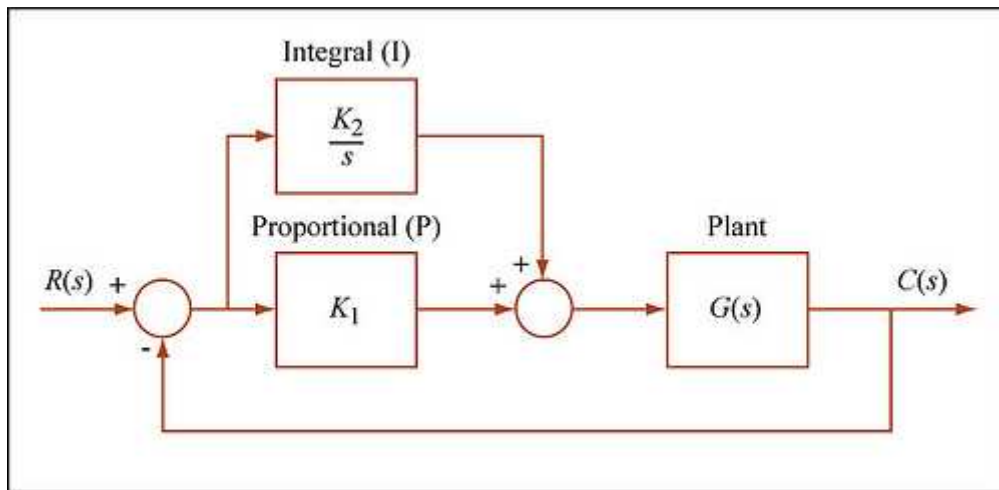


Figura 5.4 – Controlador PI (proporcional-integral).

Para gerar uma ação de controle, o erro é utilizado como sinal de entrada num controlador do tipo PI, proporcional-integral. A ação de controle $Y(s)$ resulta, então, da equação:

$$Y(s) = \varepsilon \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) = (R(s) - C(s)) \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) \quad (5.3.1)$$

A ação de controle é aplicada na planta. A planta é a representação de todos os componentes do processo. O resultado da ação de controle é a variação das grandezas monitoradas $C(s)$, que pode ser calculada como:

$$C(s) = Y(s)G(s) = (R(s) - C(s)) \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) G(s) \quad (5.3.2)$$

Neste estudo, a planta é constituída basicamente do motor de indução e do inversor de frequência (Figura 5.5).

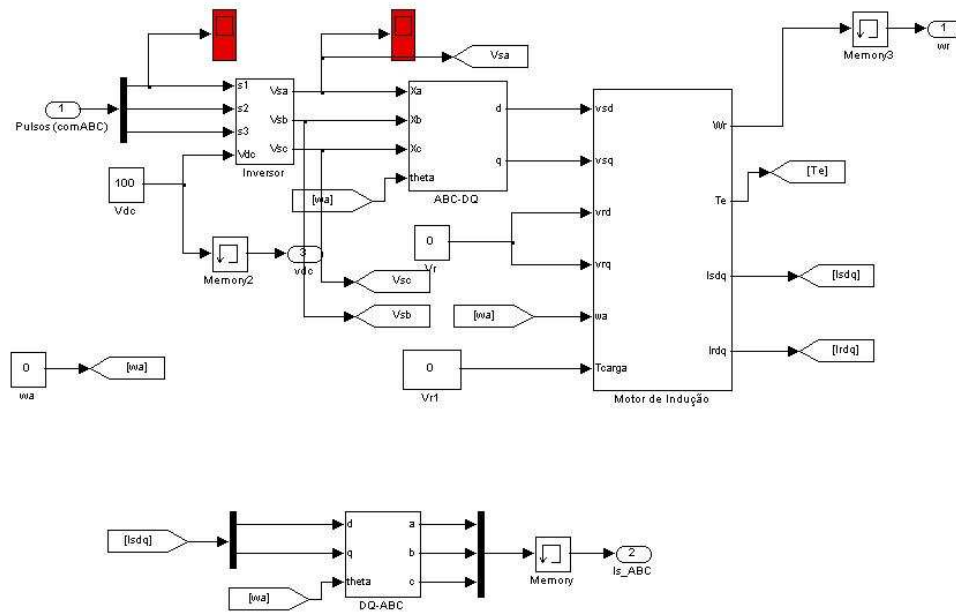


Figura 5.5 – Planta do controle vetorial.

Para controlar a velocidade e o fluxo magnético do motor de indução, é preciso monitorar a velocidade e as correntes do mesmo. A ação de controle para manter velocidade e corrente nos valores desejados consiste em fornecer à máquina a tensão necessária para tal. Deve-se, então, determinar os ciclos de chaveamento do inversor para cada instante de operação de máquina. Tendo esses ciclos como dados de entrada, o inversor fornecerá a tensão do motor. Máquina reagirá às tensões aplicadas, e através do monitoramento das grandezas (velocidade e corrente) o seu comportamento será novamente comparado ao padrão estabelecido, que serão os valores desejados (de velocidade e corrente) para as grandezas que se deseja controlar.

5.3.2 Descrição da Rotina de Controle

Tendo em vista que, na plataforma experimental, o cálculo dos ciclos de chaveamento do inversor (“Pulsos(comABC)” na figura 5.5) será realizado por um DSP em linguagem C++, preferiu-se realizar a simulação de modo que a rotina de controle seja também implementada empregando uma rotina executada em linhas de comando. A sigla DSP significa Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor*).

Os dados de entrada do controle são a velocidade do rotor (valor real e de referência), correntes de estator (valor real e de referência) e tensão de barramento CC

(valor real). O processamento desses dados de entrada, o cálculo das ações dos controladores PI e dos ciclos de chaveamento são tarefas realizadas pelo DSP. Para realizar tais tarefas, deve-se escrever toda a rotina de controle em alguma linguagem de programação.

A simulação do controle é mostrada na figura 5.6.

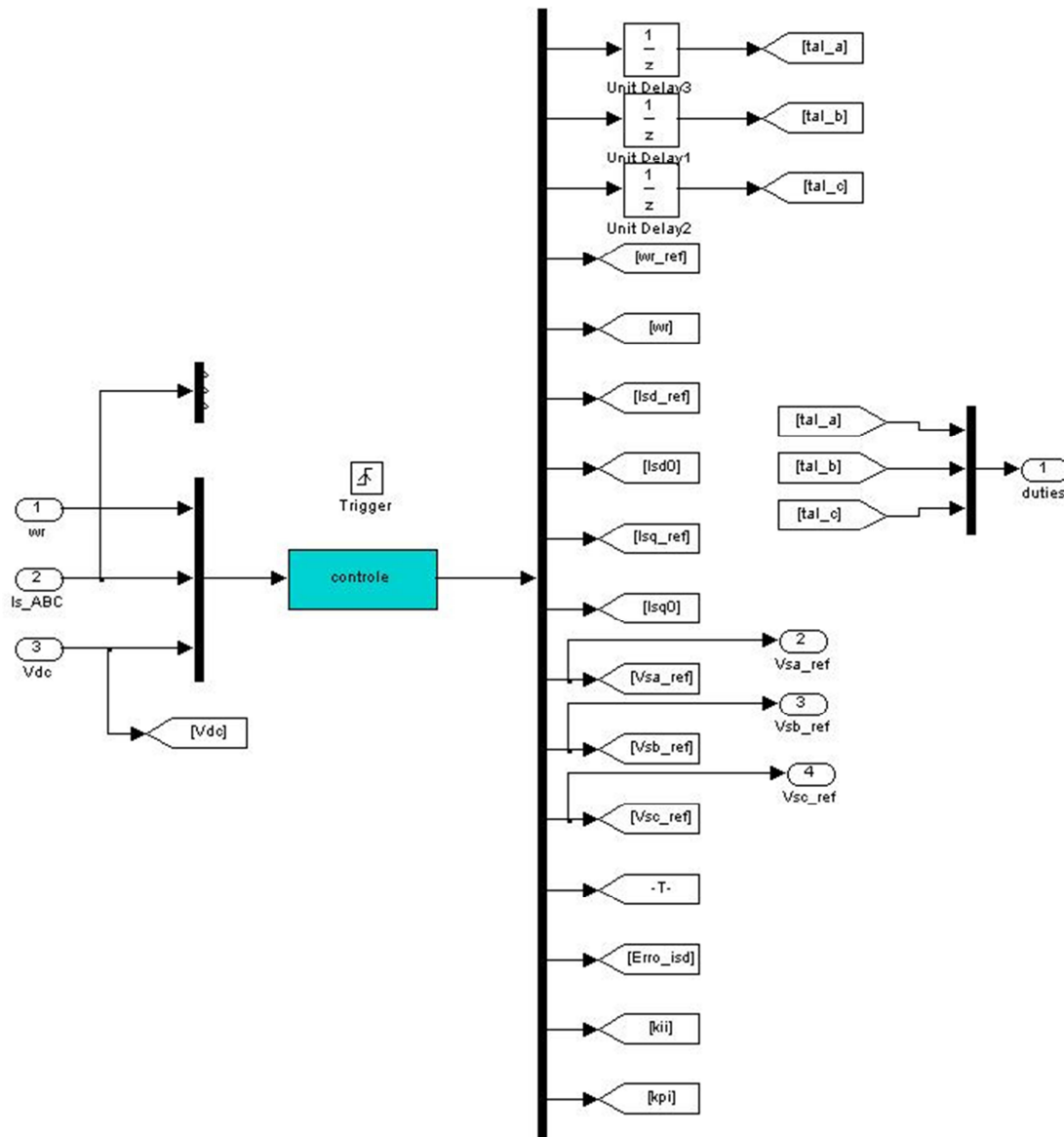


Figura 5.6 – Simulação do da rotina de controle.

Na simulação, os dados de entrada são os valores medidos: velocidade do rotor, correntes de estator e tensão de barramento CC. Esses dados são inseridos no bloco azul “controle”. O bloco “controle” é toda a rotina escrita em linha de comando C++, que irá processar os dados de entrada e fornecerá os dados de saída indicados na Figura 5.6.

Desses dados de saída, os principais são os ciclos de chaveamento, que vão ser enviados para o inversor de modo que este possa fornecer a tensão de alimentação desejada para o motor de indução.

```

/*-----*/
ROTINA DE CONTROLE
/*-----*/

// Controle de fluxo
isd_ref=0.5; //Corrente imposta para garantir fluxo suficiente ao acionamento do motor
Lambda_r_ref=isd_ref*Lm;

kiw=(2/(tau_w*tau_w))*(2*J_mi/P); //Ganho integral, PI de Wr.
kpw=(2*J_mi/P)*((2/tau_w)-(b_mi/J_mi)); //Ganho prop., PI de Wr.

// Controle de velocidade
Errorwr = wr_ref - wr;
IErrorwr = IErrorwr + Errorwr*h; //Integral do erro de Wr.
Teref = kpw * Errorwr + kiw*IErrorwr;
isq_ref = Teref/(0.75*P*Lm*Lambda_r_ref/Lr);

// Saturação do valor de isq_ref com ação anti-windup
if (isq_ref > isqsat)
{
    isq_ref = isqsat;
    IErrorwr = IErrorwr - Errorwr*h;
}
if (isq_ref < -isqsat)
{
    isq_ref = -isqsat;
    IErrorwr = IErrorwr - Errorwr*h;
}

// Calculador de teta_eixos
wesc_ref = Lm*isq_ref/(Taur*Lambda_r_ref);
weixos_ref = wesc_ref + wr;
tetaeixos_ref = tetaeixos_ref + weixos_ref*h;

if (tetaeixos_ref>=double_pi)
    tetaeixos_ref=tetaeixos_ref-double_pi;
if (tetaeixos_ref<0)
    tetaeixos_ref=tetaeixos_ref+double_pi;

// Determinação das correntes medidas em referencial orientado (abc para dq)
Isd0=cos(tetaeixos_ref)*Isa+cos(tetaeixos_ref-dpst)*Isb+cos(tetaeixos_ref+dpst)*Isc;
Isd0=Isd0*2/3;
Isq0=sin(tetaeixos_ref)*Isa+sin(tetaeixos_ref-dpst)*Isb+sin(tetaeixos_ref+dpst)*Isc;
Isq0=-Isq0*2/3;

```

Primeiramente, são calculados os valores de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* das correntes i_{sd} e i_{sq} , a partir dos controles de fluxo magnético e de velocidade, esses valores passam por um controle com saturação, para que não cresçam a ponto de prejudicar a integridade do motor. Além da saturação, também há ação *anti-windup*, que anula o controlador integral para não haver acúmulo de erro e evitar *overshoot*. Em seguida,

calcula-se o θ_{eixos} utilizado na transformação $(a,b,c)-(d,q,0)$. Depois, as correntes medidas na entrada do motor são escritas em referencial $(d,q,0)$, para que possam ser comparadas com seus respectivos valores de referência.

```
// Controle de corrente de eixo d (Controlador PI)
kii=(2*Lslinha)/(tau_i*tau_i); //Ganho integral, PI de isd e isq.
kpi=Lslinha*((2/tau_i)-(1/tauslinha)); //Ganho prop., PI de isd e isq.

comp_d = weixos_ref*sigma*Ls*Isq0 + Lambda_r_ref*Lm*Rr/(Lr*Lr);
Erroisd = isd_ref - Isd0;
IEerroisd = IEerroisd + Erroisd*h;
vsdref = kpi * Erroisd + kii*IEerroisd - comp_d;

// Controle de corrente de eixo q (Controlador PI)
comp_q = -weixos_ref*sigma*Ls*Isd0 - Lm*wr*Lambda_r_ref/Lr;
Erroisq = isq_ref - Isq0;
IEerroisq = IEerroisq + Erroisq*h;
vsqref = kpi * Erroisq + kii*IEerroisq - comp_q;

// Controle da tensão de referência
mod_vsref=sqrt(vsdref*vsdref+vsqref*vsqref);

if (mod_vsref > (Vdc*sq1over3))
{
    tmp1=(Vdc*sq1over3)/(mod_vsref);
    vsdref=vsdref*tmp1;
    vsqref=vsqref*tmp1;
    IEerroisd = IEerroisd - Erroisd*h;
    IEerroisq = IEerroisq - Erroisq*h;
}
else if (mod_vsref>vssat)
{
    tmp1=vssat/mod_vsref;
    vsdref=vsdref*tmp1;
    vsqref=vsqref*tmp1;
    IEerroisd = IEerroisd - Erroisd*h;
    IEerroisq = IEerroisq - Erroisq*h;
}

// Determinação das tensões de fase (dq0-abc)
Vsa_ref=vsdref*cos(tetaeixos_ref)-vsqref*sin(tetaeixos_ref);
Vsb_ref=vsdref*cos(tetaeixos_ref-dpst)-vsqref*sin(tetaeixos_ref-dpst);
Vsc_ref=vsdref*cos(tetaeixos_ref+dpst)-vsqref*sin(tetaeixos_ref+dpst);
```

O erro entre as correntes reais e de referência é calculado, e em seguida integrado. Na saída de cada controlador PI estão as tensões de referência v_{sd}^* e v_{sq}^* , respectivamente. O valor de referência da tensão de estator, $\overline{v_s^*} = |v_{sd}^* + jv_{sq}^*|$, também passa por um saturador com ação *anti-windup*. No final desta etapa são calculados no referencial (a,b,c) os valores das tensões desejadas. O cálculo dos ganhos do controlador PI está no apêndice deste estudo.

```
PWM
/*-----*/
```

```

// Cálculo de Vmin e Vmax
Vmax=Vsa_ref;
max=1;

if (Vsb_ref>Vmax)
{
    Vmax=Vsb_ref;
    max=2;
}
if (Vsc_ref>Vmax)
{
    Vmax=Vsc_ref;
    max=3;
}
min=1;
Vmin=Vsa_ref;
if (Vsb_ref<Vmin)
{
    Vmin=Vsb_ref;
    min=2;
}
if (Vsc_ref<Vmin)
{
    Vmin=Vsc_ref;
    min=3;
}

med=6-max-min;

mlinha = mi + ((mi-1)*Vmin - mi*Vmax)/Vdc; //mi=0.5

// Cálculo das razões de trabalho das chaves
Da = Vsa_ref/Vdc + mlinha;
Db = Vsb_ref/Vdc + mlinha;
Dc = Vsc_ref/Vdc + mlinha;

/*-----*/

```

Por fim, as tensões de referência são inseridas no PWM Trifásico Simétrico, já exposto no item 3.3 deste estudo, e são determinados os valores dos ciclos de chaveamento de cada chave do inversor.

5.3.3 Simulação

Simular o comportamento de um sistema é muito útil quando se quer analisar (e antes de implementar em protótipo) uma estratégia de controle. Para simular o controle de velocidade, foram utilizados a planta da Figura 5.5, que contém o modelo do motor de indução (Figura 5.2) e o modelo do inversor de frequência (Figura 5.3), e a rotina de

controle em linha de comando C++ (Figura 5.6). O esquema geral da simulação consta abaixo, na Figura 5.7.

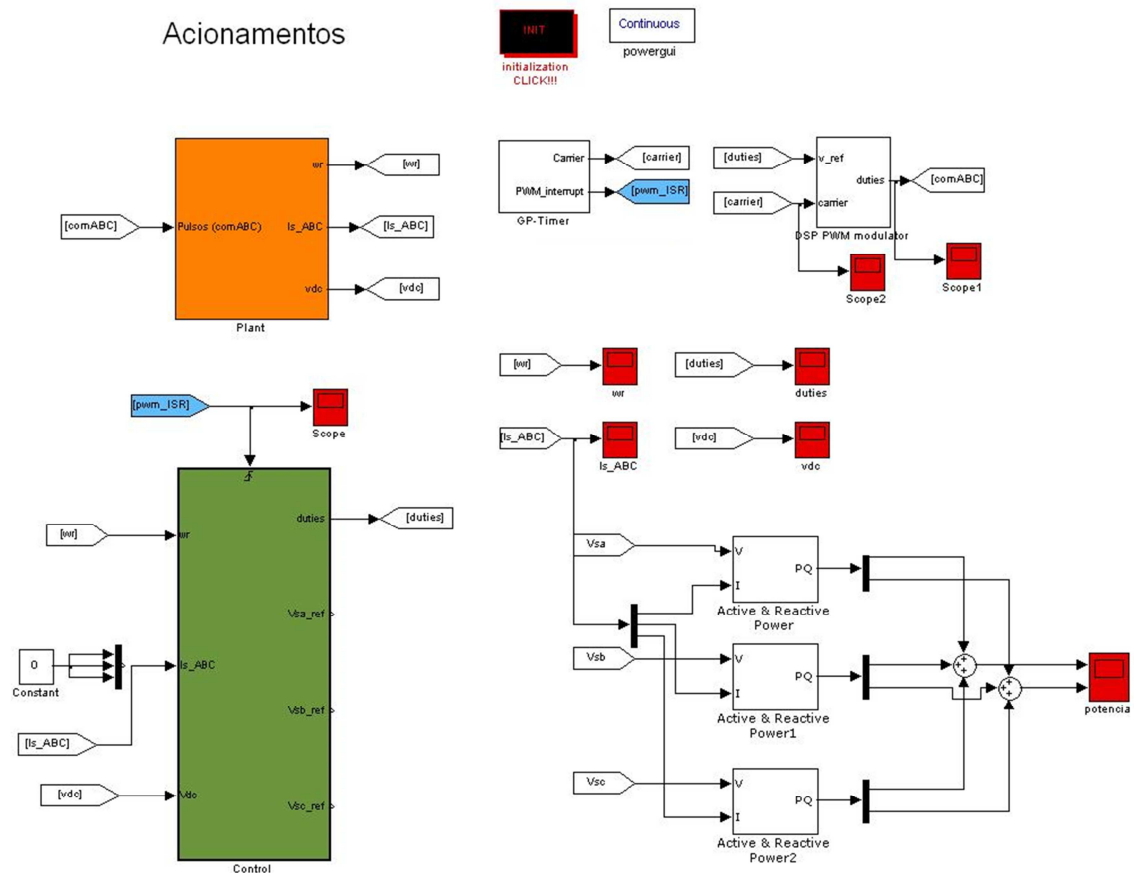


Figura 5.7 – Simulação do controle vetorial do motor de indução, em Simulink (MATLAB).

A planta e o controle são os mesmos esquemas das Figuras 5.5 e 5.6 respectivamente, apenas simplificados em um único bloco cada um.

Nesta simulação, todos os parâmetros (resistências, indutâncias, momento de inércia e coeficiente de atrito) do motor de indução são os mesmos do motor HVACIMTR (Figura 1.6), de modo que o modelo da simulação seja o mais próximo possível do protótipo. Assim, os resultados obtidos na simulação poderão ser mais facilmente comparados com os resultados obtidos do protótipo.

O motor partirá em vazio e, passados 0,7 s desde a partida, uma carga será acoplada ao motor. Os resultados de simulação constam nas Figuras 5.8, 5.9 e 5.10 abaixo.

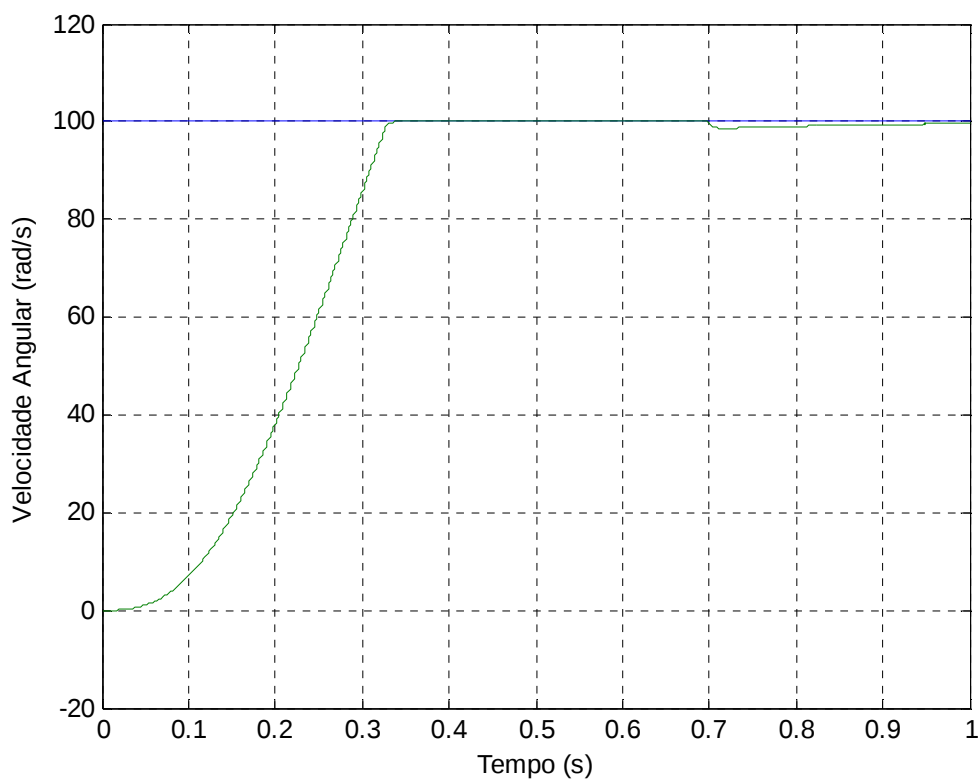


Figura 5.8 – Velocidade do motor de indução durante a simulação.

O motor parte em vazio e atinge a velocidade de referência, 100 rad/s, pouco depois de 0,3 s. Com o acoplamento da carga a velocidade cai, mas logo se estabiliza novamente no valor de referência.

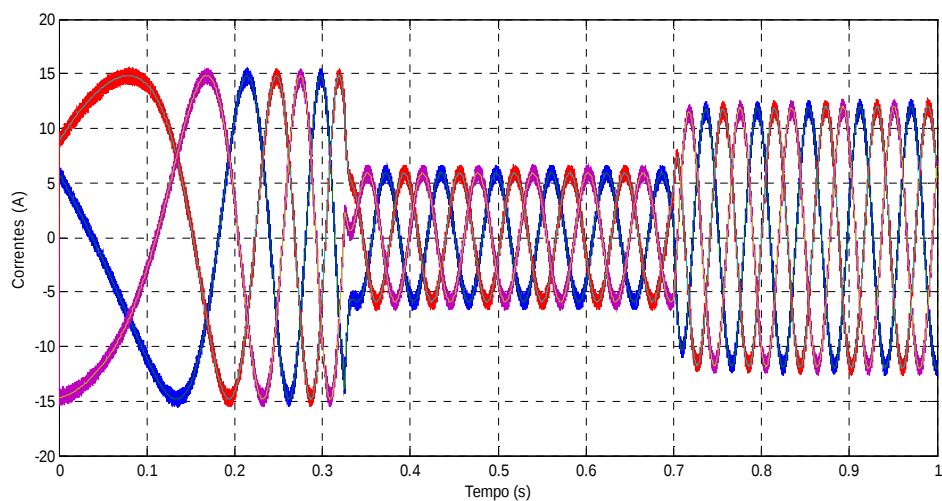


Figura 5.9 – Correntes nas três fases do motor de indução durante a simulação.

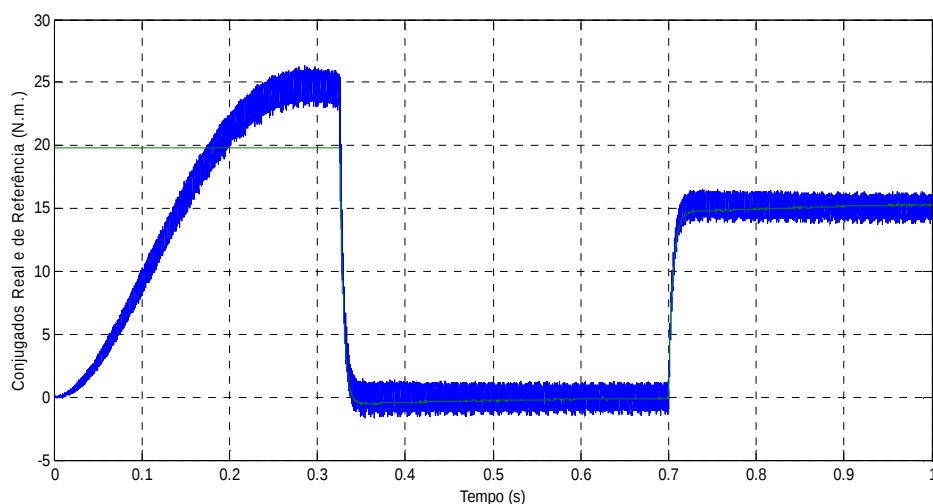


Figura 5.10 – Conjugado eletromecânico desenvolvido pelo motor de indução durante a simulação.

Os gráficos das correntes nas três fases do motor e do conjugado eletromecânico também indicam que os valores medidos na simulação estariam muito próximos dos valores de referência estabelecidos para estas grandezas.

As correntes de partida do motor de indução são elevadas de modo a garantir o rápido estabelecimento do fluxo desejado, e o conjugado eletromecânico cresce rapidamente. Porém, devido à saturação, não ocorre sobrecorrente, ou seja, a corrente não ultrapassa o valor nominal. Ao alcançar a velocidade de referência, o conjugado cai a valores próximos de zero, pois ainda não há carga e é necessária apenas potência para as perdas em vazio do motor de indução. Com o acoplamento da carga em 0,7 s, as correntes se elevam novamente para que o conjugado eletromecânico cresça o suficiente para manter a velocidade no valor de referência, mesmo havendo carga acoplada ao motor.

5.4 Implementação do Controle Vetorial

Para implementar o controle vetorial, utilizou-se o *High Voltage PFC Kit* (Código de série *TMDSHVMTRPFCKIT*) da Texas Instruments (Figura 5.11), uma vez que o kit possui um inversor de frequência, DSP's (de ponto fixo e de ponto flutuante) e sensores de corrente.

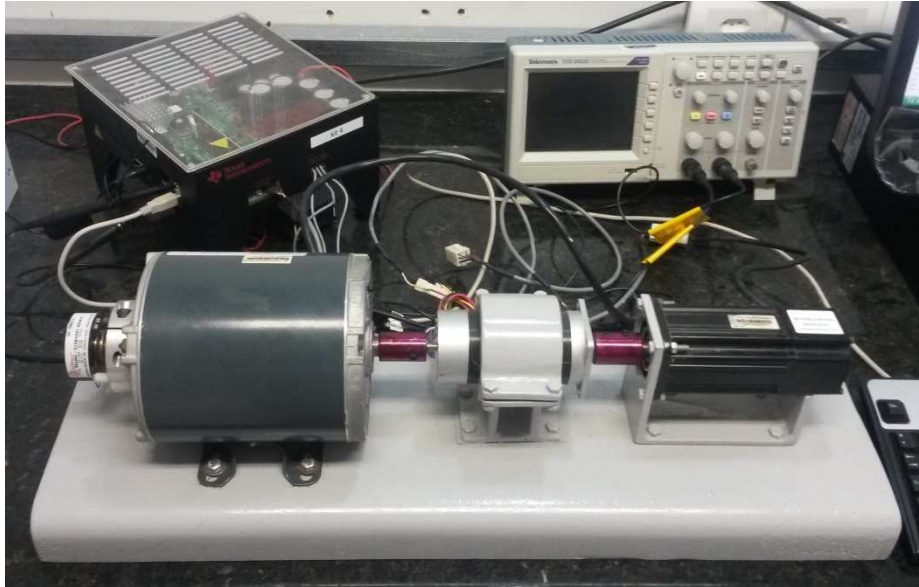


Figura 5.11 – DSP da Texas Instruments e a bancada de motores, (o motor de indução é o da esquerda).

O programa que faz a interface entre dsp e inversor é o *Code Composer*, que permite escrever e editar linhas de comando C++. Também é possível monitorar as entradas (sensores) e as saídas do hardware, além de alterar qualquer valor de referência dos controladores, tudo isso em tempo real. O Apêndice B deste estudo fornece uma visão muito mais detalhada do *Code Composer* e do acionamento do motor de indução.

A montagem da bancada experimental é mostrada na Figura 5.12.



Figura 5.12 – Bancada experimental.

Para o acionamento do motor de indução também foi necessária uma fonte de tensão e corrente para alimentar o barramento CC do inversor. A fonte utilizada foi da Magna-Power Eletronics (Figura 5.13), que se encontra no novo Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos do DEE.



Figura 5.13 – Fonte de tensão e corrente utilizada na implementação.

No acionamento do motor de indução, partindo da total inércia, o regime permanente na velocidade de operação desejada (150 radianos elétricos por segundo) se dá em aproximadamente 0,75 s. Na Figura 5.14, a velocidade de referência é a reta horizontal vermelha e a velocidade real do motor é o traçado em azul.

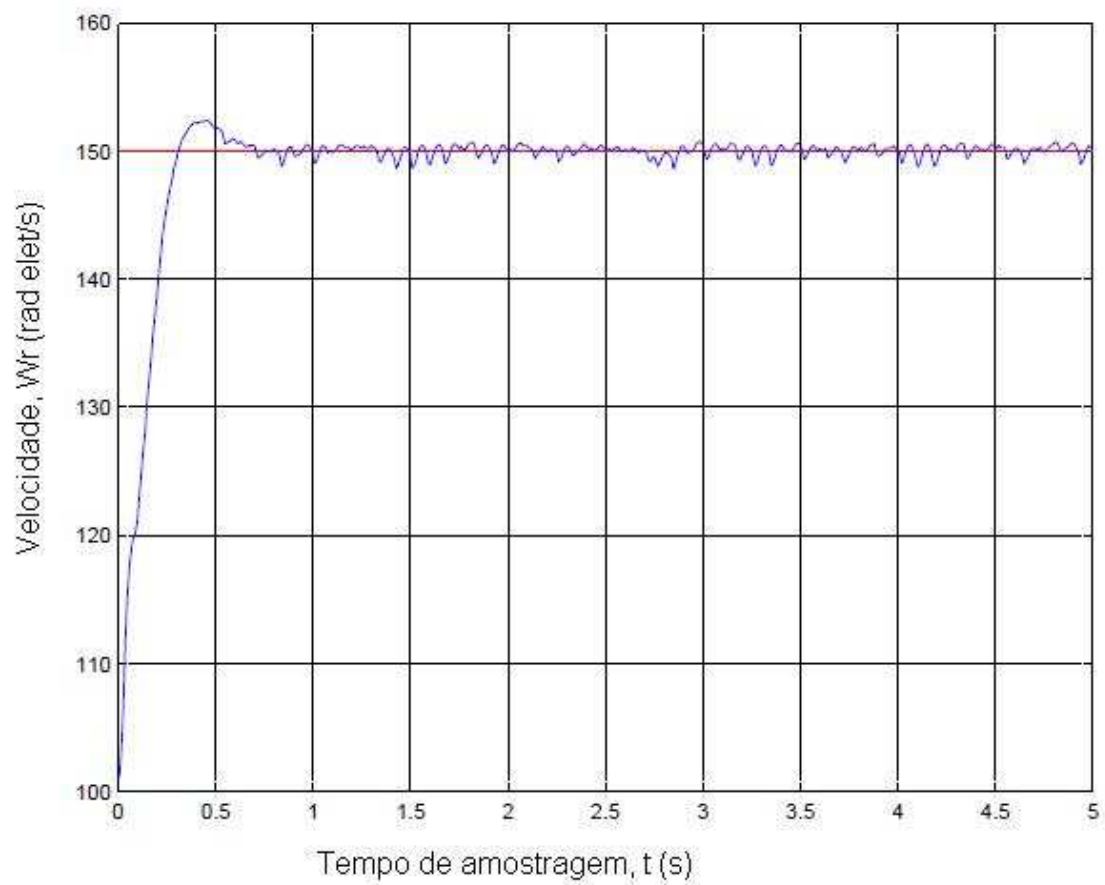


Figura 5.14 – Velocidade do motor de indução durante o experimento.

6. CONCLUSÃO

Comparando as Figuras 5.8 e 5.14, vê-se que tanto na simulação quanto no experimento o controle vetorial foi implementado com sucesso, pois em ambos os casos a velocidade da máquina de indução manteve-se no valor de referência determinado. Controlando a velocidade do motor, suprimindo a verdadeira solicitação de desempenho, podem-se reduzir as perdas a partir da redução dos transitórios.

Técnicas de PWM para inversores tornaram possível não só o controle mais preciso de máquinas elétricas, como também uma geração mais eficiente a partir de fontes renováveis de energia. Muitos sistemas de energia eólica e fotovoltaica necessitam de inversores PWM.

Em nível de graduação, este é o primeiro estudo que fornece, além de conteúdo teórico, conteúdo de base experimental na disciplina de Acionamentos Elétricos, o que é importante visto que o laboratório encontra-se pronto para funcionar e a disciplina ainda não possui nenhuma prática de laboratório.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] T. A. Lipo and D. W. Novotny, “Dynamics and Control of Induction Motor Drives”, Oxford: Clarendon Press, 1996.
- [2] I. Boldea and S. A. Nasar, “Vector Control of AC Drives”: CRC Press, 1992.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”: Wiley, 2002.

APÊNDICE A - GANHOS K_P E K_I DOS CONTROLADORES PI

Sabe-se que a dinâmica mecânica do motor de indução é regida pela seguinte equação:

$$\frac{2J}{P}s\omega_r = T_e - \frac{2b}{P}\omega_r$$

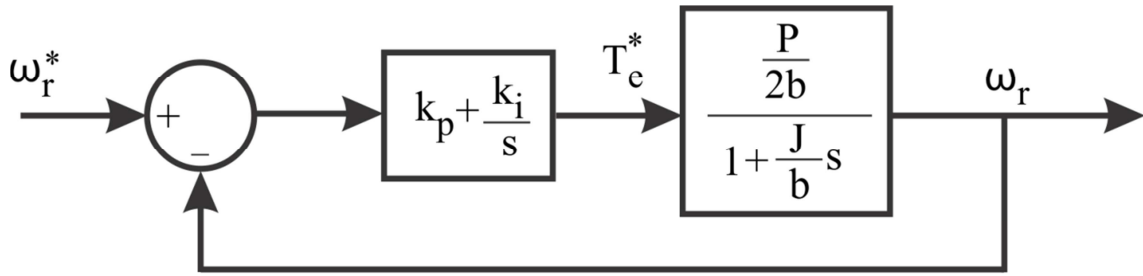
$$\left(\frac{J}{b}s + 1\right)\omega_r = \frac{P}{2b}T_e$$

$$\omega_r = \frac{\frac{P}{2b}}{\frac{J}{b}s + 1}T_e$$

Considerando ideal (instantâneo e sem erro) o controle de corrente:

$$i_{sq}^* = i_{sq} \rightarrow T_e^* = T_e$$

Então, o diagrama de blocos do controle de ω_r ficaria como o exposto na figura abaixo:



A função de transferência desse diagrama de blocos será:

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{k_p s + k_i}{s} \frac{P}{2b}}{1 + \frac{J}{b}s} \frac{P}{2b} \frac{1}{1 + \frac{k_p s + k_i}{s} \frac{P}{2b}}$$

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(k_p s + k_i) \frac{P}{2b}}{\frac{J}{b}s^2 + s + \frac{P}{2b}k_p s + \frac{P}{2b}k_i} = \frac{(k_p s + k_i) \frac{P}{2b}}{s^2 + \left(\frac{b}{J} + \frac{P}{2J}k_p\right)s + \frac{P}{2J}k_i}$$

Como trata-se de um sistema de controle de segunda ordem, pode-se escrever:

$$s^2 + \left(\frac{b}{J} + \frac{P}{2J}k_p\right)s + \frac{P}{2b}k_i = s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2$$

Uma solução bastante utilizada é baseada na imposição do fator de amortecimento e da constante de tempo da resposta:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\omega_n = \frac{\sqrt{2}}{\tau}$$

$$s^2 + \left(\frac{b}{J} + \frac{P}{2J}k_p\right)s + \frac{P}{2b}k_i = s^2 + \frac{2}{\tau}s + \frac{2}{\tau^2}$$

Igualando os coeficientes da equação, encontram-se os valores dos ganhos do controlador PI:

$$\frac{P}{2J}k_i = \frac{2}{\tau^2} \rightarrow k_i = \frac{2J}{P} \left(\frac{2}{\tau^2} \right)$$

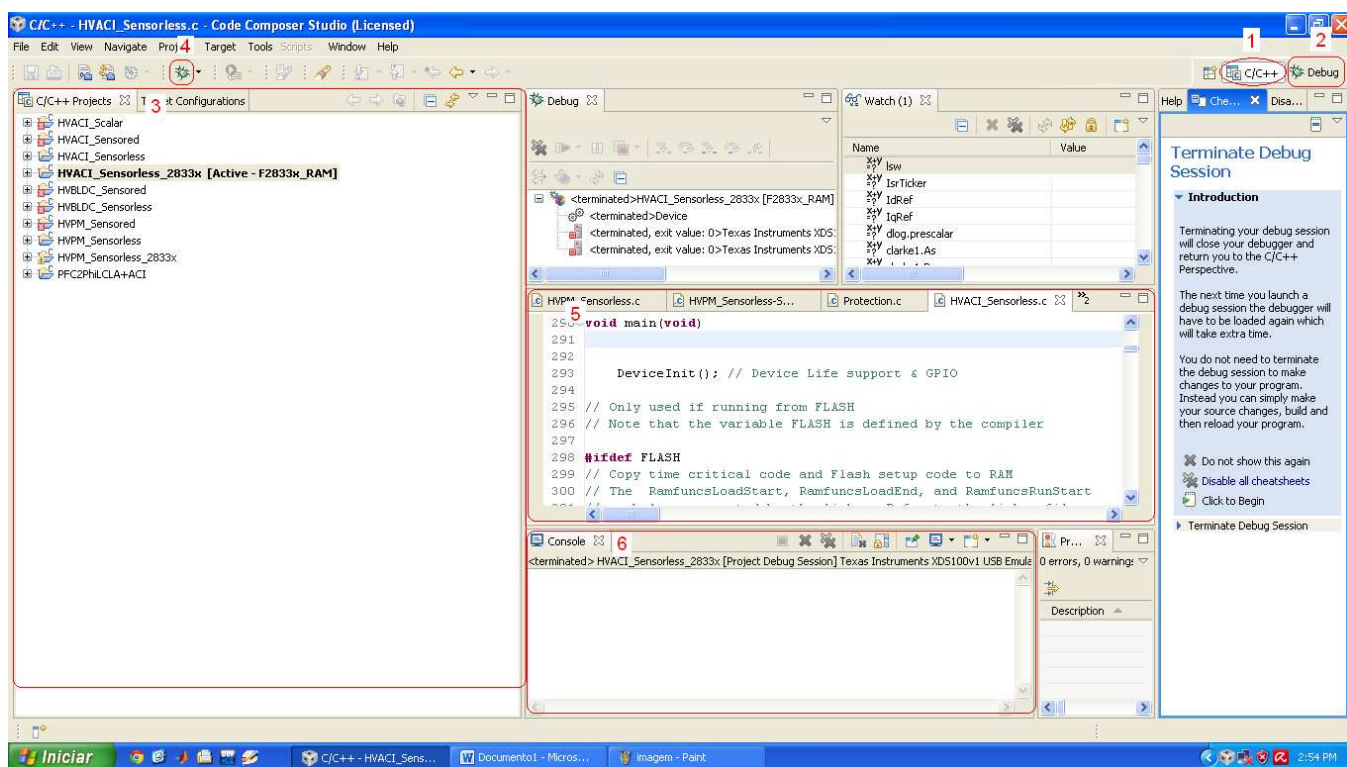
$$\frac{b}{J} + \frac{P}{2J}k_p = \frac{2}{\tau} \rightarrow k_p = \frac{2J}{P} \left(\frac{2}{\tau} - \frac{b}{J} \right)$$

APÊNDICE B – CODE COMPOSER

O programa de controle do DSP e do Inversor é o Code Composer. Existem basicamente duas perspectivas.

Perspectiva “C/C++”

Ao iniciar o Code Composer, será exibida a perspectiva “C/C++” (Foto abaixo).

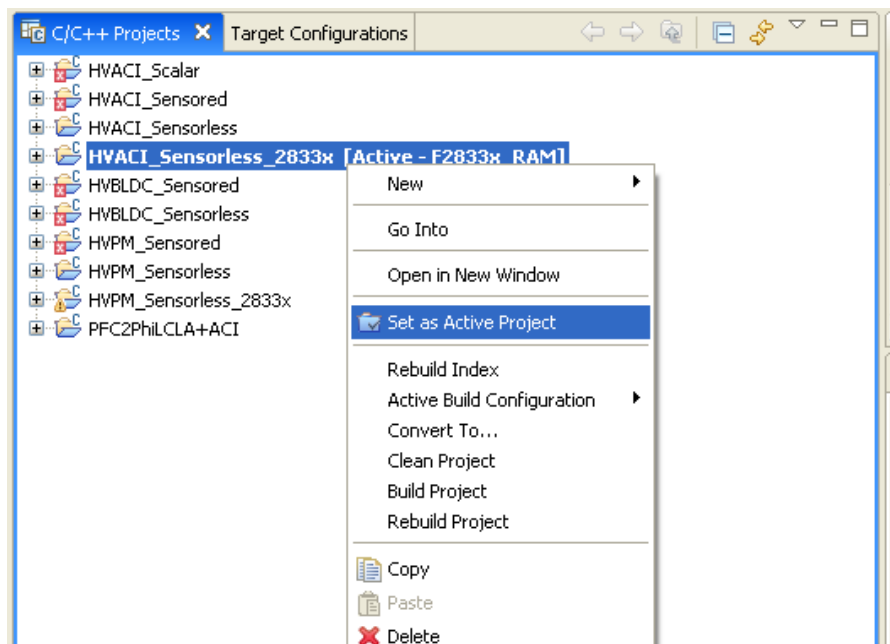


1) Botão “Perspectiva C/C++”: Exibe a perspectiva C/C++. Este botão já está selecionado no momento em que se inicia o programa. A perspectiva C/C++ é utilizada no momento da edição das linhas de comando e seleção do projeto que será executado pelo DSP.

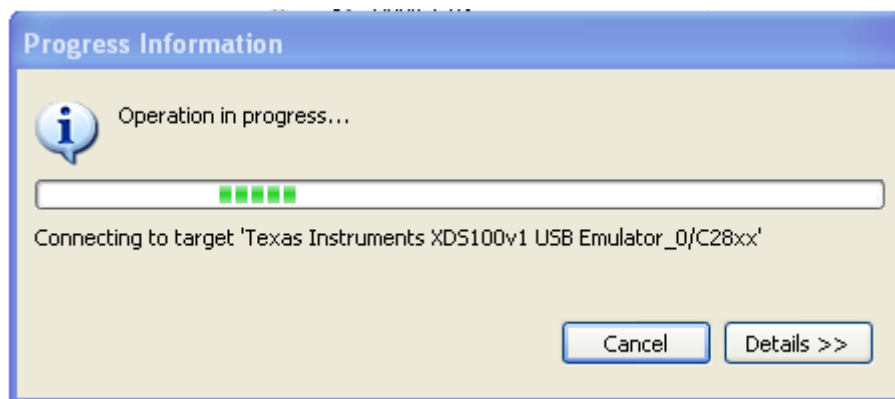
2) Botão “Perspectiva Debug”: Exibe a perspectiva Debug. A perspectiva Debug é utilizada no momento em que o projeto está sendo executado, e é útil no monitoramento em tempo real dos sinais de velocidade, tensão e corrente.

Obs.: Esse botão apenas ativa a perspectiva Debug, e não compila (“debuga”) as linhas de comando do projeto ativo.

- 3) Janela “C/C++ Projects”: Exibe os projetos do controle de cada máquina, sendo os “HVACI” relacionados à máquina de indução, e os “HVPM” relativos à máquina síncrona de ímã permanente.
- 4) Botão “Debug”: Compila o projeto selecionado (“active”, em negrito). Para selecionar um projeto, clique com o botão direito do mouse no nome do respectivo projeto, e selecione a opção “Set as Active Project” (Foto abaixo).



No momento em que o botão “Debug”, inicia-se a compilação dos programas do projeto ativo, e é exibida a janela abaixo.



- 5) Janela de Linhas de Comando: Nessa janela são exibidas as linhas de comando em linguagem C/C++. As linhas de comando consistem nas rotinas de controle e parâmetros (“HVACI_Sensorless.c” e “HVACI_Sensorless-Settings.h” para máquina de indução e “HVPM_Sensorless.c” e “HVPM_Sensorless-Settings.h” para a máquina síncrona de ímã permanente). Para selecionar o modo de

controle, deve-se escolher o respectivo “Build Level” (Nível Incremental) da máquina desejada. Primeiro, deve-se dar duplo clique em alguma das abas da Janela de Linhas de Comando. Dependendo a máquina utilizada, deverá ser selecionada a aba “HVACI_Sensorless-Settings.h” ou “HVPM_Sensorless-Settings.h”. O Build Level escolhido está representado por:

```
#define BUILDLEVEL LEVEL12
```

Na figura abaixo, este comando consta na linha 35, e na estrutura geral está sempre depois da determinação dos Build Levels (da linha 19 à 30).

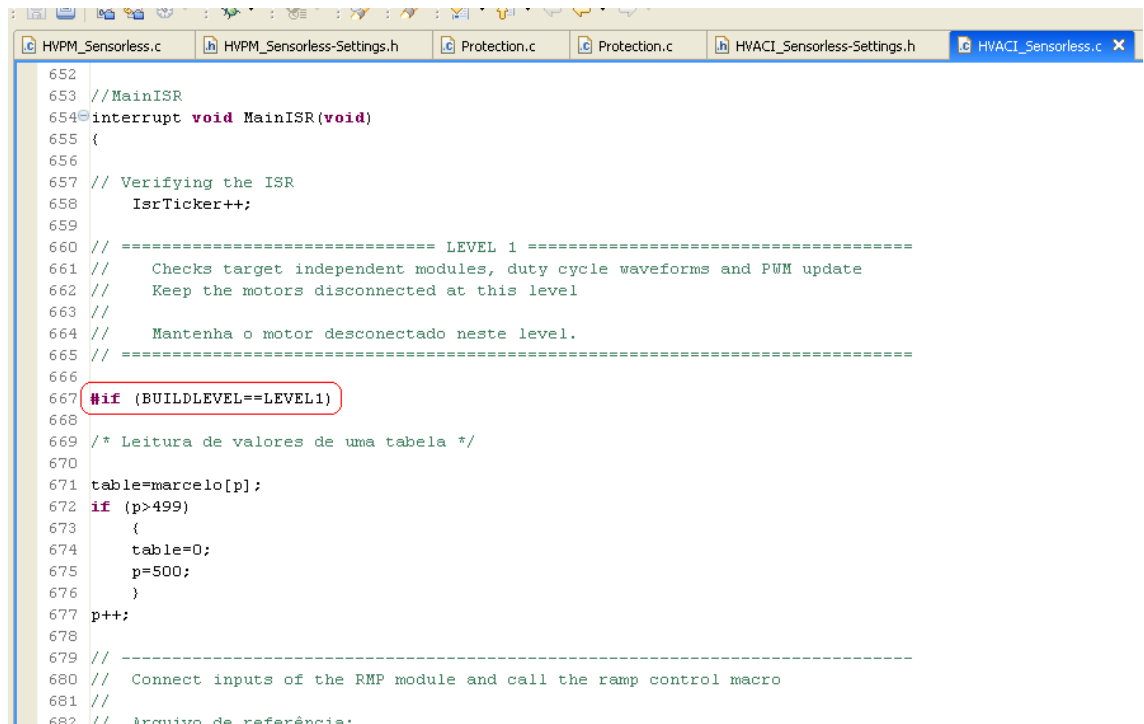
```

12 02-09-2016 Version 1.0
13
14 #ifndef PROJ_SETTINGS_H
15
16 /*-----
17 Following is the list of the Build Level choices.
18 -----*/
19 #define LEVEL1 1 // Module check out, duty cycle waveforms and PWM update
20 #define LEVEL2 2 // Verify ADC, park/clarke, calibrate the offset
21 #define LEVEL3 3 // Two current PI regulator test, speed measurement
22 #define LEVEL4 4 // Flux and speed estimator tests
23 #define LEVEL5 5 // Speed PI regulator test (Sensored closed-loop FOC system)
24 #define LEVEL6 6 // Sensorless closed-loop FOC system
25 #define LEVEL7 7 // Motor - controle de velocidade
26 #define LEVEL8 8 // Indutor - Malha Aberta
27 #define LEVEL9 9 // Indutor - Malha Fechada
28 #define LEVEL10 10 // Controle de Velocidade - Estimador de Fluxo: Modelo de Corrente
29 #define LEVEL11 11 // Controle de Velocidade - Estimador de Fluxo: Modelo de Tensão
30 #define LEVEL12 12 // Controle de Velocidade - Controle de Fluxo em Malha Fechada (Estimador - M
31
32 /*-----
33 This line sets the BUILDLEVEL to one of the available choices.
34 -----*/
35 #define BUILDLEVEL LEVEL12
36
37
38

```

Na figura acima, está selecionado o Build Level 12, “Controle de Velocidade - Controle de Fluxo em Malha Fechada (Estimador - Modelo de Corrente)”.

Na aba “HVACI_Sensorless.c” constam, separadamente, a definição das variáveis locais e as codificações e linhas de comando de cada Build Level (Figura abaixo).



```
652
653 //MainISR
654 interrupt void MainISR(void)
655 {
656
657 // Verifying the ISR
658     IsrTicker++;
659
660 // ===== LEVEL 1 =====
661 //     Checks target independent modules, duty cycle waveforms and PWM update
662 //     Keep the motors disconnected at this level
663 //
664 //     Mantenha o motor desconectado neste level.
665 // =====
666
667 #if (BUILDELEVEL==LEVEL1)
668
669 /* Leitura de valores de uma tabela */
670
671     table=marcelo[p];
672     if (p>499)
673     {
674         table=0;
675         p=500;
676     }
677     p++;
678
679 // -----
680 //     Connect inputs of the RMP module and call the ramp control macro
681 //
682 //     Arquivo de referência:
```

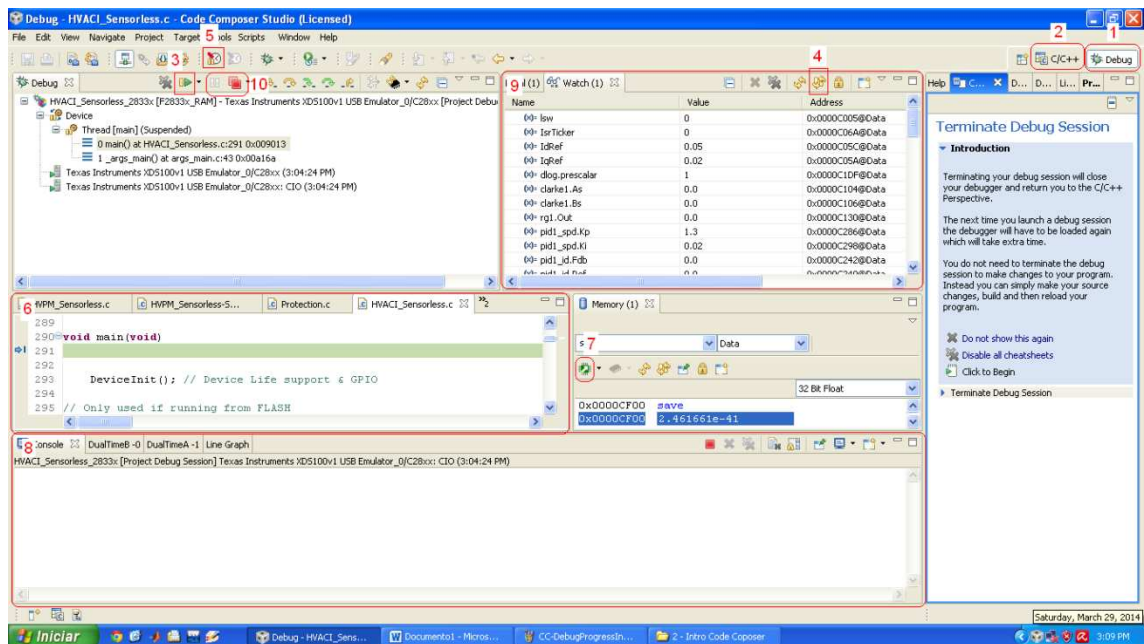
Cada Build Level tem início e final, respectivamente, com as estruturas:

```
#if (BUILDELEVEL==LEVEL1)
#endif // (BUILDELEVEL==LEVEL1)
```

- 6) Janela “Console”: Esta janela exibe os erros existentes, caso ocorram durante a compilação ou execução das rotinas de controle ou qualquer outro processo relativo ao DSP.

Perspectiva “Debug”

A perspectiva Debug é exibida automaticamente no momento em que se pressiona o botão “Debug” (nesse caso, terá início a compilação do programas associados ao projeto ativo desejado) ou o botão “Debug Perspective” (nesse caso, apenas a perspectiva é exibida, nenhum programa é compilado). A perspectiva é exposta na figura abaixo.



1) Botão “Perspectiva Debug”: Exibe a perspectiva Debug.

2) Botão “Pespectiva C/C++”: Exibe a perspectiva C/C++.

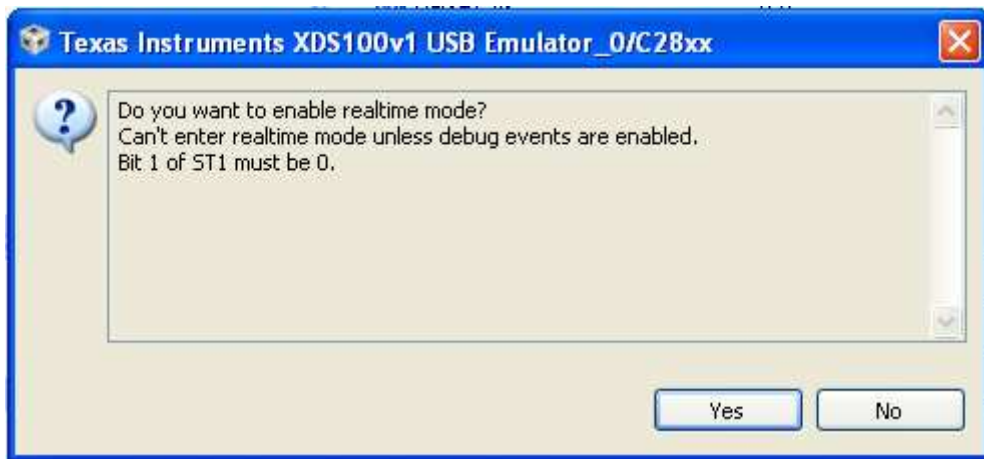
3) Botão “Run”: Inicia o programa.

4) Botão “Continuous Refresh” : Ver próximo item.

5) Botão “Enable Silicon Real-Time Mode”: Quando selecionado junto com o botão “Continuous Refresh”, permite que as variáveis sejam visualizadas na Janela “Watch” (Item 9) em tempo real.

6)

Obs.: Quando o botão “Enable Silicon Real-Time Mode” é selecionado, aparecerá a seguinte mensagem:



Para prosseguir, clique no botão “Yes”.

- 7) Janela de Linhas de Comando: Já descrita anteriormente. Consta na Perspectiva Debug apenas para consulta das linhas de comando, uma vez que as mesmas já foram previamente editadas antes da compilação.
- 8) Botão “Save”, da janela “Memory”: Salva vetor de grandezas, para análise em Matlab. Essa função será explicada posteriormente, no momento oportuno.
- 9) Janela Console: Exibe possíveis erros ocorridos.
- 10) Janela “Watch” (“Watch Window”): Janela que exibe o nome e o respectivo valor das variáveis monitoradas. Quando o botão “Enable Silicon Real-Time Mode” é selecionado junto com o botão “Continuous Refresh”, as variáveis são visualizadas na Janela “Watch” em tempo real. Dependendo da rotina de controle, caso a quantidade de variáveis que se deseja monitorar seja grande, recomenda-se duplo clique na aba da janela “Watch”, para maximizá-la.
- 11) Botões “Pause” (Amarelo) e “Halt” (Vermelho): Respectivamente, pausa a execução programa e termina de executar o programa (retornando à perspectiva “C/C++”).

Para rodar o controle vetorial, deve-se selecionar a perspectiva C/C++ e em seguida abrir a Janela de Linhas de Comando referente ao motor de indução, nomeada

“HVACI_Sensorless-Settings.h”, e selecionar o nível incremental 7, “controle de velocidade”. Em linha de comando:

```
#define BUILDLEVEL LEVEL7
```

Após selecionar o nível incremental, deve-se salvar a rotina e “debugar” o programa. Para tal, selecione o botão “Debug”, descrito no início deste apêndice no item 4 da perspectiva C/C++.