



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO

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

**CONTROLE VETORIAL PARA ACIONAMENTO DE
MÁQUINAS SÍNCRONAS A ÍMÃ PERMANENTE**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE GRADUAÇÃO
POR

MARCELO MATOS TAVARES

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

RECIFE, JULHO / 2014

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

T231c Tavares, Marcelo Matos.
Controle vetorial para acionamento de máquinas síncronas a ímã permanente / Marcelo Matos Tavares. - Recife: O Autor, 2014.
64 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. Controle vetorial de máquinas. 3. Conversores por modulação de largura de pulso. 4. Máquinas a ímã permanente. 5. Acionamentos de motores. I. Neves, Francisco de Assis dos Santos. (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2014-225

Aos meus pais Rômulo e Socorro,
Aos meus irmãos Sérgio e Eduarda,
À minha namorada Mariana,
Aos meus avôs Sérgio e Pedro,
Às minhas avós Eroleide e Terezinha (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Ao meu pai e à minha mãe que sempre me proporcionaram todo o tipo de conforto que eu poderia querer e precisar, seja emocional ou material, apoiando-me sempre.

Ao meu irmão e à minha irmã pelas brigas, pela amizade, pelo companheirismo e pelo suporte.

À minha namorada pelo amor e apoio sempre durante o curso, ajudando-me tanto a estudar, quanto a descansar.

Aos meus amigos que entenderam quando eu não saía por causa das obrigações na faculdade.

Aos professores e colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) pelo acolhimento desde cedo no curso e terem me proporcionando um mundo de conhecimentos e experiências novas.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) por terem me proporcionado muitos desafios e situações interessantes.

Aos colegas do DEE que puderam passar comigo por todas as experiências e desafios do curso.

Por fim, agradeço a Deus por ter me proporcionado viver, conhecer e me relacionar com todas essas pessoas especiais, sempre iluminando o meu caminho.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo desenvolver experimentalmente o acionamento de um motor síncrono a ímã permanente através do controle vetorial orientado pelo rotor. Para um maior embasamento, os resultados obtidos experimentalmente foram comparados com os da simulação. Para o experimento, foi utilizado um kit da *Texas Instruments* o qual engloba a máquina síncrona em uma bancada acoplada com outras duas máquinas, e o conversor de frequência com o processador digital de sinais embarcado. Assim, foi desenvolvido todo um estudo do funcionamento do kit, como a forma de obtenção de sinais de corrente e posição do rotor, bem como a forma que a rotina de controle deve ser escrita para a obtenção dos resultados.

Palavras-chave: controle vetorial de máquinas, conversores por modulação de largura de pulso, máquinas a ímã permanente, acionamentos de motores.

ABSTRACT

This paper aims to experimentally develop the field oriented vector control for permanent magnet synchronous machines drives. For a better basis, the experimental results were compared with the simulation ones. For the experiment, a kit from Texas Instruments was used, which includes the synchronous machine in a bench coupled with two other machines, and the frequency converter with an embedded digital signal processor. Therefore the operation of the whole kit was investigated, as a way of obtaining the current signals and the rotor position, as well as learning how the control routine must be implemented to obtain the results.

Keywords: Field oriented control, pulse width modulated converters, permanent magnet machines, motor drives.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	vii
LISTA DE TABELAS.....	ix
LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS.....	x
1. ASPECTOS GERAIS	1
1.1. Introdução	1
1.2. Motivação e Objetivos	1
1.3. Materiais e Métodos.....	2
2. MÁQUINA SÍNCRONA A ÍMÃ PERMANENTE.....	5
2.1. Introdução	5
2.2. Motor Síncrono a Ímã Permanente	5
2.3. Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo de Rotor	7
3. O KIT DA TEXAS INSTRUMENTS.....	9
3.1. Introdução	9
3.2. O Hardware.....	10
3.3. O Software	12
3.4. Rotinas de Teste Próprias do Kit	15
4. SIMULAÇÃO DO ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO PELO CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO FLUXO DE ROTOR.....	17
5. USO DO KIT DA TEXAS INSTRUMENTS PARA O ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO	22
5.1. Introdução	22
5.2. Estimação do Fluxo de Rotor.....	22
5.3. Controle Vetorial do Motor Síncrono Orientado pelo Fluxo de Rotor.....	26
6. CONCLUSÕES	38
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	39
APÊNDICE A – MODELAGEM DAS MÁQUINAS SÍNCRONAS.....	41
APÊNDICE B – TRANSFORMAÇÕES DE CLARKE E PARK	47
APÊNDICE C – MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.....	50

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Bancada experimental para acionamento de máquinas.	2
Figura 2 - <i>High Voltage PFC Kit</i> da <i>Texas Instruments</i>	2
Figura 3 - Bancada experimental e o Kit alocados no laboratório.	3
Figura 4 - A bancada das máquinas acopladas e o inversor da <i>Texas Instruments</i>	3
Figura 5 - Vetores espaciais de corrente no estator trifásico.	6
Figura 6 - Interação entre campos do estator e do rotor para produzir o conjugado.	6
Figura 7 - Diagrama básico de aplicação do controle vetorial para o acionamento do motor síncrono.	8
Figura 8 - Máquinas que compõem o kit.	9
Figura 9 - Dados de placa da máquina síncrona do kit.....	9
Figura 10 - Uso de alimentação externa CC para o barramento.....	11
Figura 11 - Uso de alimentação externa CA retificada para o barramento.	11
Figura 12 - Interface C/C++.	13
Figura 13 - Interface de controle.	14
Figura 14 - Visualização gráfica de variáveis na interface de controle.....	14
Figura 15 - Simulação do controle através do uso de diagrama de blocos.....	17
Figura 16 - Bloco de simulação das equações do motor síncrono.....	18
Figura 17 - Gráfico das velocidades durante a simulação a partir do diagrama de blocos.	19
Figura 18 - Gráfico das correntes no eixo direto durante a simulação a partir do diagrama de blocos.	20
Figura 19 - Gráfico das correntes no eixo de quadratura durante a simulação a partir do diagrama de blocos.	21
Figura 20 - Diagrama de blocos representativo da implementação do modelo da tensão para o eixo alfa.	23
Figura 21 - Diagrama de blocos representativo da implementação do modelo da tensão para o eixo beta.....	23
Figura 22 - Algoritmo para o cálculo do estimador de fluxo do rotor pelo modelo da tensão.	24
Figura 23 - Curvas da posição obtidas pelo encoder e pelo estimador sem ajuste.....	25
Figura 24 - Curvas da posição obtidas pelo encoder e pelo estimador após o ajuste.....	25
Figura 25 - Linhas de comando da implementação (parte 1).	26

Figura 26 - Linhas de comando da implementação (parte 2).	27
Figura 27 - Linhas de comando da implementação (parte 3).	28
Figura 28 - Linhas de comando da implementação (parte 4).	29
Figura 29 - Linhas de comando da implementação (parte 5).	30
Figura 30 - Linhas de comando da implementação (parte 6).	31
Figura 31 - Linhas de comando da implementação (parte 7).	32
Figura 32 - Rotina utilizada para salvar pontos de determinadas variáveis.	33
Figura 33 - Gráfico da velocidade obtido experimentalmente.	34
Figura 34 - Gráfico da componente da corrente no eixo direto obtido experimentalmente.	35
Figura 35 - Gráfico da componente da corrente no eixo em quadratura obtido experimentalmente.....	35
Figura 36 - Gráfico comparativo da velocidade na simulação e na prática.....	36
Figura 37 - Gráfico comparativo da corrente no eixo direto na simulação e na prática.....	37
Figura 38 - Gráfico da corrente no eixo em quadratura na simulação e na prática.	37
Figura 39 - Visão esquemática de uma máquina síncrona de polos salientes. À esquerda com dois, ao centro com quatro polos e as bobinas representadas concentradas [12].	41
Figura 40 - Arranjo das chaves no inversor monofásico meia-ponte.....	50
Figura 41 - Modulação por largura de pulso. Em (a) encontra-se a tensão de referência, em (b) o estado da chave, em (c) a tensão instantânea e em (d) a tensão média em cada período de chaveamento.	51
Figura 42 - Inversor monofásico em ponte completa modelado com chaves ideais.	51
Figura 43 - Chaveamento típico de inversor monofásico.....	52
Figura 44 - Inversor trifásico modelado com chaves ideais.	52
Figura 45 - PWM Regular Trifásico Simétrico.	55
Figura 46 - Exemplo de aplicação do PWM regular trifásico simétrico. Em (a) a composição das tensões de referência com a onda triangular e em (b), (c) e (d) estão os estados das chaves.	57
Figura 47 - Representação dos vetores da tensão no plano alfa-beta.	59
Figura 48 - Representação da trajetória circular de um vetor de tensão de referência.....	59
Figura 49 - Representação de um vetor tensão qualquer no setor I.....	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Possíveis combinações das chaves no inversor trifásico.....	54
Tabela 2 - Tensões no referencial alfa-beta.....	58

LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

Λ'_{mf}	Fluxo do ímã permanente do rotor (em Weber-Espira)
$\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$	Fluxo de cada fase do estator (em Weber-Espira)
$\lambda_{ds}^r, \lambda_{qs}^r$	Fluxo do estator nos eixos direto e em quadratura (em Weber-Espira)
λ_{fd}	Fluxo de rotor (em Weber-Espira)
$\lambda_{k(d,q)}$	Fluxo do enrolamento amortecedor (em Weber-Espira)
θ_{eixos}	Posição angular do eixo d em relação ao eixo alfa (em radianos)
θ_r	Posição angular do rotor ao redor do entreferro (em radianos)
ω_{eixos}	Velocidade angular do eixo d (em radianos por segundo)
ω_r	Velocidade angular do rotor (em radianos por segundo)
D_{V_x}	Ciclo de trabalho de aplicação do vetor espacial x
i_a, i_b, i_c	Correntes de estator (em Ampère)
\vec{i}_s	Vetor espacial da corrente de estator (em Ampère)
i_{ds}^r, i_{qs}^r	Corrente do estator nos eixos direto e em quadratura (em Ampère)
L_{as}, L_{bs}, L_{cs}	Indutâncias próprias de cada fase do estator (em Henry)
$L_{xs,fd}$	Indutâncias mútuas entre estator e rotor (em Henry)
$L_{xs,k(d,q)}$	Indutâncias mútuas entre estator e enrolamento amortecedor (em Henry)
P_e	Potência elétrica consumida pelo motor (em watts)
S_a, S_b, S_c	Ciclo de trabalho das chaves superiores em um inversor
T_e	Conjugado eletromagnético gerado pelo motor (em <i>Newton × metro</i>)
t_{V_x}	Tempo de aplicação do vetor espacial x (em segundo)
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	Tensões de estator (em volt)
v_{ds}^r, v_{qs}^r	Tensão do estator nos eixos direto e em quadratura (em volt)
V_{dc}	Tensão do barramento de corrente contínua do inversor (em volt)
\vec{v}^*	Vetor espacial de uma tensão de referência (em volt)
X_α, X_β	Componentes de um vetor espacial X nos eixos alfa e beta
X_d, X_q	Componentes de um vetor espacial X nos eixos (d-q)
w	Frequência angular das correntes de estator (em radianos por segundo)
CA (AC)	Corrente alternada (no inglês, <i>Alternating Current</i>)
CC (DC)	Corrente Contínua (no inglês, <i>Direct Current</i>)

DAC	<i>Digital-Analog Converter</i> (do inglês, Conversor Digital-Analógico)
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (do inglês, Processador Digital de Sinais)
FMM	Força Magneto-Motriz (em Ampère-espira)
PI	Proporcional-Integral
PU	Por Unidade
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (do inglês, Modulação por Largura de Pulso)
UFPE	Universidade Federal de Pernambuco
USB	<i>Universal Serial Bus</i> (em português é conhecido pela sigla)

1. ASPECTOS GERAIS

1.1. Introdução

O cenário industrial pernambucano vem se modificando consideravelmente nos últimos anos. Com o Complexo Portuário de Suape, diversas indústrias vieram se instalar no estado [1,2,3]. No entanto, em muitos sistemas de acionamento dos processos industriais, utilizam-se métodos para o controle com baixo rendimento, acarretando em desperdício de energia elétrica. Por exemplo, em sistemas de refrigeração, a tecnologia ainda mais utilizada pelas indústrias é o controle por histerese, conhecido como “liga-desliga”. O sistema possui dois limites para o funcionamento em torno do valor de ajuste: uma temperatura mínima que, quando se atinge esse nível, o compressor é desligado; e uma máxima que, quando atingida, o compressor é ligado. Já nos sistemas de bombeamento e ventilação, é muito comum ajustar o fluxo do fluido através do fechamento parcial de uma válvula, ao invés de controlar a velocidade do motor que aciona a bomba ou o ventilador, aumentando o consumo de energia, mesmo quando se deseja um fluxo reduzido do fluido bombeado [4,5,6].

Utilizando um acionamento com um controle vetorial é possível seguir uma velocidade de referência com excelente resposta em termos de rapidez e precisão. Além disso, em sistemas industriais como os de ar comprimido, bombeamento e ventilação, onde o controle da vazão se dá por estrangulamento da saída, através de uma válvula, pode-se alcançar uma significativa redução das perdas, com o controle da vazão pela regulação da velocidade. Para o controle vetorial, são ajustadas as correntes para a manutenção do fluxo e do conjugado constantes, nos valores necessários para a aplicação. Assim, essas técnicas de acionamentos podem ser utilizadas para melhorar a eficiência dos processos industriais que envolvem máquinas elétricas, os quais representam mais da metade da energia elétrica consumida nas instalações industriais.

1.2. Motivação e Objetivos

Visando à capacitação dos alunos dos cursos de Engenharia Elétrica e de Engenharia de Controle e Automação nesses importantes temas, são oferecidas pelo Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) as disciplinas Acionamentos Elétricos e Laboratório de Acionamentos Elétricos. No entanto, até pouco tempo atrás, o DEE não dispunha de um laboratório para a realização de aulas práticas dessas disciplinas em nível de graduação.

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma plataforma experimental flexível para a investigação de métodos para a eficiência energética de processos industriais, a partir de estratégias inteligentes de acionamento de máquinas síncronas a ímã permanente, a qual será utilizada

para a elaboração de práticas de laboratório para a disciplina de Acionamentos Elétricos. Como ponto de partida, o método tratado foi o controle vetorial orientado pelo rotor da máquina.

1.3. Materiais e Métodos

Para a realização desse trabalho, foram utilizados, na realização experimental, inversores de frequência com processadores digitais de sinais embarcados, além de diversos tipos de máquinas elétricas. Inicialmente, foi realizada a reforma em uma sala, situada no primeiro andar do galpão do Departamento de Engenharia Elétrica, adequando-a para atender à demanda existente nos cursos de graduação oferecidos pelo DEE, em termos de Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos. Foram adquiridos alguns equipamentos para este laboratório, enquanto outros dispositivos pertencem a grupos de pesquisa em nível de pós-graduação e estão temporariamente alocados no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos, até que este laboratório se encontre suficientemente equipado.

Na Figura 1, apresenta-se esquematicamente a bancada experimental composta por três máquinas (todas acopladas entre si): indução, síncrona de ímã permanente e CC sem escovas. O foco desse trabalho está na máquina síncrona a ímã permanente. Na Figura 2, visualiza-se o inversor de frequência com o processador digital de sinais embarcado e nas Figuras 3 e 4, a bancada experimental utilizada.

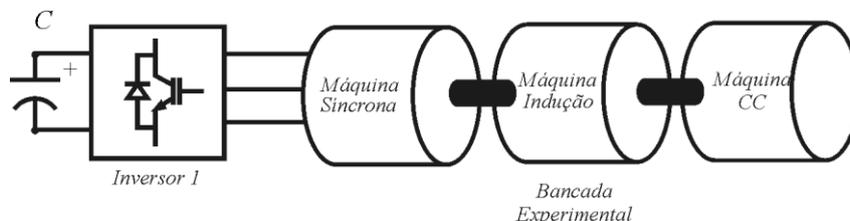


Figura 1 - Bancada experimental para acionamento de máquinas.



Figura 2 - High Voltage PFC Kit da Texas Instruments.

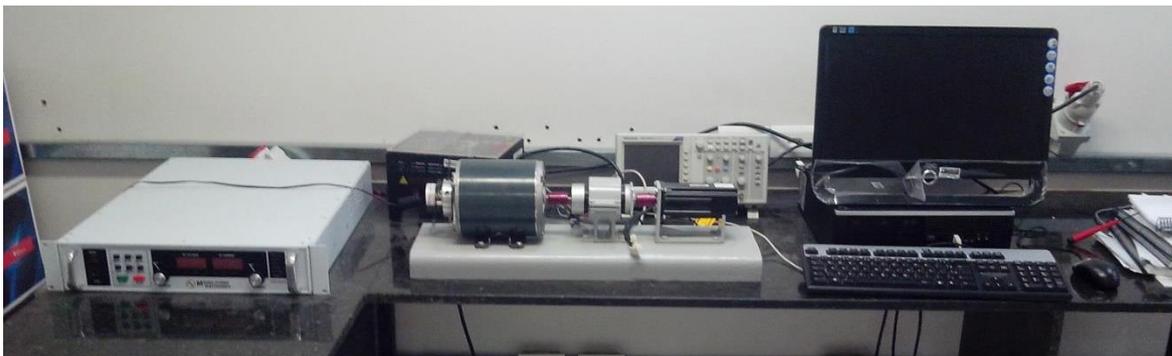


Figura 3 - Bancada experimental e o Kit alocados no laboratório.

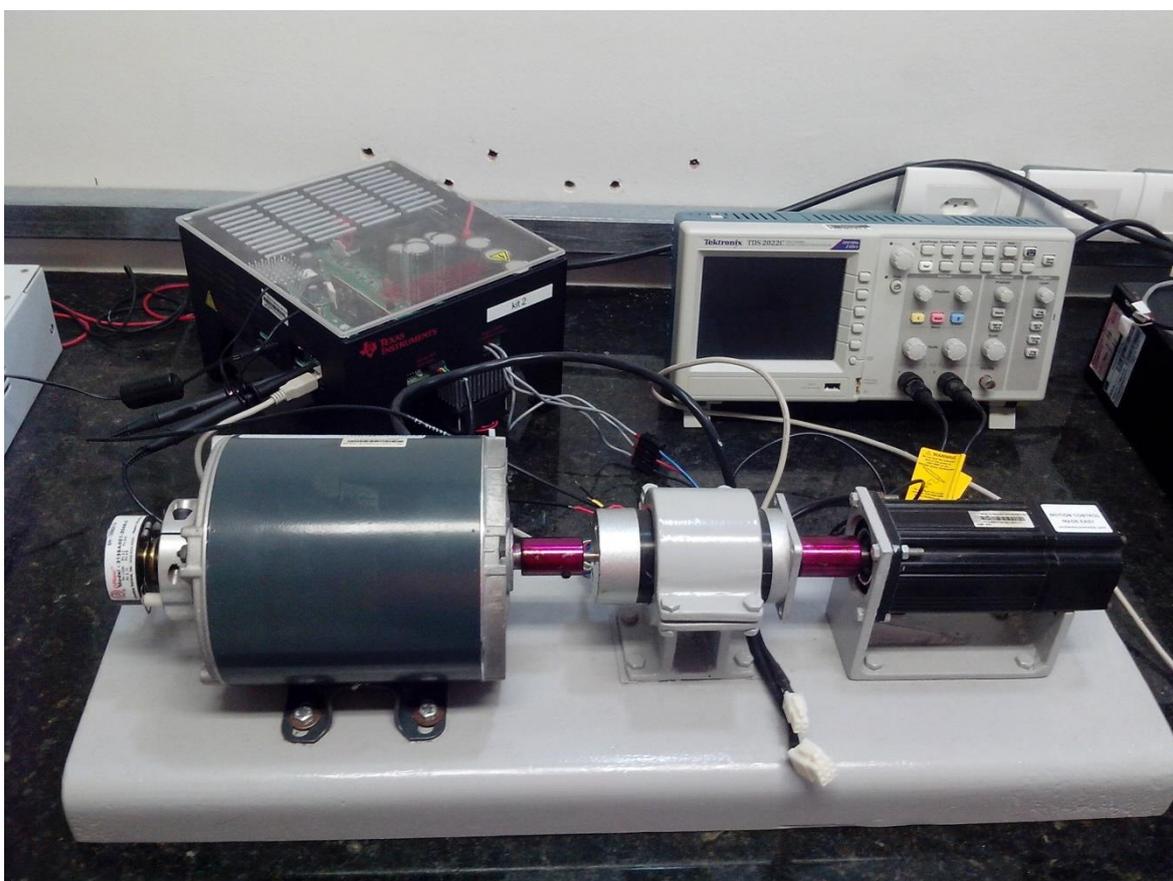


Figura 4 - A bancada das máquinas acopladas e o inversor da *Texas Instruments*.

Esses materiais pertencem a um kit da *Texas Instruments*, de forma que, no software para acionamento do inversor, os parâmetros das máquinas e dos sensores de velocidade já estão retratados.

Para a realização da pesquisa deste trabalho, foi seguida a seguinte metodologia: em relação ao kit da *Texas Instruments*, inicialmente foi realizado o estudo do funcionamento do *Code Composer*, software utilizado para escrever os algoritmos a serem implementados pelo processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor* – DSP) e foi feita a calibração dos sensores do

inversor. Em seguida foi realizado o estudo dos *Build Levels* da máquina síncrona no *Code Composer* – algoritmos prontos, elaborados pelo próprio fabricante do kit, mas que são importantes para entender o funcionamento do programa.

Em paralelo com o estudo dos materiais utilizados, foi feita a modelagem da máquina síncrona para uso do acionamento pelo controle vetorial e, na sequência, com o auxílio do MATLAB/Simulink, realizou-se a simulação do acionamento do motor síncrono pelo controle vetorial orientado pelo rotor.

Por fim, unindo as atividades anteriores, realizou-se a estimação do fluxo de rotor (do ímã) do motor síncrono pelo modelo de tensão, bem como medição da posição angular, que corresponde à posição do vetor fluxo de rotor, para poder realizar o controle vetorial orientado pelo rotor para o acionamento da máquina síncrona real do kit.

Este trabalho está organizado em seis capítulos, da seguinte forma:

- O capítulo 2 descreve a máquina, como vantagens e modelagem, bem como o controle utilizado para o experimento. Os apêndices A, B e C são utilizados para complementar a descrição.
- O capítulo 3 descreve o kit da *Texas Instruments*, o qual foi utilizado para implementar a técnica de controle utilizada em uma máquina real.
- O capítulo 4 apresenta a simulação da bancada experimental, com o uso dos parâmetros reais.
- O capítulo 5 apresenta a aplicação real do controle com o uso do kit, bem como a comparação dos dados obtidos no experimento e na simulação.
- O capítulo 6, por fim, apresenta a conclusão do trabalho, mostrando os benefícios do controle utilizado e a comparação entre simulação e prática, o que demonstra a facilidade do uso do kit, e expondo possíveis trabalhos a serem realizados a partir deste.

2. MÁQUINA SÍNCRONA A ÍMÃ PERMANENTE

2.1. Introdução

As máquinas síncronas a ímã permanente são máquinas que possuem uma construção relativamente simples, mas com diversas aplicações, devido a várias vantagens associadas. A construção típica é realizada através de um estator com as bobinas distribuídas para as três fases e um rotor com um ímã permanente ao invés de bobinas. Além disso, é comum o uso de um sensor, interno ou externo, para monitorar a posição do rotor, de forma a garantir a retroalimentação desta variável para o ajuste e controle da frequência e amplitude das tensões no estator necessárias para manter corretamente o funcionamento da máquina, com a velocidade do rotor adequada.

A substituição das bobinas do rotor pelo ímã permanente, combinado com o estator bobinado, resulta em uma pequena inércia do rotor, boa eficiência na dissipação de calor e uma redução do tamanho da máquina, uma vez que a tecnologia existente empregada em materiais magnéticos permite esta redução, possibilitando uma grande densidade de energia. Ademais, a eliminação das bobinas de rotor reduz os ruídos, a geração de interferências eletromagnéticas e diminui a necessidade de manutenções, decorrente da ausência de escovas, o que coloca estas máquinas na categoria de máquinas *brushless* (do inglês, sem escovas). A máquina pode ser construída com qualquer número de pares de polos, já que o ímã permanente possui esta possibilidade. Embora a potência típica para estas máquinas seja de alguns quilowatts, há aplicações que usam máquinas de mais de um megawatt, como os aerogeradores. Os ímãs permitem um uso mais eficiente do espaço radial e, por substituir um núcleo de ferro (das bobinas), reduz, portanto, as perdas no cobre de rotor [7].

2.2. Motor Síncrono a Ímã Permanente

Os motores síncronos de polos salientes são modelados conforme descrito no apêndice A. No entanto, quando o rotor tem suas bobinas substituídas pelo ímã permanente – o que é um caso particular dos motores de polos salientes – as equações que regem o comportamento da máquina são substancialmente simplificadas, já que não há mais um fluxo de rotor que é decorrente de correntes de rotor. O fluxo de rotor passa a ser constante, produzido pelo ímã [8].

O estator, com as bobinas das três fases alimentadas por tensões trifásicas senoidais equilibradas, pode ter suas grandezas de fase modeladas a partir do método conhecido como vetores espaciais. A ideia desse método advém do contexto físico das forças magneto-motrizas (FMM) existentes na máquina elétrica. Conforme se vê na Figura 5, em que está representada apenas uma

espira para cada fase, bem como o seu respectivo eixo magnético, a direção da força magneto-motriz de uma fase, nesses enrolamentos, é a do seu eixo magnético. Como a FMM é proporcional à corrente que a gerou, são definidos vetores espaciais associados às correntes, os quais também estão atrelados aos eixos das fases.

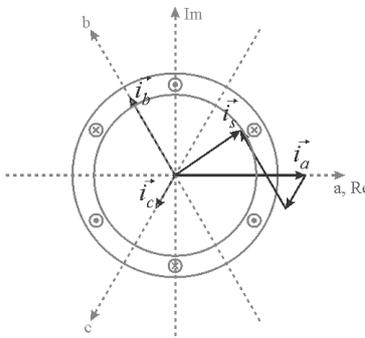


Figura 5 - Vetores espaciais de corrente no estator trifásico.

No entanto, as correntes são geralmente senoidais no tempo, em regime permanente. Atrelado ao fato das correntes serem eletricamente defasadas em 120° , no tempo, o eixo físico de cada bobina também é defasado em 120° , de forma que o vetor espacial resultante das correntes é definido conforme a equação abaixo:

$$\vec{i}_s = k_t \left(i_a + i_b \times e^{j2\pi/3} + i_c \times e^{-j2\pi/3} \right), \quad (2.1)$$

em que i_a , i_b e i_c representam o valor instantâneo da corrente de cada fase e \vec{i}_s representa o vetor espacial da corrente. A constante k_t , dependendo da aplicação, pode assumir um valor qualquer determinado, sendo o comum utilizar como $2/3$, invariante em amplitude, ou $\sqrt{2/3}$, invariante em potência.

Com isso, obtém-se que, para grandezas de fase senoidais e equilibradas, o vetor correspondente às três fases tem amplitude constante e gira na frequência elétrica de alimentação da rede, ou seja, mecanicamente gira na razão entre a frequência elétrica da rede e o número de pares de polos. Ademais, como o ímã está rigidamente fixo no rotor, quando este girar, o vetor do fluxo do ímã no espaço será de amplitude constante, girando na velocidade do rotor.

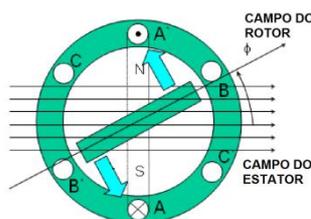


Figura 6 - Interação entre campos do estator e do rotor para produzir o conjugado.

Dessa forma, a interação entre os fluxos de estator e de rotor produz um conjugado, conforme representado na Figura 6. Como o estator é fixo e o rotor é livre para se mover, o rotor irá girar, produzindo, portanto, uma potência mecânica de saída. E, como o conjugado depende, além dos fluxos, do ângulo entre eles, este deve ser controlado cuidadosamente, para que se produza o máximo de torque possível e se obtenha a maior eficiência possível na conversão eletromecânica.

O fluxo do rotor deve girar na mesma frequência elétrica que o estator, caso contrário, o rotor iria sofrer um torque alternado, o que resultaria em vibração mecânica excessiva, ruídos e esforço demasiado nas partes móveis da máquina. Inclusive, se a inércia for suficientemente grande, o motor iria sofrer o conjugado alternado, mas não teria como se movimentar, fenômeno este conhecido como “*pull-out*”. Por isso, o motor síncrono não partiria sozinho, sendo então necessário um controle das tensões do estator, com o aumento gradual da frequência, para que o fluxo de rotor tenha condições de acompanhar o fluxo de estator, por exemplo, ou, o que é comum, o uso de enrolamentos compensadores, para realizar a partida de forma similar a um motor de indução [7,8,9].

2.3. Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo de Rotor

A ideia do controle vetorial orientado pelo fluxo de rotor é baseada no funcionamento das máquinas de corrente contínua com excitação em separado. Nestas, o conjugado e o fluxo são controlados independentemente, impondo correntes diferentes na armadura e campo, por causa da construção da máquina, com o uso do comutador para manter os fluxos de rotor e estator ortogonais. Assim, para as máquinas de corrente alternada, a ideia é conseguir separar os controles de conjugado e fluxo.

A princípio, deve-se analisar o controle das correntes do estator. Esse controle é baseado na transformação do sistema trifásico dependente do tempo e do espaço em um sistema de duas coordenadas, invariante no tempo. Dessa forma, partindo do vetor espacial da corrente, obtido anteriormente, necessita-se realizar a transformação, a qual é dividida em duas partes: a primeira, conhecida como Transformação de Clarke, obtém o sistema de duas coordenadas, variante no tempo e a segunda, conhecida como Transformação de Park, obtém o sistema de duas coordenadas, invariante no tempo. Ambas as transformações estão descritas no apêndice B.

Assim, após a utilização das duas transformadas, obtêm-se as componentes da corrente de eixo direto e em quadratura. O mesmo procedimento também é utilizado para a tensão e o fluxo, de forma que se obtêm as equações da modelagem da máquina nas coordenadas dq , apresentadas no apêndice A.

Com o sistema modelado nessas coordenadas, é preciso escolher a orientação dos eixos. Orientando os eixos pelo fluxo de rotor (alinhando o fluxo do ímã com o eixo d), a componente em

quadratura do fluxo de rotor é zero, e, a partir daí, consegue-se separar o controle do conjugado e do fluxo do estator em relação às duas componentes da corrente de estator, de forma que cada componente está associada a um dos dois, refletindo, assim, a ideia do funcionamento das máquinas de corrente contínua.

Como a alimentação é a três fios, basta medir a corrente de duas fases para se conseguir realizar as transformações e obter as correntes de eixo direto e quadratura. Além disso, é necessário se medir a posição angular do ímã, ou seja, a posição angular do rotor. Com isso, realiza-se o controle em malha fechada da corrente para encontrar as tensões de eixo direto e quadratura necessárias para aplicar no motor.

A partir daí, realiza-se a transformação inversa de Clarke e Park para estabelecer as tensões de referência. O inversor, responsável por alimentar o motor, tem seu barramento CC (corrente contínua) alimentado por uma fonte de tensão contínua e recebe os sinais, gerados pela modulação por largura de pulso, a qual está detalhada no apêndice C. Os comandos para fechamento e abertura das chaves são necessários para aplicar as tensões chaveadas com valores médios em um período de modulação por largura de pulso semelhantes a uma senoide, no motor, determinadas pelo sistema de controle de corrente [7,8,10]. O esquema está representado na Figura 7.

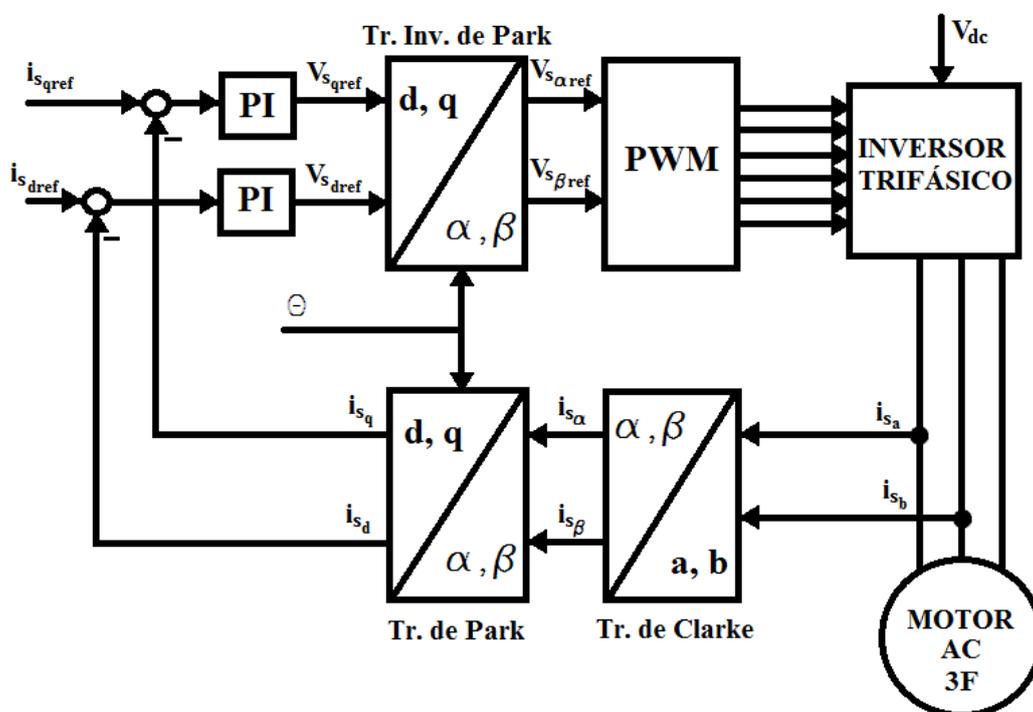


Figura 7 - Diagrama básico de aplicação do controle vetorial para o acionamento do motor síncrono.

3. O KIT DA TEXAS INSTRUMENTS

3.1. Introdução

O kit da *Texas Instruments, High Voltage PFC Kit*, utilizado para a realização do trabalho, é composto pelo inversor de frequência e o conjunto de máquinas descritas na Figura 8.

AC Induction Motor (HVACIMTR) (220V , 3 phase AC, 0.25 HP)	
PMSM Motor (HVPMSMTR) (200V, 3 Phase AC, 0.4KW)	
BLDC Motor (HVBLDCMTR) (160-170V, 3 Phase AC)	

Figura 8 - Máquinas que compõem o kit.

A máquina utilizada durante o trabalho foi a síncrona de ímã permanente, a segunda na Figura 8, a qual possui os dados de placa mostrados na Figura 9. De imediato, percebem-se algumas das vantagens citadas sobre essa máquina: o tamanho é bastante reduzido para a potência de saída e a sua velocidade nominal é extremamente alta, em decorrência do pequeno atrito.



Figura 9 - Dados de placa da máquina síncrona do kit.

No entanto, como a máquina está acoplada a outras duas, o conjunto possui um momento de inércia e um coeficiente de atrito considerável, quando comparados ao da máquina em vazio. Ambos os parâmetros foram estimados a partir de um ensaio prévio, o qual foi realizado utilizando a máquina de indução.

Os demais componentes do kit, por outro lado, necessitam de uma explicação mais detalhada, descrevendo o hardware e o software utilizados.

3.2. O Hardware

O hardware do kit, em relação aos componentes físicos, pode ser dividido em partes. A primeira parte é o processador digital de sinais. A rotina de controle é carregada nesse processador e ele é o responsável por executar as operações. Para o kit, são disponíveis dois processadores, denominados TMS320F2803x e TMS320F2833x, respectivamente, como microcontrolador de ponto fixo e de ponto flutuante. Para os trabalhos desenvolvidos, foi utilizado o DSP de ponto flutuante.

A segunda parte a ser analisada é o retificador. O kit fornece a possibilidade de alimentar o barramento de corrente contínua através de uma fonte CC ou através da rede elétrica CA (corrente alternada). Assim, para alimentar em corrente alternada, a existência do retificador se faz necessária. Além disso, é importante ressaltar que os capacitores do barramento não possuem um descarregamento rápido, quando o sistema é desenergizado, sendo necessária muita cautela ao manusear alguma ferramenta em contato com o inversor. Como a tensão no barramento pode chegar a 350V e ele é fracamente amortecido, o risco de um choque elétrico é alto, caso não se tomem os devidos cuidados.

Outra parte importante, finalmente, é o inversor, que recebe a tensão contínua do barramento e, através do uso de seis chaves, aplica uma tensão chaveada no motor conectado a ele.

Por fim, é válido indicar as portas de entradas e saídas de dados. Conforme pode ser visto nas Figuras 10 e 11, a alimentação da máquina é a três fios. Além disso, pode se visualizar a alimentação em 15V do processador. Ao lado dela, está a entrada USB (sigla em inglês de *Universal Serial Bus*) da conexão para transferência de dados do processador para o computador, e vice-versa. Existem também duas entradas, J10 e J15, utilizadas para receber os dados do sensor de posição/velocidade – o *encoder* – as quais são denominadas de QEP, que é utilizada para se conectar com o *encoder* embutido da máquina, e CAP, de *Capture*, a qual é utilizada para conectar um módulo externo para a captura de dados. Finalmente, existem as saídas DAC, sigla do inglês que significa Conversão Digital-Analógica, as quais são utilizadas para poder representar até quatro variáveis da rotina analogicamente, para visualizá-las através de um osciloscópio. Deve-se observar que, para uma imagem com menos ruídos, o kit recomenda o uso de um filtro passa-baixa [7].

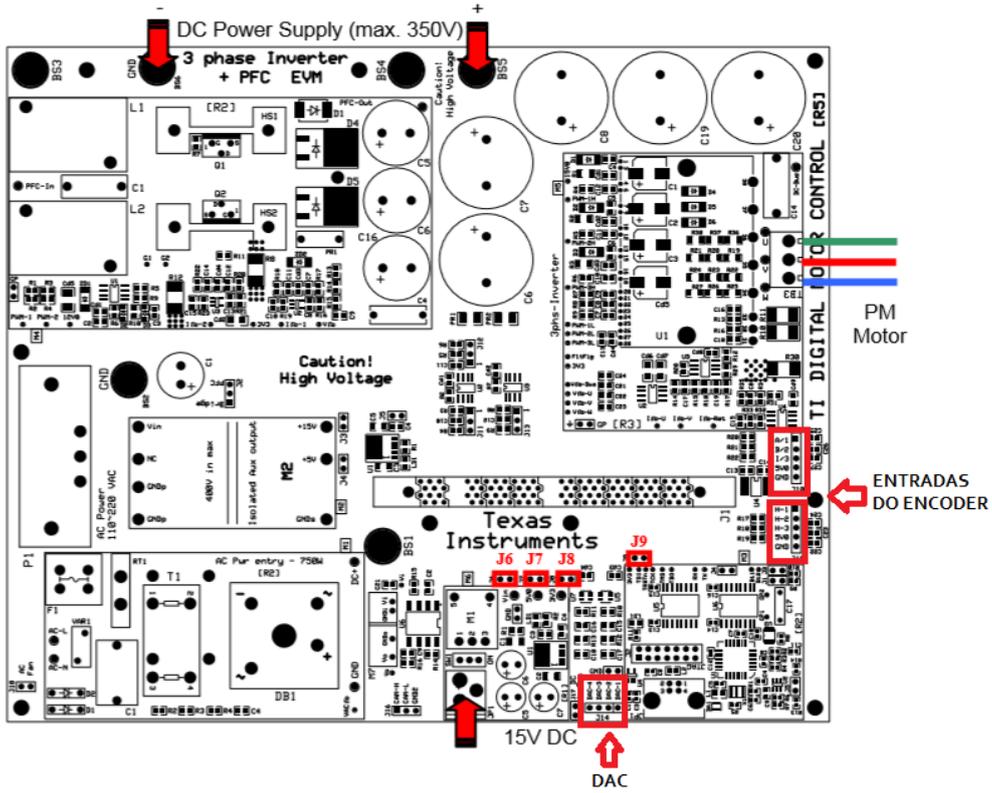


Figura 10 - Uso de alimentação externa CC para o barramento.

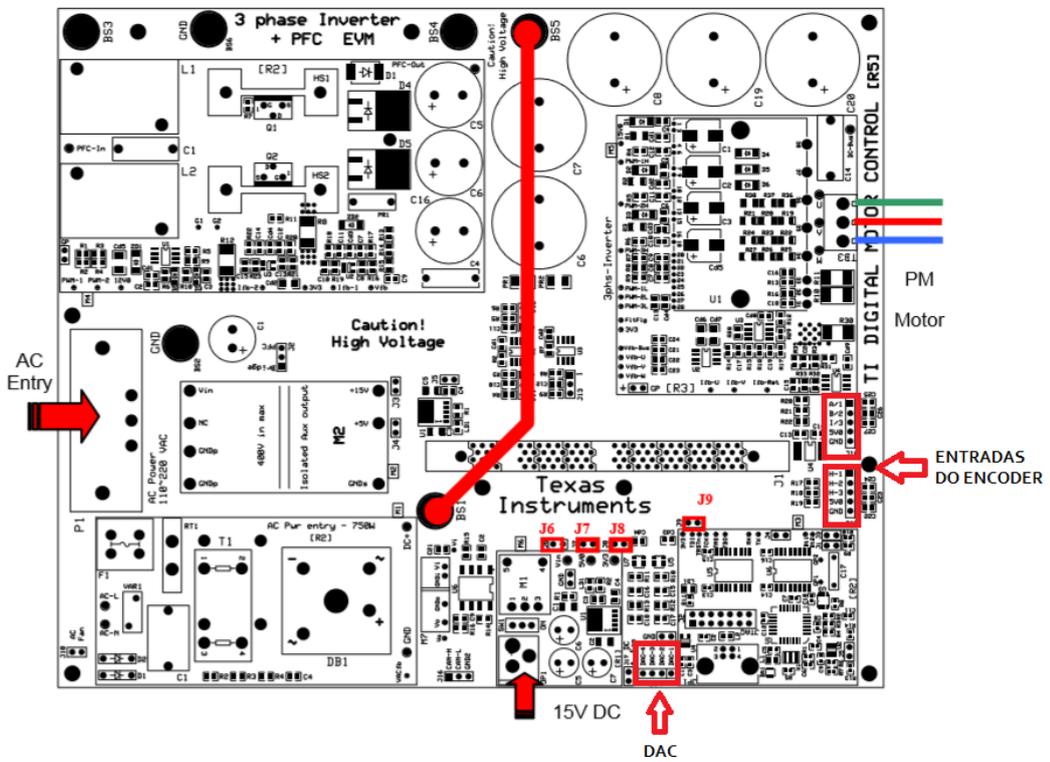


Figura 11 - Uso de alimentação externa CA retificada para o barramento.

3.3. O Software

O software do kit utilizado para se programar, carregar o programa no processador digital de sinais e fazer o controle em tempo real é chamado de *Code Composer*. Ele possui duas interfaces bem distintas, uma para a programação das rotinas e outra para o controle em tempo real [7].

A interface de programação, denominada de C/C++, possibilita escolher para qual das máquinas irá se realizar o controle, bem como indicar se será utilizado o processador de ponto fixo ou flutuante. Fazendo a escolha devida, deve-se usar o botão direito para estabelecer o conjunto do motor mais o processador utilizado como projeto ativo. Com isso, pode-se iniciar a programação.

Na coluna do lado esquerdo da Figura 12, há diversos arquivos, em vários formatos, como arquivos .pdf para explicar rotinas ou macros próprias. No entanto, dois arquivos são fundamentais para a programação: o arquivo que leva o nome da máquina e do DSP, em formato .c, e o arquivo que além desse nome possui a indicação *settings* (do inglês, são as configurações), em formato .h. O arquivo em .c é utilizado para programar. Todas as rotinas e comandos devem ser escritos neste arquivo, já que ele é carregado no DSP. Já o arquivo de configurações é onde são definidos os parâmetros da máquina e a rotina de interrupção a ser utilizada, as quais são denominadas pelo kit de “*Build Levels*”. Esse arquivo de configurações é chamado pela rotina principal quando o programa está se inicializando. O comando utilizado para isso é o *include* (do inglês incluir).

A linguagem de programação utilizada é o C, já que o software, quando se quer carregar o programa no processador, compila e o converte em linguagem da máquina. A estrutura da rotina de comando é a estrutura típica de processadores, em que segue a ordem: inclusões de arquivos e configurações externas, declaração de variáveis, estabelecimento de macros, rotinas de interrupção e programa principal. O foco do programa consta em utilizar uma rotina de interrupção para a realização do controle.

A interface de controle, chamada de *Debug*, na Figura 13, é a responsável pelo controle em tempo real. Para isso, faz-se necessário habilitar o modo de tempo real e, na janela das variáveis, habilitar a atualização contínua. Além da janela de variáveis e dos botões típicos para iniciar, pausar e encerrar a conexão, outros processos são importantes: durante a escrita do programa, é possível se indicar até quatro variáveis para serem visualizadas por gráficos na própria tela de controle, útil quando, por exemplo, se quer visualizar muitas variáveis ou quando não há um osciloscópio disponível; outra função importante disponível nessa interface é a de exportar os dados. Pode-se criar uma rotina para salvar os valores de uma ou mais variáveis em um vetor de dados. Assim, durante o processo de controle, após os dados terem sido salvos, pode se exportar os resultados obtidos para poder, por exemplo, plotar os gráficos usando o MATLAB. Essa função se torna, então, muito

interessante, já que permite inclusive colocar, em um mesmo gráfico, a partir do MATLAB, os resultados obtidos na prática e em simulação, ou as grandezas de referência para o controle e as respectivas grandezas medidas e compará-las.

É importante salientar que, depois que o nível escolhido (*Build Level*) foi indicado no arquivo de configurações e todo o programa foi compilado e carregado no processador, quando se partir o controle, deve-se estabelecer o estado 1 na variável *EnableFlag* para iniciar o programa e, para garantir que o sistema de interrupção está em pleno funcionamento, a variável chamada de *IsrTicker* deve ficar continuamente incrementando seu valor, o que é um fato necessário de se confirmar, já que o controle é realizado através de rotinas de interrupção.

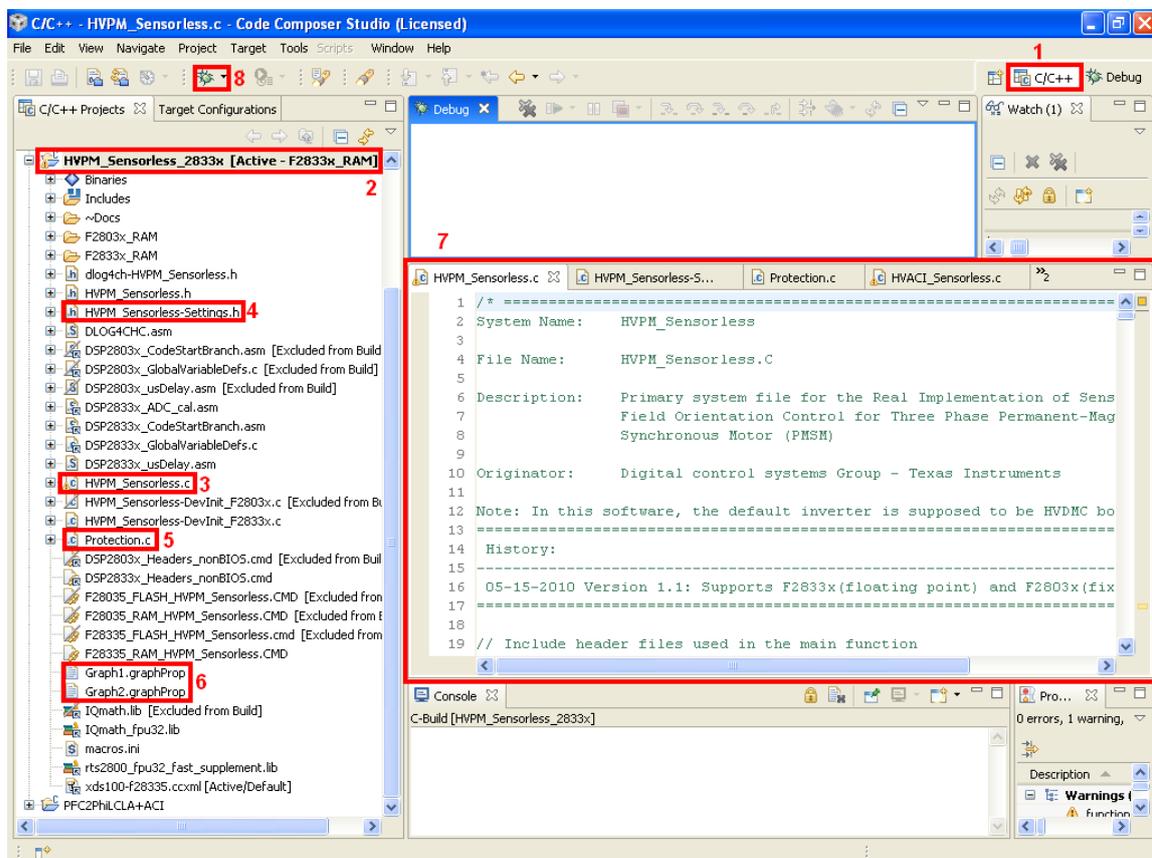


Figura 12 - Interface C/C++.

Conforme explanado, na Figura 12 observam-se oito pontos importantes. O primeiro indica a interface. O segundo indica para que máquina e para qual processador digital de sinais o controle está ativo. Com isso, dentre todos os documentos listados, são importantes serem referenciados o terceiro ponto, que representa a rotina de controle. O quarto representa as configurações, o quinto é uma rotina criada por usuário para fornecer proteção ao sistema e o sexto representa as configurações das propriedades gráficas para visualizar as variáveis na tela de controle. O sétimo é a janela onde é

possível construir as rotinas de comando e controle, para os arquivos listados à esquerda. O oitavo e último ponto é o compilador, o qual, além de compilar o programa à procura de erros de sintaxe, por exemplo, carrega o programa no DSP, modificando a interface para a interface de controle.

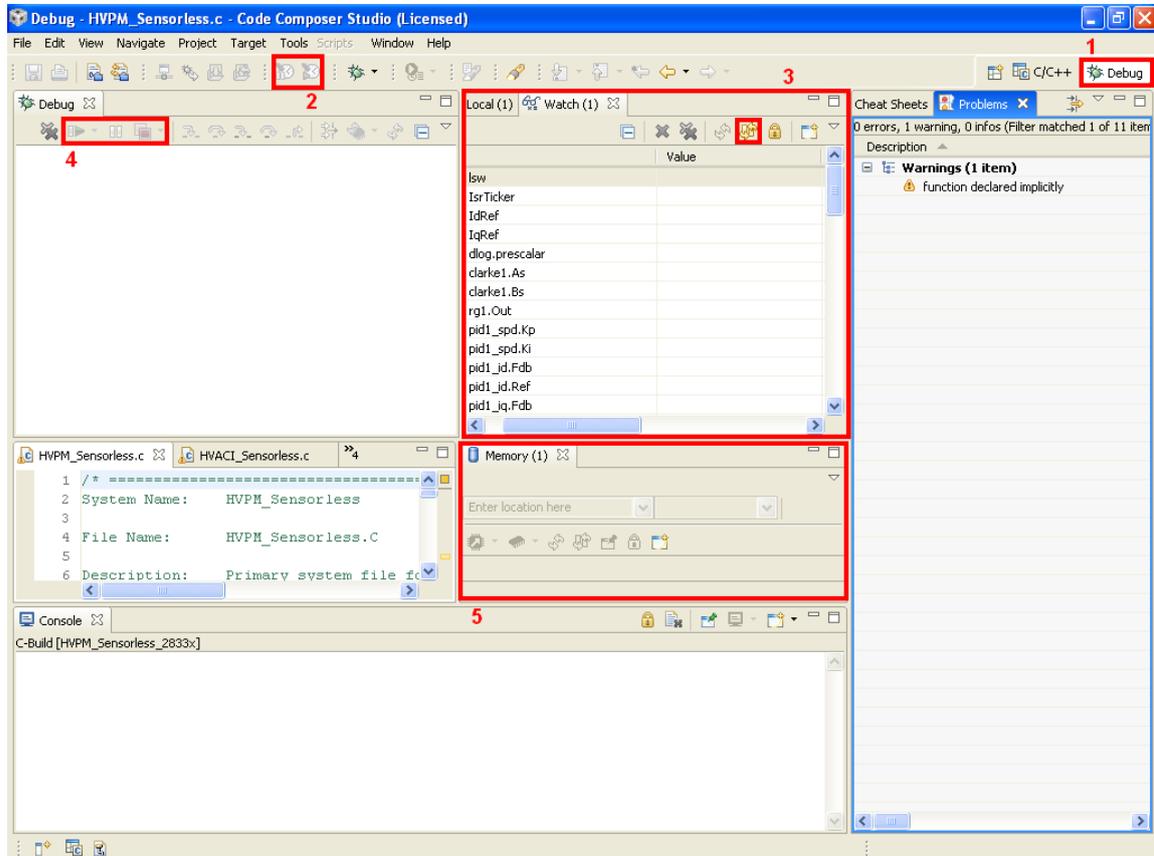


Figura 13 - Interface de controle.

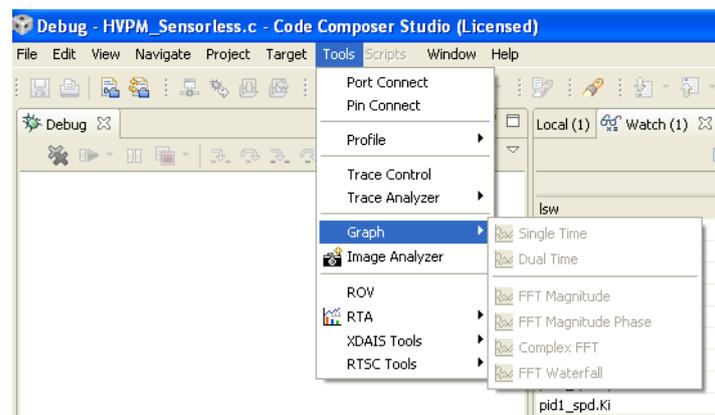


Figura 14 - Visualização gráfica de variáveis na interface de controle.

A interface de controle, Figura 13, possui cinco aspectos importantes a serem listados. O primeiro é a indicação de que a interface apresentada é a de controle. O segundo indica os botões para

habilitar a visualização em tempo real. O terceiro indica a janela das variáveis, em que o botão destacado habilita a atualização contínua das variáveis. O quarto representa os botões para iniciar, parar e finalizar o processo de controle e, portanto, finalizar a atuação do DSP. O quinto destacado é o local onde é possível exportar dados obtidos durante a operação. Além disso, nessa interface, quando o processador está em operação, é possível obter os gráficos para análise de variáveis nessa interface conforme a Figura 14.

3.4. Rotinas de Teste Próprias do Kit

As rotinas de interrupção próprias do kit são utilizadas para checar se o sistema está funcional. Para a máquina síncrona a ímã permanente com o DSP de ponto flutuante, a *Texas* forneceu seis níveis dessas rotinas, as quais checam o funcionamento do *Pulse-Width Modulation* (PWM), que do inglês significa modulação por largura de pulso, a calibração dos sensores, a recepção dos sinais do *encoder*, entre outras funções. A checagem vai aumentando de importância conforme se aumenta o nível. Os seis níveis e suas motivações estão descritos a seguir [7].

O primeiro nível é utilizado para analisar o funcionamento mínimo do kit, através da interrupção do sistema e do uso de macros para a transformada inversa de Park, geração de vetor espacial e aplicação de PWM. Nesta etapa, a máquina permanece desconectada e os resultados obtidos são plotados, tanto nos gráficos da janela de controle, quanto no osciloscópio. A tensão de aplicação no barramento recomendada pelo kit é de 300 V. O nível é subdividido em três partes, em que a primeira realiza o teste do módulo de geração de vetor espacial; a segunda, o teste do conversor digital analógico para visualizar os resultados no osciloscópio; e a terceira, o teste do módulo de PWM e do inversor.

Com as configurações do nível 1 em funcionamento, o segundo nível é utilizado para verificar a conversão analógica-digital, as transformações de Clarke e Park e o cálculo das tensões de fase. Nesse nível, a máquina já é conectada e a aplicação da tensão deve ser realizada com o aumento gradual até se obter os 300 V. O nível é subdividido em três partes, em que a primeira realiza o teste do módulo de aplicação de tensão; a segunda, o teste do módulo da transformada de Clarke; e a terceira, a calibração do *offset* das medições de corrente.

Com as seções anteriores em funcionamento, o terceiro nível é utilizado para verificar o regulador de corrente e dos módulos de medição de velocidade. Essa seção é subdividida em duas partes, em que a primeira realiza o teste do regulador de corrente, com a possibilidade de realização de ajuste dos ganhos proporcional, derivativo e integral e a segunda parte verifica a velocidade obtida através do módulo QEP, o qual recebe os dados do *encoder* interno da máquina. Além disso, possibilita a calibração do ângulo medido.

Após a realização dos testes anteriores, estando os quais em pleno funcionamento, o quarto nível é utilizado para verificar os módulos de estimação da posição do rotor e estimação da velocidade.

O quinto nível é utilizado para verificar o regulador de velocidade. Essa etapa é dividida em duas partes, as quais realizam a mesma verificação, apenas a segunda é um método alternativo à primeira. Além disso, os ganhos também podem ser ajustados, para um controle satisfatório. O último nível também é relacionado à verificação do regulador de velocidade. Nele, é realizado o teste para verificação do melhor momento para fechamento da malha de controle de velocidade e, além disso, também possibilita o ajuste dos ganhos.

Com a realização das rotinas citadas, torna-se simples entender o funcionamento do kit e a forma da realização de uma rotina própria do operador. Como as rotinas mostram a forma como os parâmetros e as variáveis são calculadas e ajustadas, a primeira etapa para a utilização do conjunto é realizar as rotinas de teste.

4. SIMULAÇÃO DO ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO PELO CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO FLUXO DE ROTOR

A simulação do acionamento foi realizada no Simulink através do uso do diagrama de blocos, a qual consistiu em aplicar as equações da máquina, conforme descrito no Capítulo 2, e usar as componentes da corrente de estator para controlar o motor para a situação de referência. Como nas coordenadas *dq* as variáveis tornam-se constantes em relação ao tempo, o uso do controlador proporcional-integral é suficiente para garantir o erro nulo em regime permanente. Além disso, foi importante se utilizar a ação anti *Wind-up*, responsável por remover o efeito da ação integral quando a grandeza controlada ultrapassa o valor de saturação definido pelo usuário. O diagrama geral construído no Simulink encontra-se na Figura 15.

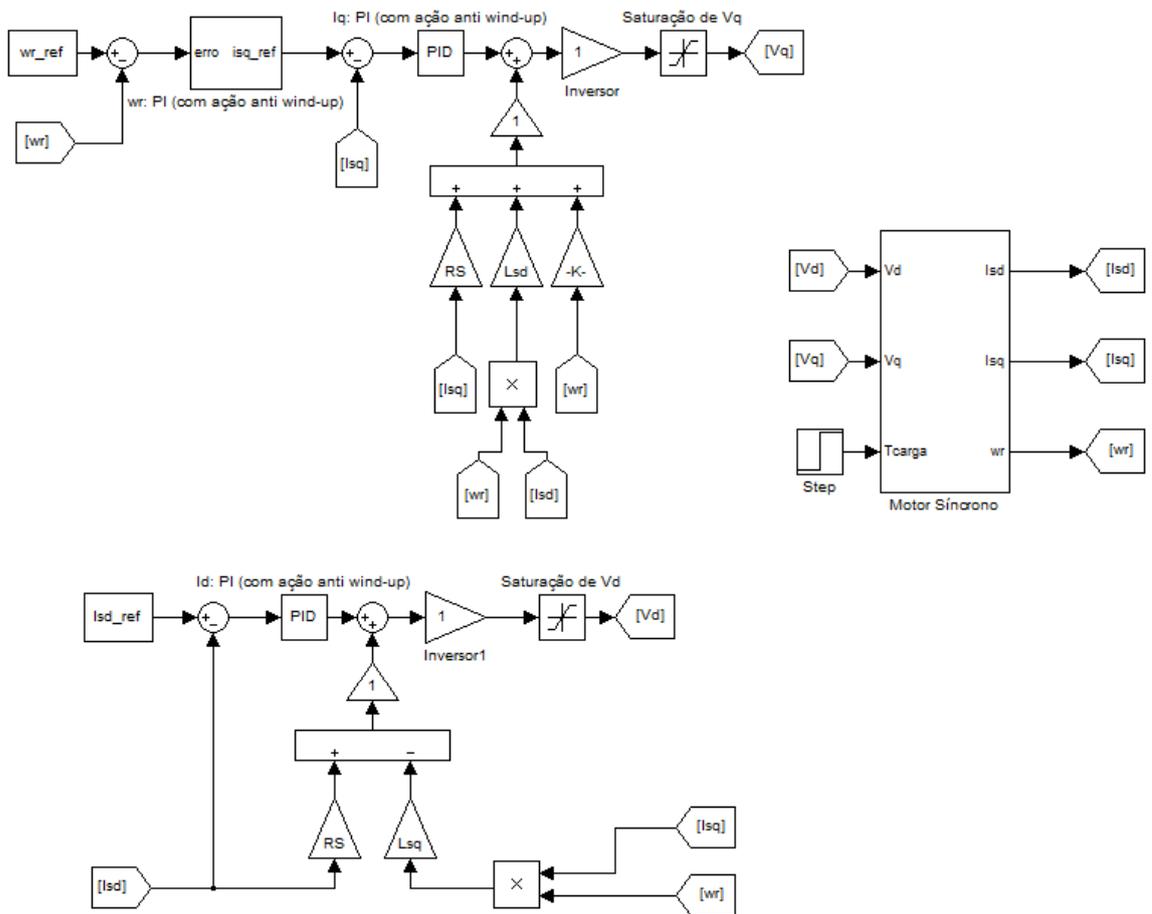


Figura 15 - Simulação do controle através do uso de diagrama de blocos.

A sequência utilizada para o controle tem a seguinte lógica: a partir de uma velocidade de referência, mede-se a velocidade real e as compara. O erro de velocidade é utilizado, através de um controlador proporcional-integral (PI) para obter o conjugado elétrico de referência. A partir dele,

como a máquina não tem enrolamentos amortecedores, conforme pode ser visualizado na Figura 16, a qual representa o bloco das equações do motor síncrono, a corrente de referência no eixo em quadratura é obtida.

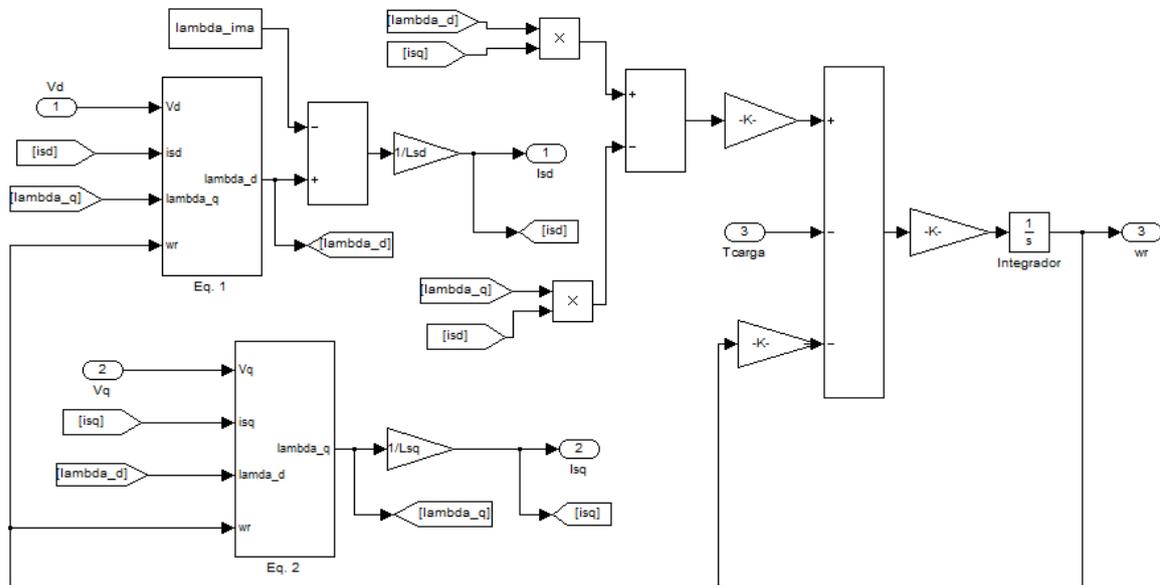


Figura 16 - Bloco de simulação das equações do motor síncrono.

Paralelamente, a partir da corrente de eixo direto de referência, a qual deve ser nula, já que o fluxo do rotor da máquina é constante, igual ao fluxo do ímã, medem-se as correntes reais e compara a componente de eixo direto medida com a de referência (zero) e utiliza-se um controlador PI com a ação anti *Wind-up* para obter a tensão de eixo direto de referência a qual deverá ser aplicada pelo inversor. Ademais, a corrente de eixo em quadratura de referência obtida também é comparada com a componente medida e, da mesma forma que para a componente de eixo direto, obtém-se a tensão em quadratura que deverá ser aplicada pelo inversor. Considerando-se o inversor como ideal, já que suas perdas são pequenas, relacionadas às outras perdas associadas ao sistema, como as perdas no ferro da máquina, essas tensões obtidas serão as tensões aplicadas ao motor.

Com isso, a partir das equações da tensão de eixo direto e em quadratura da máquina, obtêm-se os fluxos de eixo direto e em quadratura, a partir dos quais as correntes de eixo direto e em quadratura são obtidas. Além disso, um conjugado de carga que seja aplicado no eixo da máquina também é um dado de entrada da máquina. Dessa forma, a partir da Segunda Lei de Newton, obtém-se a velocidade mecânica da máquina.

Como teste, foram utilizados os parâmetros reais da máquina síncrona. Além disso, os valores de momento de inércia e coeficiente de atrito obtidos anteriormente também foram considerados. Os valores utilizados para as constantes dos controladores foram obtidos através do

método heurístico (tentativa e erro). Um método mais preciso para a obtenção das constantes poderia ser utilizado, através do desacoplamento das equações para a obtenção das funções de transferência para a velocidade e para as correntes de eixo direto e em quadratura [11]. No entanto, esse esforço algébrico não se fez necessário para o escopo do trabalho.

Assim, simulou-se uma partida da máquina em vazio, para uma velocidade de referência de 100 rad/s. Com isso, os gráficos das Figuras 17, 18 e 19 foram obtidos demonstrando que os controles de velocidade e correntes foram eficientes.

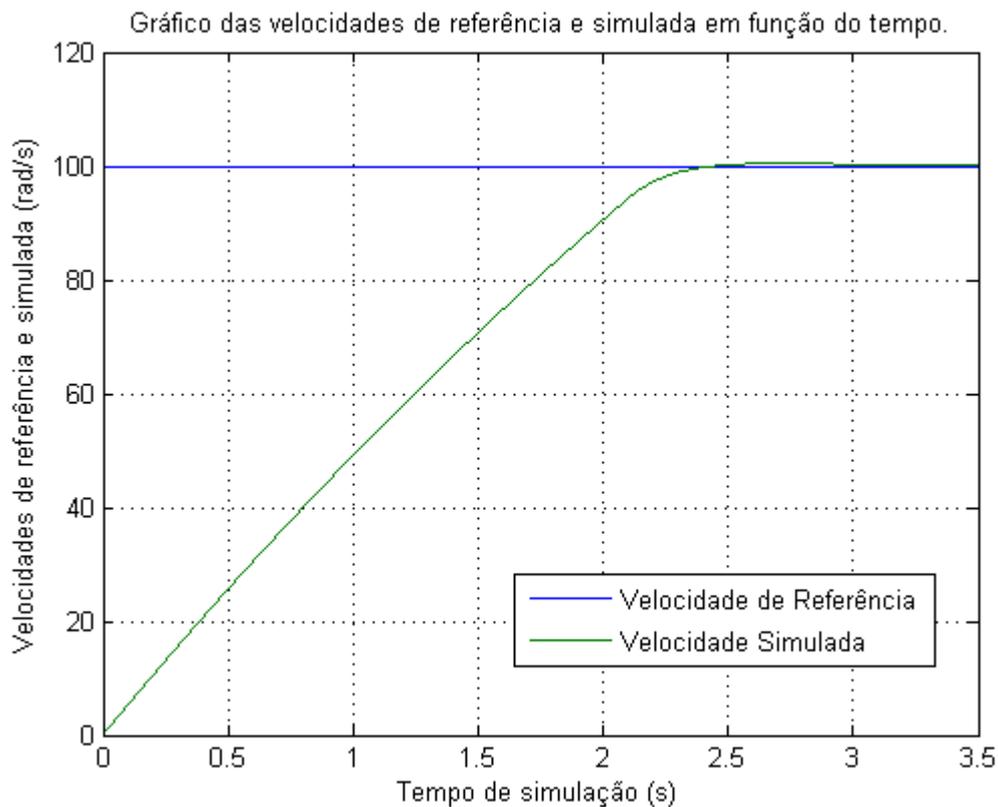


Figura 17 - Gráfico das velocidades durante a simulação a partir do diagrama de blocos.

Percebe-se, de imediato, que a dinâmica do controle da velocidade, na Figura 17, é de tempo muito maior que a do controle das correntes, nas Figuras 18 e 19. Além disso, visualiza-se que, com as constantes empregadas para o controlador de velocidade, o controle está um pouco sobreamortecido, com um pequeno *overshoot*, ou seja, excedendo pouco a velocidade de referência.

Já os controladores das correntes são tão rápidos que, para visualizar uma diferença entre o valor de referência e o simulado, é necessário ampliar consideravelmente a imagem. Além disso, não consegue se visualizar uma dinâmica na partida, já que rapidamente a corrente se estabelece na referência. Um fato importante de se observar é a corrente da máquina ficou saturada, já que, até pouco

depois dos dois segundos de simulação – que pode ser observado como o tempo necessário para a velocidade simulada se aproximar da de referência – a corrente estava limitada ao valor máximo. Isso comprova a necessidade de se utilizar a saturação e ação anti *Wind-up* para manter as correntes em níveis suportáveis pela máquina. Ademais, vê-se que a corrente de eixo direto se manteve em zero, devido ao fluxo do rotor ser constante, e a corrente de eixo em quadratura foi controlada para manter o conjugado eletromagnético necessário para o funcionamento a velocidade constante. Por isso, vê-se que a corrente de quadratura varia com o tempo.

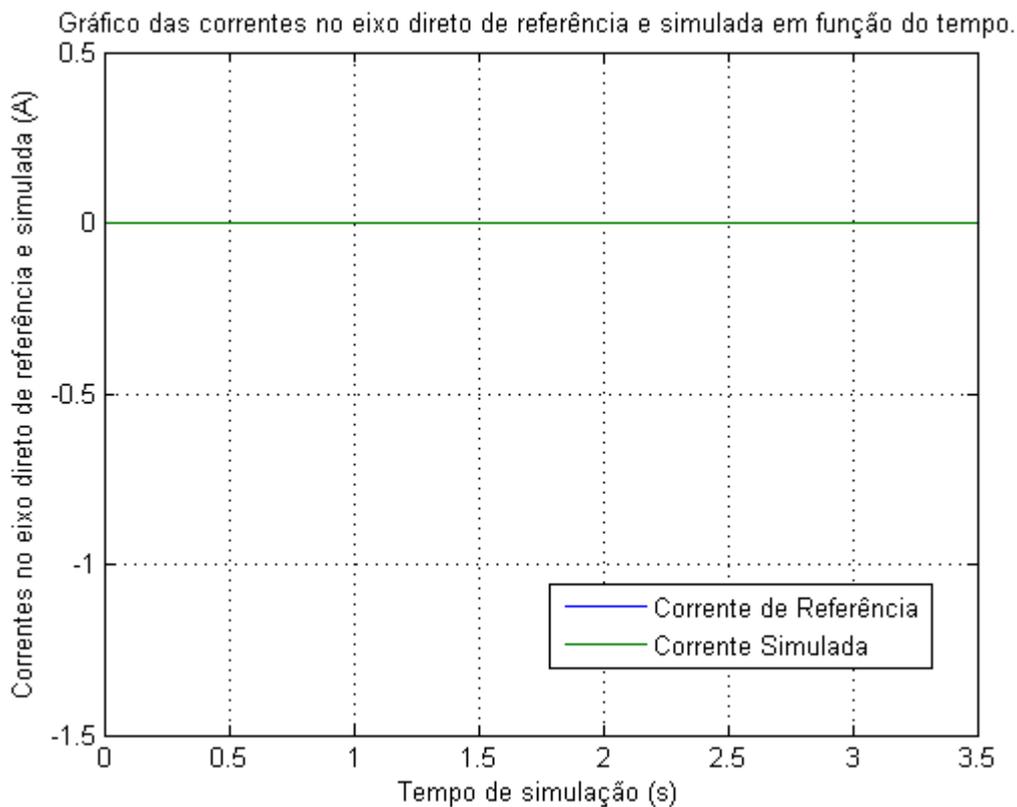


Figura 18 - Gráfico das correntes no eixo direto durante a simulação a partir do diagrama de blocos.

A variação da corrente de quadratura pode ser entendida da seguinte forma: enquanto a diferença entre a velocidade de referência e a velocidade medida na simulação era grande, foi necessário um grande conjugado para acelerar a máquina. Uma vez que existe a saturação da corrente, durante o tempo necessário para a máquina ganhar velocidade, a corrente de eixo em quadratura ficou limitada ao valor máximo permitido.

Quando a velocidade se aproximou do valor de referência, o conjugado necessário foi reduzido, e, por consequência, a corrente no eixo em quadratura necessária para aplicá-lo também foi menor. Por isso, visualiza-se o comportamento da corrente conforme a Figura 19. Como o foco da

simulação é emular a atividade experimental que será implementada, essa atividade serviu bem como ilustração da eficiência do controle empregado.

Gráfico das correntes no eixo em quadratura de referência e simulada em função do tempo.

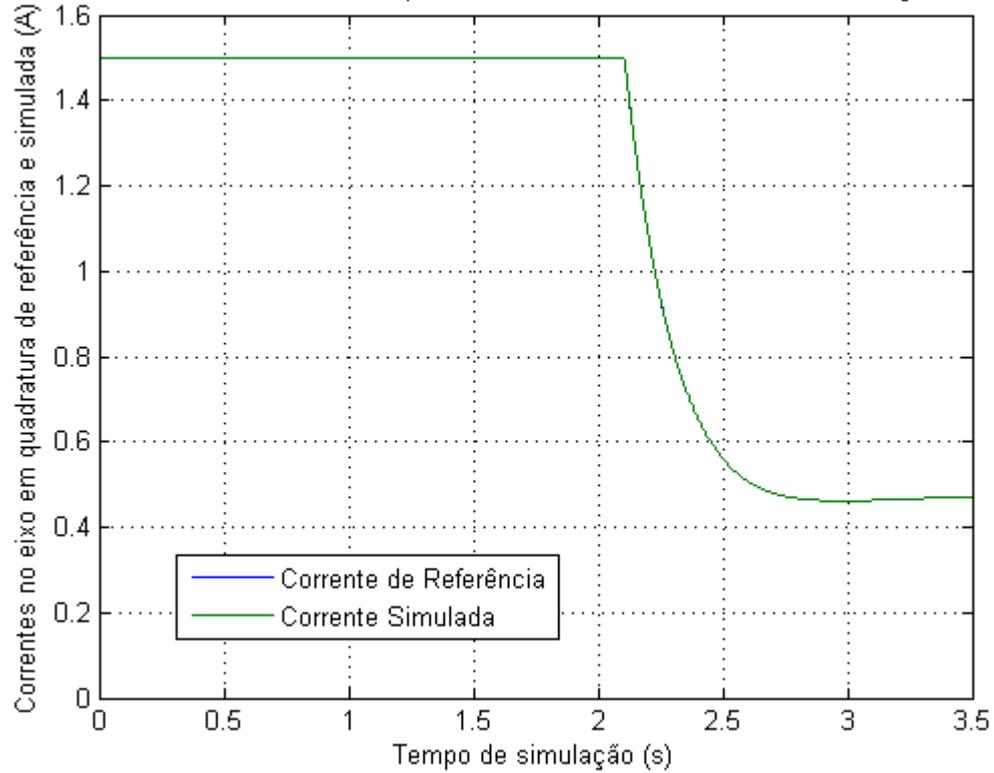


Figura 19 - Gráfico das correntes no eixo de quadratura durante a simulação a partir do diagrama de blocos.

5. USO DO KIT DA TEXAS INSTRUMENTS PARA O ACIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO

5.1. Introdução

Após a realização das rotinas de teste do kit e com a simulação do controle vetorial orientado pelo rotor funcionando plenamente, inicia-se a realização experimental do controle. Conforme visto anteriormente, para o controle vetorial, a posição do rotor, e, por consequência do ímã permanente, é fundamental para seu funcionamento correto. Além disso, através das rotinas próprias do kit, foi visto que a posição obtida pelo *encoder* não necessariamente é a posição correta do ímã.

Assim, são necessárias duas etapas para a realização do controle. Como uma macro é uma função própria do kit, é preciso estabelecer um estimador próprio, para que o usuário tenha condições de visualizar completamente o comportamento do fluxo. Com isso, a primeira etapa é a realização de um estimador do fluxo de rotor baseado no modelo de tensão para a comparação com o resultado obtido pelo *encoder*. Dessa forma, consegue-se ajustar o valor estimado e o valor obtido para eliminar uma possível divergência.

A segunda e última etapa do controle é, a partir do ajuste obtido para a posição do rotor, realizar o controle vetorial orientado pelo fluxo de rotor. Para uma análise comparativa com a simulação, foi realizada a partida da máquina até uma velocidade de referência, para a análise do comportamento no transitório, com os dados obtidos sendo salvos, para serem plotados no MATLAB em um gráfico comparativo.

5.2. Estimação do Fluxo de Rotor

De acordo com o que já foi exposto, a quarta rotina de teste própria do kit é utilizada para verificar a posição do rotor da máquina. Por isso, foi escrito um algoritmo, nesta rotina, para realizar a estimação do fluxo e plotar, conjuntamente com a posição obtida pelo próprio kit. O modelo de tensão, utilizado para estimar o fluxo, baseia-se nas expressões da tensão.

No referencial alfa-beta, a derivada do fluxo é o resultado da subtração da tensão no respectivo eixo pelo produto da corrente no respectivo eixo pela resistência do estator. Assim, para as componentes de tensão e corrente em alfa e beta, são realizadas quatro linhas para o cálculo do fluxo na respectiva posição. Inicialmente, uma variável é estabelecida como resultado da subtração da componente da tensão com o produto da resistência do estator pela componente da corrente. Pela equação, essa variável é a derivada do fluxo nesse eixo. Todavia, para implementar a integral para se obter o fluxo, dois problemas poderiam influenciar no resultado: o primeiro decorre da possível

existência de um valor de baixa frequência, como um valor contínuo. Nesse caso, a integral de um pequeno valor atingiria um resultado muito grande, o que modificaria o resultado real; e o segundo decorre desse próprio valor de *offset* que deslocaria a onda de fluxo, a qual deixaria de ser uma onda simétrica em relação ao eixo das abscissas. Dessa forma, para eliminar esses problemas, a solução utilizada foi: primeiro, utilizando-se de uma função de transferência da forma $1/(s + a)$. Estabelecendo o valor de $a = 1$ na constante, visualiza-se que, para sinais de baixa frequência, como por exemplo um sinal CC, o bloco funciona como um ganho unitário. No entanto, para sinais de frequência mais elevada, o a pode ser desprezado, funcionando como um integrador.

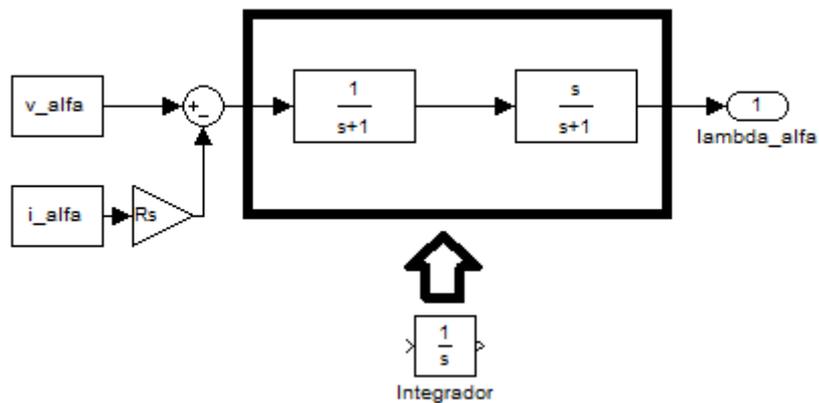


Figura 20 - Diagrama de blocos representativo da implementação do modelo da tensão para o eixo alfa.

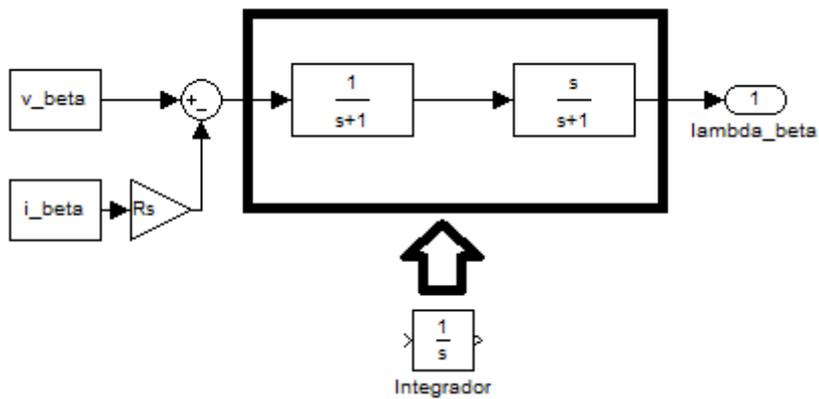
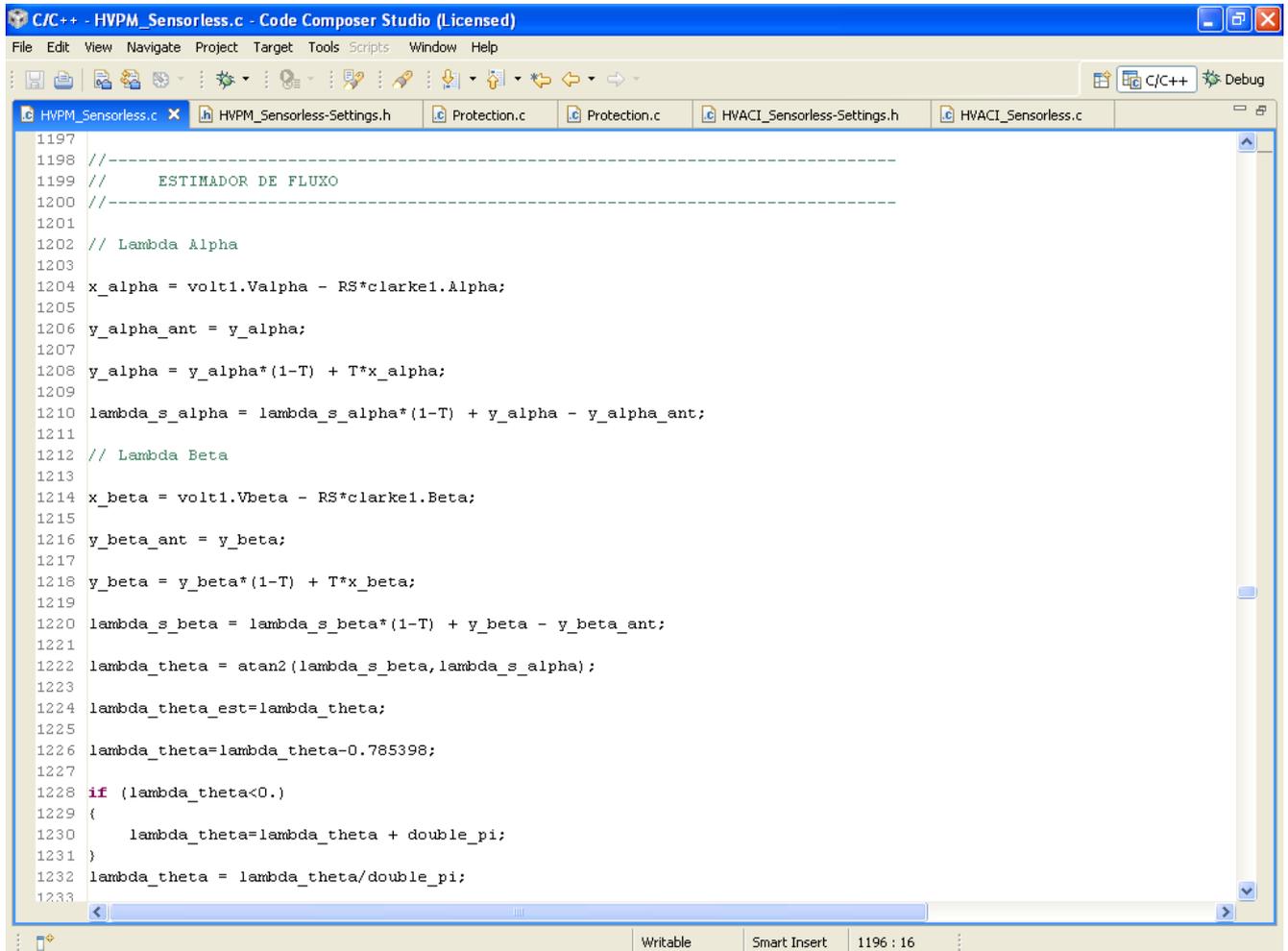


Figura 21 - Diagrama de blocos representativo da implementação do modelo da tensão para o eixo beta.

Com isso, essa foi a aplicação de um filtro passa-baixa, em que se observa que o problema de uma integração de um pequeno valor deixou de ser um problema, em relação ao resultado, mas o sinal de baixa frequência ainda permanece, modificando a forma de onda resultante. Por isso, em seguida, utiliza-se um filtro passa-alta, da forma $s/(s + a)$. Estabelecendo o valor de $a = 1$ para a constante, percebe-se que para os sinais de alta frequência, o bloco funciona como um ganho unitário,

mas para sinais de baixa frequência, como os sinais CC, funciona como uma alta impedância, bloqueando-os. Assim, conseguiu-se eliminar os dois problemas decorrentes de uma componente contínua possíveis de ocorrer na implementação. A visualização em termo do diagrama de blocos é mostrada nas Figuras 20 e 21:



```

1197
1198 //-----
1199 //      ESTIMADOR DE FLUXO
1200 //-----
1201
1202 // Lambda Alpha
1203
1204 x_alpha = volt1.Valpha - RS*clarke1.Alpha;
1205
1206 y_alpha_ant = y_alpha;
1207
1208 y_alpha = y_alpha*(1-T) + T*x_alpha;
1209
1210 lambda_s_alpha = lambda_s_alpha*(1-T) + y_alpha - y_alpha_ant;
1211
1212 // Lambda Beta
1213
1214 x_beta = volt1.Vbeta - RS*clarke1.Beta;
1215
1216 y_beta_ant = y_beta;
1217
1218 y_beta = y_beta*(1-T) + T*x_beta;
1219
1220 lambda_s_beta = lambda_s_beta*(1-T) + y_beta - y_beta_ant;
1221
1222 lambda_theta = atan2(lambda_s_beta, lambda_s_alpha);
1223
1224 lambda_theta_est=lambda_theta;
1225
1226 lambda_theta=lambda_theta-0.785398;
1227
1228 if (lambda_theta<0.)
1229 {
1230     lambda_theta=lambda_theta + double_pi;
1231 }
1232 lambda_theta = lambda_theta/double_pi;
1233

```

Figura 22 - Algoritmo para o cálculo do estimador de fluxo do rotor pelo modelo da tensão.

Após a obtenção das componentes do fluxo nos dois eixos – alfa e beta – obtém-se, então, o ângulo do vetor fluxo. Para isso, faz-se necessário apenas obter o ângulo cuja tangente é a razão entre a componente beta e a componente alfa. Assim, aplicou-se o algoritmo mostrado na Figura 22 e as formas de onda da Figura 23 foram obtidas. Vê-se que o ângulo medido pelo encoder e pelo estimador estão defasados.

Sabendo que a rampa representa, do valor mínimo ao máximo, uma volta completa, isso significa que vale 2π . Com isso, medindo a diferença entre os picos de cada rampa, resultou em uma diferença de 45° . Como a onda do fluxo estimado é a azul e a posição obtida pelo *encoder* é a laranja, vê-se que o valor obtido pelo estimador está adiantado em relação ao medido pelo *encoder*.

Dessa forma, na linha de comando 1226 da Figura 22, subtrai-se o valor correspondente a 45° em radianos. As três linhas de comando seguintes são usadas para manter a rampa entre 0 e 2π após a subtração. Por fim, o valor é convertido para o formato por unidade (pu) e obtêm-se novamente as curvas do estimador de fluxo e do *encoder*. Observa-se, conforme a Figura 24, que agora as curvas passaram a ficar em fase.

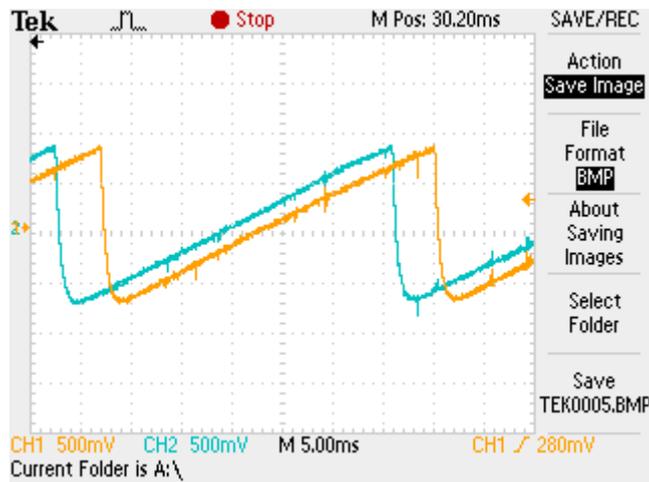


Figura 23 - Curvas da posição obtidas pelo encoder e pelo estimador sem ajuste.

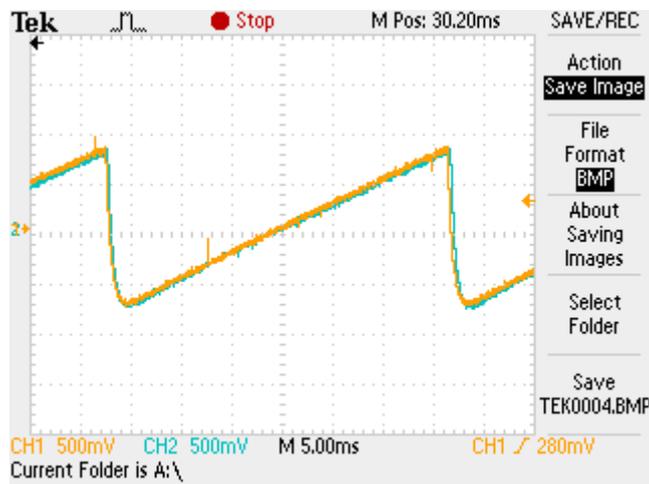
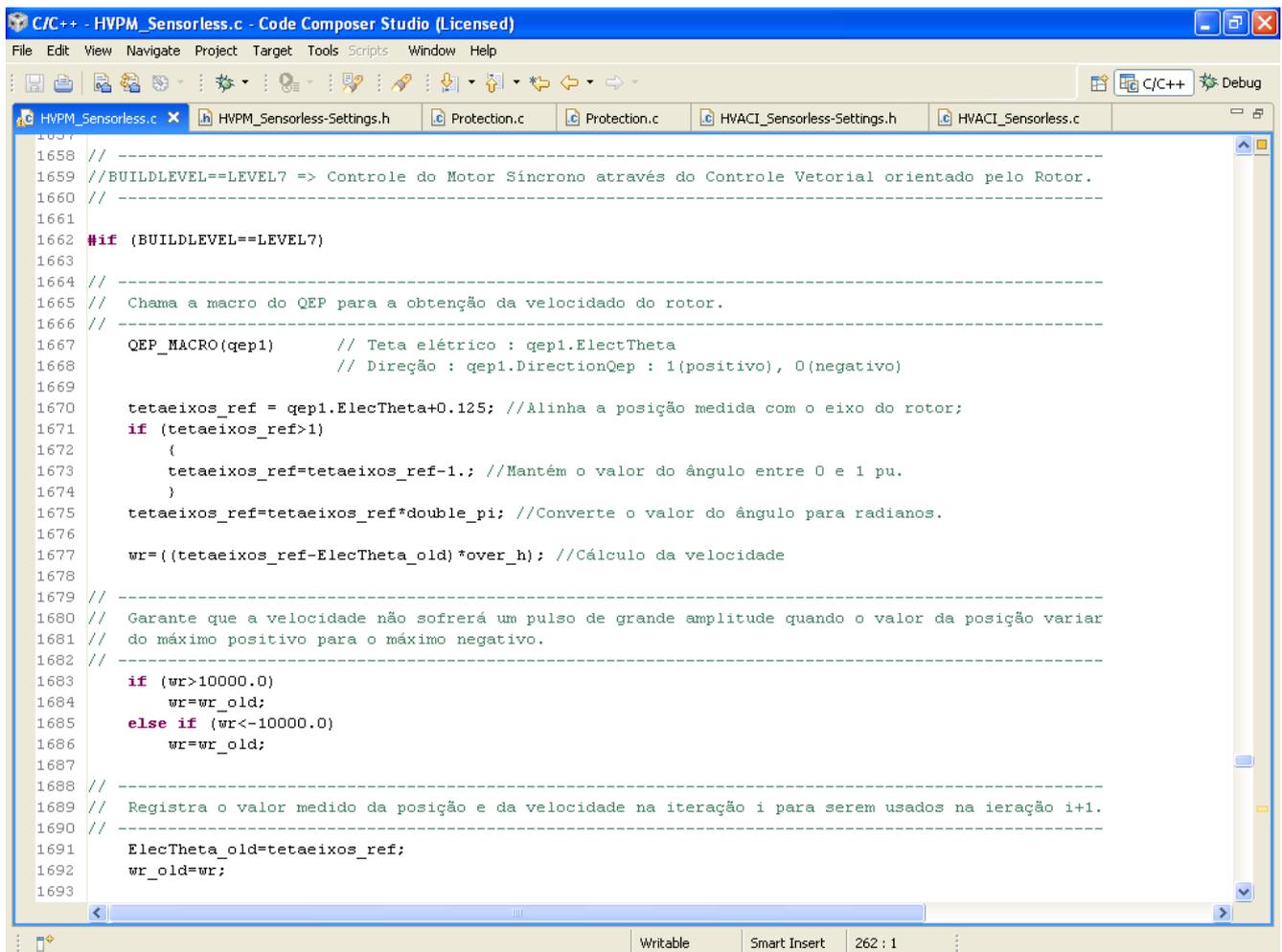


Figura 24 - Curvas da posição obtidas pelo encoder e pelo estimador após o ajuste.

O valor da defasagem, portanto, é necessário para que a aplicação do controle vetorial seja realmente orientada pelo fluxo do rotor. Assim, quando o valor da posição for obtido através do *encoder*, por esse sinal estar atrasado em relação ao rotor, devem-se somar os 45° obtidos como atraso da posição.

5.3. Controle Vetorial do Motor Síncrono Orientado pelo Fluxo de Rotor

Após o ensaio e a obtenção da posição correta do rotor em relação à medição efetuada pelo *encoder*, torna-se possível escrever a rotina de controle, conforme realizada na última etapa da simulação. Desse modo, as Figuras 25 a 31 apresentam o código para o controle vetorial do motor síncrono a imã permanente, orientado pelo fluxo de rotor.



```

1658 // -----
1659 //BUILDLEVEL==LEVEL7 => Controle do Motor Síncrono através do Controle Vetorial orientado pelo Rotor.
1660 // -----
1661
1662 #if (BUILDLEVEL==LEVEL7)
1663
1664 // -----
1665 // Chama a macro do QEP para a obtenção da velocidade do rotor.
1666 // -----
1667 QEP_MACRO(qep1) // Teta elétrico : qep1.ElectTheta
1668 // Direção : qep1.DirectionQep : 1(positivo), 0(negativo)
1669
1670 tetaeixos_ref = qep1.ElectTheta+0.125; //Alinha a posição medida com o eixo do rotor;
1671 if (tetaeixos_ref>1)
1672 {
1673     tetaeixos_ref=tetaeixos_ref-1.; //Mantém o valor do ângulo entre 0 e 1 pu.
1674 }
1675 tetaeixos_ref=tetaeixos_ref*double_pi; //Converte o valor do ângulo para radianos.
1676
1677 wr=((tetaeixos_ref-ElectTheta_old)*over_h); //Cálculo da velocidade
1678
1679 // -----
1680 // Garante que a velocidade não sofrerá um pulso de grande amplitude quando o valor da posição variar
1681 // do máximo positivo para o máximo negativo.
1682 // -----
1683 if (wr>10000.0)
1684     wr=wr_old;
1685 else if (wr<-10000.0)
1686     wr=wr_old;
1687
1688 // -----
1689 // Registra o valor medido da posição e da velocidade na iteração i para serem usados na iteração i+1.
1690 // -----
1691 ElecTheta_old=tetaeixos_ref;
1692 wr_old=wr;
1693

```

Figura 25 - Linhas de comando da implementação (parte 1).

O comando começa chamando a macro nomeada de QEP, que, conforme explanada no Capítulo 3, recebe os dados de medição da posição do encoder. Dela, obtém-se o dado da posição, com a soma dos 45° necessários para a indicação correta do fluxo, e, portanto, do eixo direto. Como o valor obtido está em pu, deve-se converter essa defasagem para o pu na soma com a posição medida. Em seguida, como está sendo realizada essa soma, deve-se realizar o condicional para manter o valor da posição entre 0 e 1. Na sequência, converte-se o valor para radianos, para em seguida realizar a derivação numérica para a obtenção da velocidade, em radianos por segundo.

```

1694 // -----
1695 // Filtro passa-baixa para a velocidade do rotor.
1696 // -----
1697 wr_filt=K1_filt*wr_filt+(1-K1_filt)*wr; // K1_filt=1/(1+T/tau_filt);
1698
1699
1700 // -----
1701 // Obtenção das correntes de fase, através da subtração do offset e da normalização.
1702 // -----
1703 medicao_a=(AdcMirror.ADCRESULT0)*0.00024414)*31.9551 - 17.5811;
1704 medicao_b=(AdcMirror.ADCRESULT1)*0.00024414)*32.6137 - 18.0004;
1705 medicao_c=-medicao_a-medicao_b;
1706
1707 // -----
1708 // Obtenção da tensão CC do barramento, através da subtração do offset e da normalização.
1709 // -----
1710 medicao_dc=(AdcMirror.ADCRESULT2)*0.00024414)*377.1623 - 1.2374;
1711
1712 // -----
1713 // Controle em malha fechada da velocidade com o uso da ação anti wind-up.
1714 // -----
1715 Errowr = wr_ref - wr_filt; //Cálculo do erro da velocidade de referência e a medida.
1716 IErrorr = IErrorr + Errowr*T; //Cálculo da Integral do erro.
1717 Teref = kpw * Errowr + kiw*IErrorr; //Obtenção do torque de referência a partir do controlador PI.
1718 IsqRef = Teref/((3/2)*(POLES/2)*Lambda_ima); //Equação do conjugado da máquina.
1719
1720 if (IsqRef > isqsat) //Ação anti wind-up.
1721 {
1722     IsqRef = isqsat;
1723     IErrorr = IErrorr - Errowr*T;
1724 }
1725 if (IsqRef < -isqsat) //Ação anti wind-up.
1726 {
1727     IsqRef = -isqsat;
1728     IErrorr = IErrorr - Errowr*T;
1729 }

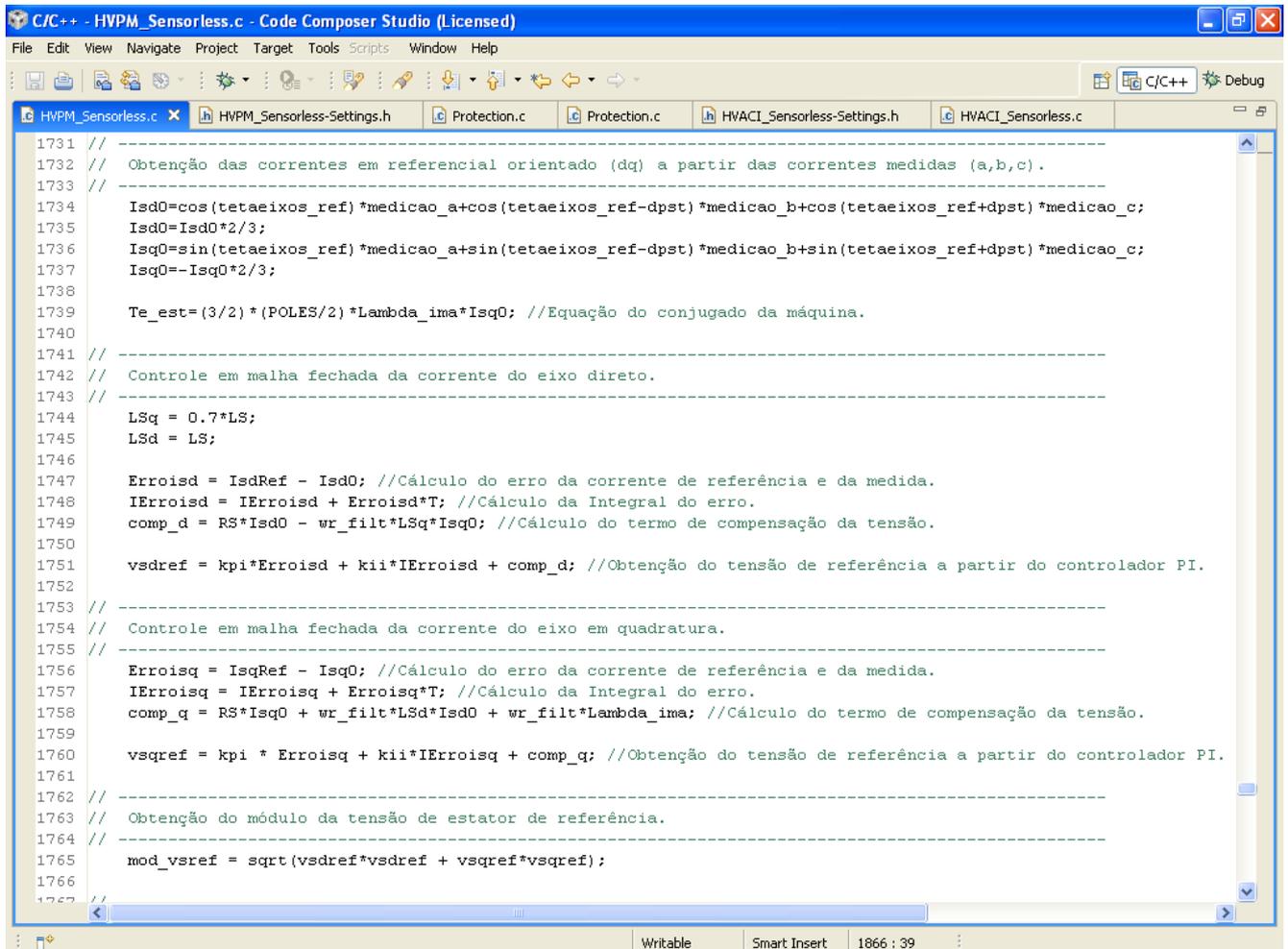
```

Figura 26 - Linhas de comando da implementação (parte 2).

Como a curva da posição é uma onda conhecida como dente de serra, quando há a mudança brusca do valor máximo para o valor mínimo, poderia ocorrer um erro na integração, resultando em um valor muito alto para a velocidade. Por isso, utiliza-se da ferramenta de que quando o cálculo exceder determinado limite, mantém-se o valor obtido anteriormente. Assim, os condicionais das linhas 1683 e 1685, na Figura 25, têm a função de que, caso seja calculado um valor muito grande para a velocidade, deve-se manter o valor anterior para os cálculos da rotina. As duas últimas linhas do código da Figura 25 salvam os valores obtidos na iteração atual, para que no próximo ciclo existam as referências do valor anterior, inclusive para o cálculo da derivação numérica da posição, usada para a obtenção da velocidade.

Com a velocidade obtida, é necessário utilizar um filtro passa-baixa para evitar que ruídos resultem em distorções e prejudiquem o controle, conforme a Figura 26. Em seguida, obtêm-se as medições das correntes do estator e da tensão no barramento. A partir daí, inicia-se o controle em malha fechada do sistema. O primeiro controle é o da velocidade.

O importante é observar a existência do controlador proporcional e integral para garantir um erro nulo em regime permanente. No entanto, vale ressaltar que na implementação prática, como podem ocorrer perturbações que não são possíveis de mensurar, inclusive a possibilidade de erros da medição, pode vir a ocorrer algum erro em regime.



```

1731 //
1732 // Obtenção das correntes em referencial orientado (dq) a partir das correntes medidas (a,b,c).
1733 //
1734 Isd0=cos(tetaeixos_ref)*medicao_a+cos(tetaeixos_ref-dpst)*medicao_b+cos(tetaeixos_ref+dpst)*medicao_c;
1735 Isd0=Isd0*2/3;
1736 Isq0=sin(tetaeixos_ref)*medicao_a+sin(tetaeixos_ref-dpst)*medicao_b+sin(tetaeixos_ref+dpst)*medicao_c;
1737 Isq0=-Isq0*2/3;
1738
1739 Te_est=(3/2)*(POLES/2)*Lambda_ima*Isq0; //Equação do conjugado da máquina.
1740
1741 //
1742 // Controle em malha fechada da corrente do eixo direto.
1743 //
1744 LSq = 0.7*LS;
1745 LSd = LS;
1746
1747 Erroisd = IsdRef - Isd0; //Cálculo do erro da corrente de referência e da medida.
1748 IErroisd = IErroisd + Erroisd*T; //Cálculo da Integral do erro.
1749 comp_d = RS*Isd0 - wr_filt*LSq*Isq0; //Cálculo do termo de compensação da tensão.
1750
1751 vsdref = kpi*Erroisd + kii*IErroisd + comp_d; //Obtenção do tensão de referência a partir do controlador PI.
1752
1753 //
1754 // Controle em malha fechada da corrente do eixo em quadratura.
1755 //
1756 Erroisq = IsqRef - Isq0; //Cálculo do erro da corrente de referência e da medida.
1757 IErroisq = IErroisq + Erroisq*T; //Cálculo da Integral do erro.
1758 comp_q = RS*Isq0 + wr_filt*LSd*Isd0 + wr_filt*Lambda_ima; //Cálculo do termo de compensação da tensão.
1759
1760 vsqref = kpi * Erroisq + kii*IErroisq + comp_q; //Obtenção do tensão de referência a partir do controlador PI.
1761
1762 //
1763 // Obtenção do módulo da tensão de estator de referência.
1764 //
1765 mod_vref = sqrt(vsdref*vsdref + vsqref*vsqref);
1766
1767 //

```

Figura 27 - Linhas de comando da implementação (parte 3).

Além disso, usa-se a saturação com a ação anti *Wind-up*: a saturação limita a corrente a valores admissíveis pelo sistema e a ação anti *Wind-up* é utilizada para, quando o valor exigido como referência for superior a saturação, remover-se o efeito da ação integral do controlador. Com isso, obtém-se, em cascata, o conjugado eletromagnético de referência e a corrente de eixo em quadratura de referência para a aplicação desse conjugado. A equação do conjugado, vista no apêndice A torna-se mais simples para a máquina utilizada porque ela não possui enrolamentos amortecedores.

Com as correntes e a posição medidas, na Figura 27, utilizam-se as transformadas de Clarke e Park para obter as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente medida. Com

efeito, conhecendo-se o fluxo do ímã permanente, obtém-se também o conjugado estimado. Desta maneira, realiza-se o controle em malha fechada de ambas as componentes da corrente, a partir do controlador PI. O termo de compensação é utilizado, uma vez que as perturbações indicadas são conhecidas.

```

1766
1767 // -----
1768 // Ação anti wind-up das correntes a partir do módulo da tensão e da comparação com a tensão do
1769 // barramento.
1770 // -----
1771 if (mod_vsref > (medicao_dc*sq1over3))
1772 {
1773     tmp1=(medicao_dc*sq1over3)/(mod_vsref);
1774     vsdref=vsdref*tmp1;
1775     vsqref=vsqref*tmp1;
1776     IErroisd = IErroisd - Erroisd*T;
1777     IErroisq = IErroisq - Erroisq*T;
1778 }
1779
1780 // -----
1781 // Determinação das tensões de fase.
1782 // -----
1783 if(inicia == 0)
1784 {
1785     Vsa_ref=0.;
1786     Vsb_ref=0.;
1787     Vsc_ref=0.;
1788 }
1789
1790 if(inicia == 1)
1791 {
1792
1793     Vsa_ref=vsdref*cos(tetaeixos_ref)-vsqref*sin(tetaeixos_ref);
1794     Vsb_ref=vsdref*cos(tetaeixos_ref-dpst)-vsqref*sin(tetaeixos_ref-dpst);
1795     Vsc_ref=vsdref*cos(tetaeixos_ref+dpst)-vsqref*sin(tetaeixos_ref+dpst);
1796 }
1797
1798 // -----
1799 // Chamada do algoritmo para a proteção do sistema.
1800 // -----
1801 problema = Protection (medicao_a, medicao_b, medicao_c, medicao_dc, wr_filt, problema);
1802

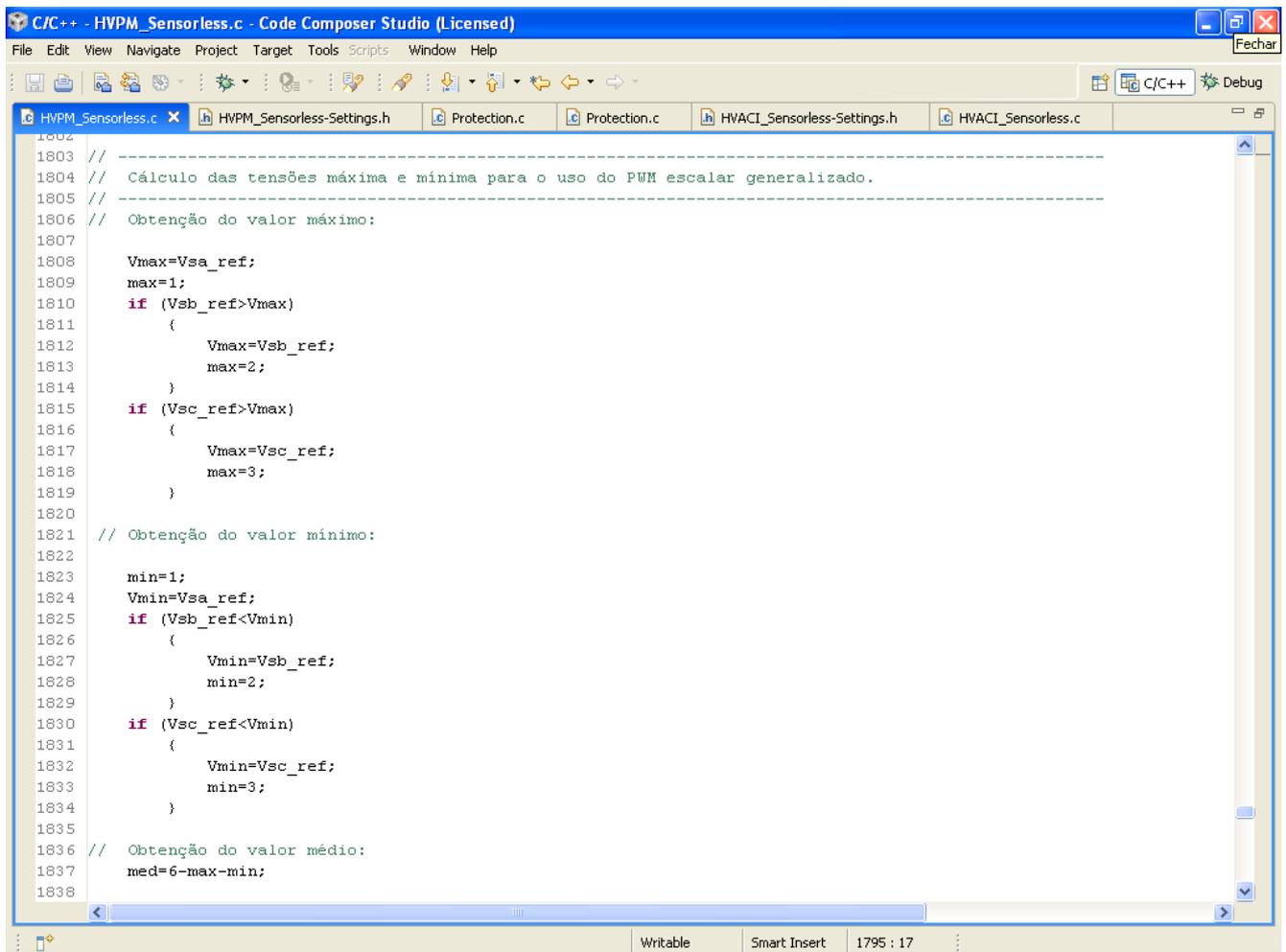
```

Figura 28 - Linhas de comando da implementação (parte 4).

Em seguida, mede-se o valor do módulo do vetor espacial da tensão de estator e o compara com a tensão do barramento, de acordo com a Figura 28, para analisar se o a tensão de referência não excede o valor máximo possível de ser aplicado pelo inversor. Isso é feito para poder realizar a saturação e a ação anti *Wind-up* para o controle das correntes. Caso a tensão exigida seja maior que o máximo possível de ser fornecido pelo barramento, as tensões são limitadas ao valor máximo e a ação integral é removida do acumulado no controlador.

Com isso, podem-se realizar as transformadas inversas para a obtenção das tensões de fase a serem aplicadas ao motor. A variável “inicia” foi utilizada para, caso seja necessário ou vontade do

operador, o valor 0 mantém a aplicação do vetor nulo no motor. Caso se estabeleça o valor 1, as tensões calculadas serão fornecidas para a rotina de PWM.



```

1802
1803 // -----
1804 // Cálculo das tensões máxima e mínima para o uso do PWM escalar generalizado.
1805 // -----
1806 // Obtenção do valor máximo:
1807
1808 Vmax=Vsa_ref;
1809 max=1;
1810 if (Vsb_ref>Vmax)
1811 {
1812     Vmax=Vsb_ref;
1813     max=2;
1814 }
1815 if (Vsc_ref>Vmax)
1816 {
1817     Vmax=Vsc_ref;
1818     max=3;
1819 }
1820
1821 // Obtenção do valor mínimo:
1822
1823 min=1;
1824 Vmin=Vsa_ref;
1825 if (Vsb_ref<Vmin)
1826 {
1827     Vmin=Vsb_ref;
1828     min=2;
1829 }
1830 if (Vsc_ref<Vmin)
1831 {
1832     Vmin=Vsc_ref;
1833     min=3;
1834 }
1835
1836 // Obtenção do valor médio:
1837 med=6-max-min;
1838

```

Figura 29 - Linhas de comando da implementação (parte 5).

A função *Protection*, a qual foi chamada em seguida ao cálculo das tensões de fase, na Figura 28, é uma função criada para realizar a proteção de software do sistema, a partir dos valores das grandezas mensuradas no hardware. Os parâmetros da função são os seguintes: as três correntes de fase, o valor da tensão CC no barramento e a velocidade do rotor. Caso um dos parâmetros exceda os limites permissíveis, a variável “problema” incrementa em uma unidade. Caso a variável “problema” atinja o valor de 20, isso indica que 20 problemas ocorreram e, então, o sistema para, aplicando o vetor nulo no motor.

Em seguida, na Figura 29, inicia-se o processo do cálculo dos ciclos de trabalho das chaves, através do PWM Escalar Generalizado. No entanto, o valor do μ utilizado foi de 0,5, o qual é o caso particular conhecido como PWM Regular Trifásico Simétrico. Para isso, realizou-se a

identificação de qual tensão a ser aplicada – tensão desejada ou de referência – é a maior, a média e a menor. A partir dessa identificação, torna-se possível o cálculo dos ciclos de trabalho.

```

1839 // -----
1840 // Cálculo do mi'. O mi usado foi 0,5. Isso implica no caso particular do PWM escalar generalizado,
1841 // conhecido como PWM Trifásico Simétrico.
1842 // -----
1843 mlinha = mi + ((mi-1)*Vmin - mi*Vmax)/medicao_dc;
1844
1845 // -----
1846 // Cálculo das razões de trabalho das chaves.
1847 // -----
1848 Da = Vsa_ref/medicao_dc + mlinha;
1849 Db = Vsb_ref/medicao_dc + mlinha;
1850 Dc = Vsc_ref/medicao_dc + mlinha;
1851
1852 Da=1-Da;
1853 Db=1-Db;
1854 Dc=1-Dc;
1855
1856 // -----
1857 // Implementação dos ciclos de trabalho das chaves.
1858 // -----
1859 EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA= Da*EPwm1Regs.TBPRD; //PWM 1A - FaseA
1860 EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA= Db*EPwm2Regs.TBPRD; //PWM 2A - FaseB
1861 EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA= Dc*EPwm3Regs.TBPRD; //PWM 3A - FaseC
1862
1863 // -----
1864 // Indicação das variáveis a ser exibidas pela saída do conversor DA para visualização no
1865 // osciloscópio.
1866 // -----
1867 PwmDacCh1 = _IQtoQ15(tetaeixos_ref);
1868 PwmDacCh2 = _IQtoQ15(medicao_a);
1869 PwmDacCh3 = _IQtoQ15(volt1.VphaseA);
1870 PwmDacCh4 = _IQtoQ15(svggen_dq1.Ta);
1871
1872 // -----
1873 // Indicação das variáveis a ser exibidas nos gráficos da interface Debug.
1874 // -----

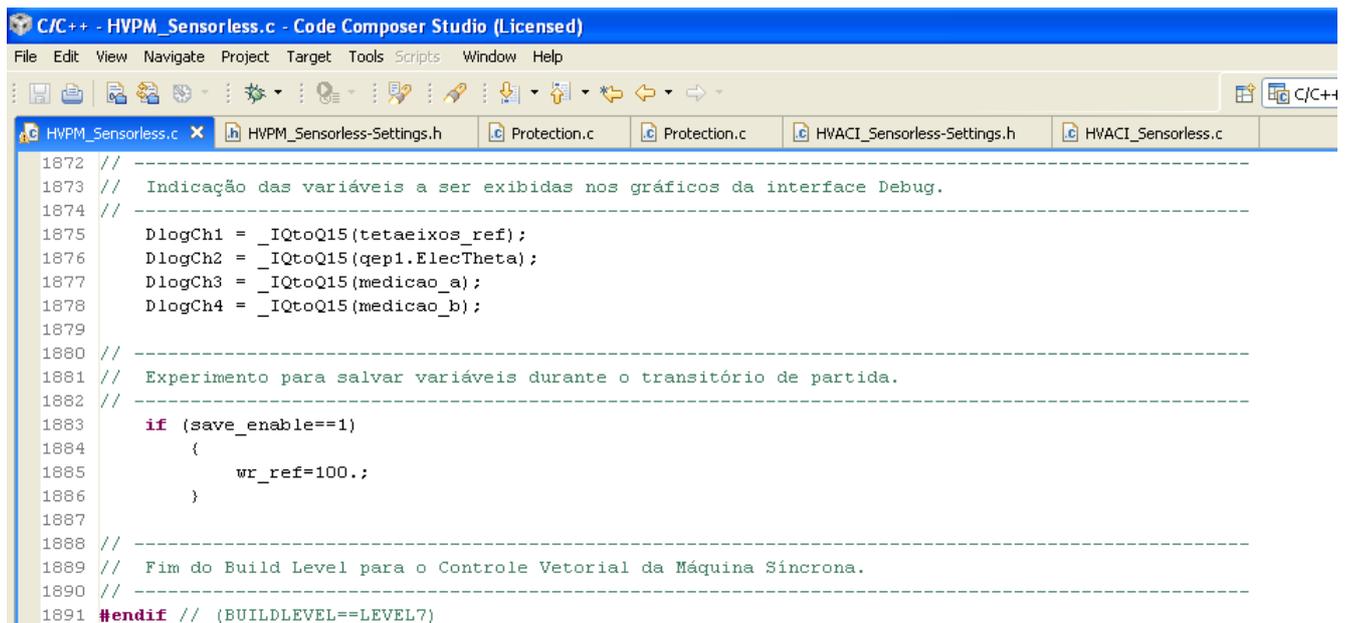
```

Figura 30 - Linhas de comando da implementação (parte 6).

O cálculo dos ciclos de trabalho é obtido segundo o demonstrado no apêndice C. No entanto, vale ressaltar que durante toda a modelagem foram considerados os cálculos como referência a razão de trabalho da chave superior de cada braço, com a chave inferior do braço sendo o estado complementar. O kit, não obstante, utiliza-se de um referencial diferente, obtido através da razão de trabalho da chave inferior. Por isso, nas linhas de comando 1852, 1853 e 1854, a razão de trabalho das chaves inferiores são calculadas baseadas nas superiores do PWM Regular Trifásico Simétrico, já que o *Code Composer* aplica esse referencial para as chaves de baixo. Dessa forma, por exemplo, se para a chave de cima é necessário um ciclo de trabalho de $2/3$, isso significa que ela deverá ficar fechada durante $2/3$ do tempo, ficando a chave de baixo, nesse tempo, aberta. Portanto, o tempo da chave de baixo fechada será o complementar, resultando nas expressões implementadas na Figura 30.

As linhas de comando 1859, 1860 e 1861 são as linhas utilizadas para fazer a aplicação no hardware dos ciclos de trabalho calculados para as chaves. Assim, completa-se o controle do motor.

As linhas de comando finais são utilizadas para poder visualizar até quatro variáveis ou pelo osciloscópio, através do conversor digital analógico, que recebe as informações conforme a Figura 30, ou pelas propriedades gráficas da própria interface de controle do Code Composer, a partir dos comandos observados na Figura 31.



```

1872 // -----
1873 //  Indicação das variáveis a ser exibidas nos gráficos da interface Debug.
1874 // -----
1875     DlogCh1 = _IQtoQ15(tetaeixos_ref);
1876     DlogCh2 = _IQtoQ15(qep1.ElecTheta);
1877     DlogCh3 = _IQtoQ15(medicao_a);
1878     DlogCh4 = _IQtoQ15(medicao_b);
1879
1880 // -----
1881 //  Experimento para salvar variáveis durante o transitório de partida.
1882 // -----
1883     if (save_enable==1)
1884     {
1885         wr_ref=100.;
1886     }
1887
1888 // -----
1889 //  Fim do Build Level para o Controle Vetorial da Máquina Síncrona.
1890 // -----
1891 #endif // (BUILDLEVEL==LEVEL7)

```

Figura 31 - Linhas de comando da implementação (parte 7).

A última parte do código representa apenas o teste experimental. A variável `save_enable` é utilizada para habilitar a rotina para salvar pontos, a qual está apresentada na Figura 32. Isto posto, quando se estabelece o estado 1 nessa variável, ela estabelece a velocidade de referência como 100 rad/s. Como anteriormente o motor estava parado, foram salvos os pontos durante o transitório de partida da máquina, os quais podem ser então exportados para a visualização através do MATLAB.

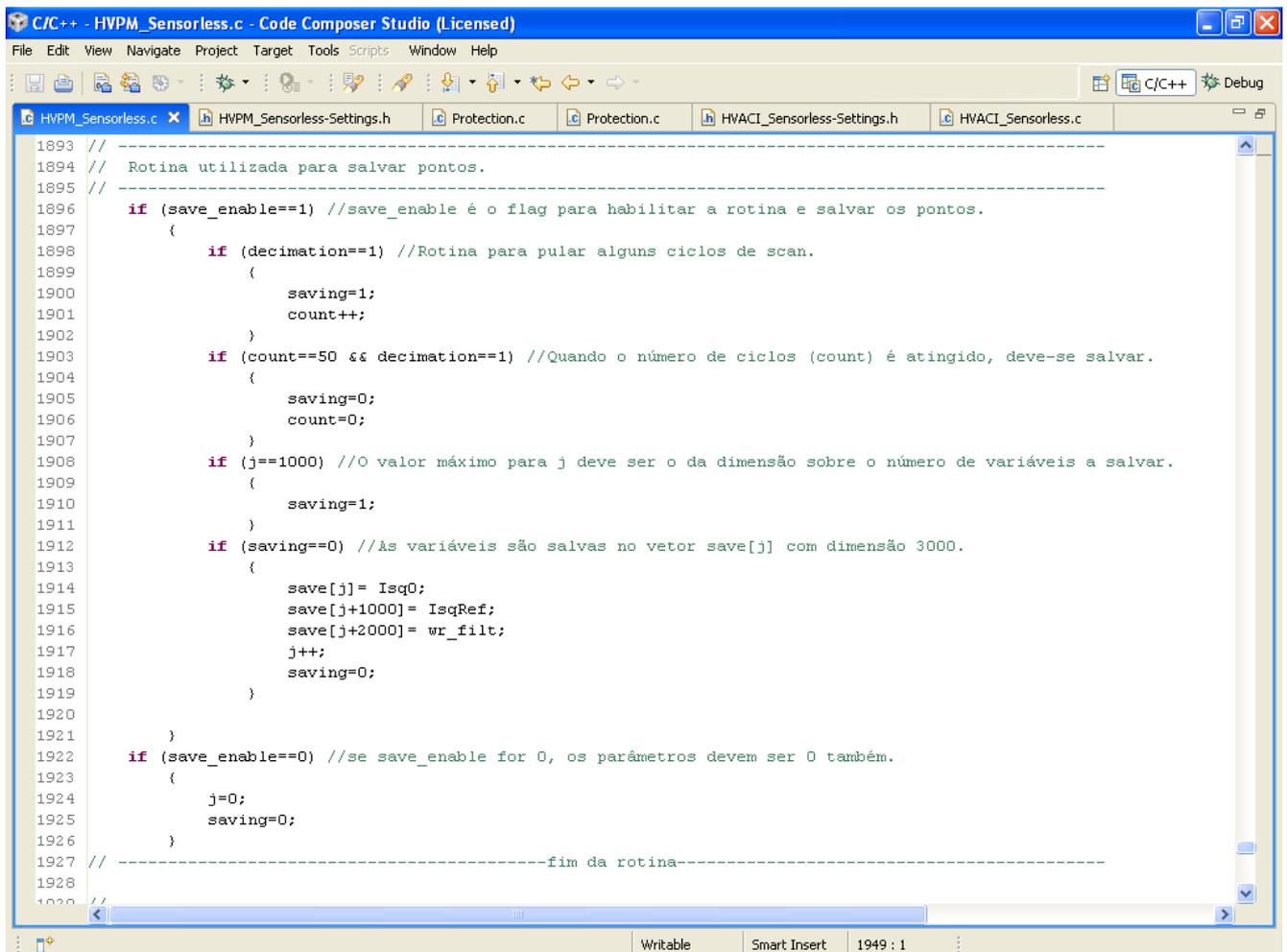
A rotina utilizada para salvar pontos, na Figura 32, se baseia da seguinte forma: quando a variável `save_enable` for habilitada, inicia-se o processo de salvar os pontos. No entanto, existe uma limitação de memória e apenas 3000 pontos podem ser salvos no vetor. Desse modo, como exemplo, salvou-se três variáveis, cada uma ocupando 1000 pontos do vetor.

No entanto, como a frequência do ciclo de *scan* ou de amostragem (é o ciclo da realização de todas as etapas da linha de comando) é de 10 kHz, salvar os pontos dos ciclos seguidos pode suprimir alguma informação sobre o comportamento, já que 1000 pontos multiplicado por período (que é o inverso de 10kHz, ou seja, 0,1 ms) representa plotar apenas 0,1 segundo do sinal. Por isso, a

variável “*count*” tem a função de contar alguns ciclos antes de salvar os pontos. Por conseguinte, o tempo correspondente ao fundo de escala do gráfico (T_{total}) é dado pelo produto entre o período de amostragem, pelo número de contagens (*count*) antes de salvar os pontos e pelo número total de pontos salvos para cada variável representa o tempo necessário para salvar os pontos. Em equação,

$$T_{total} = T_{amostragem} \times count \times N_{pontos \text{ por variável}} \quad (5.1)$$

Desse modo, com um *count* de 50, obtendo 1000 pontos por variável, o tempo de amostragem passa a ser de 5 segundos, o que apresenta uma visualização melhor do comportamento.



```

1893 //
1894 // Rotina utilizada para salvar pontos.
1895 //
1896 if (save_enable==1) //save_enable é o flag para habilitar a rotina e salvar os pontos.
1897 {
1898     if (decimation==1) //Rotina para pular alguns ciclos de scan.
1899     {
1900         saving=1;
1901         count++;
1902     }
1903     if (count==50 && decimation==1) //Quando o número de ciclos (count) é atingido, deve-se salvar.
1904     {
1905         saving=0;
1906         count=0;
1907     }
1908     if (j==1000) //O valor máximo para j deve ser o da dimensão sobre o número de variáveis a salvar.
1909     {
1910         saving=1;
1911     }
1912     if (saving==0) //As variáveis são salvas no vetor save[j] com dimensão 3000.
1913     {
1914         save[j] = Isq0;
1915         save[j+1000] = IsqRef;
1916         save[j+2000] = wr_filt;
1917         j++;
1918         saving=0;
1919     }
1920 }
1921 }
1922 if (save_enable==0) //se save_enable for 0, os parâmetros devem ser 0 também.
1923 {
1924     j=0;
1925     saving=0;
1926 }
1927 // -----fim da rotina-----
1928 //
1929 //

```

Figura 32 - Rotina utilizada para salvar pontos de determinadas variáveis.

No caso realizado, as variáveis salvas foram as três variáveis controladas e suas respectivas referências: a velocidade e as componentes da corrente no eixo direto e em quadratura. Plotando os resultados no MATLAB, foram obtidos os três gráficos das Figuras 33 a 35. A tensão de alimentação do barramento foi de 50 V. A partir do gráfico da velocidade, na Figura 33, percebe-se de imediato

que, no tempo simulado, a dinâmica da velocidade não se encerrou, resultando no erro nulo. Há uma variação da velocidade medida em relação à velocidade de referência.

No entanto, analisando-se a curva das correntes, nas Figuras 34 e 35, vê-se que a curva da componente em quadratura, a qual é a responsável por controlar o conjugado eletromagnético, além de, por algum motivo, manter-se a maior parte do tempo em torno do valor de saturação, possui considerável ruído, o qual pode ser devido a um erro na medição ou uma perturbação que não foi considerada no controle. A componente da corrente no eixo direto, da mesma forma, oscilou consideravelmente.

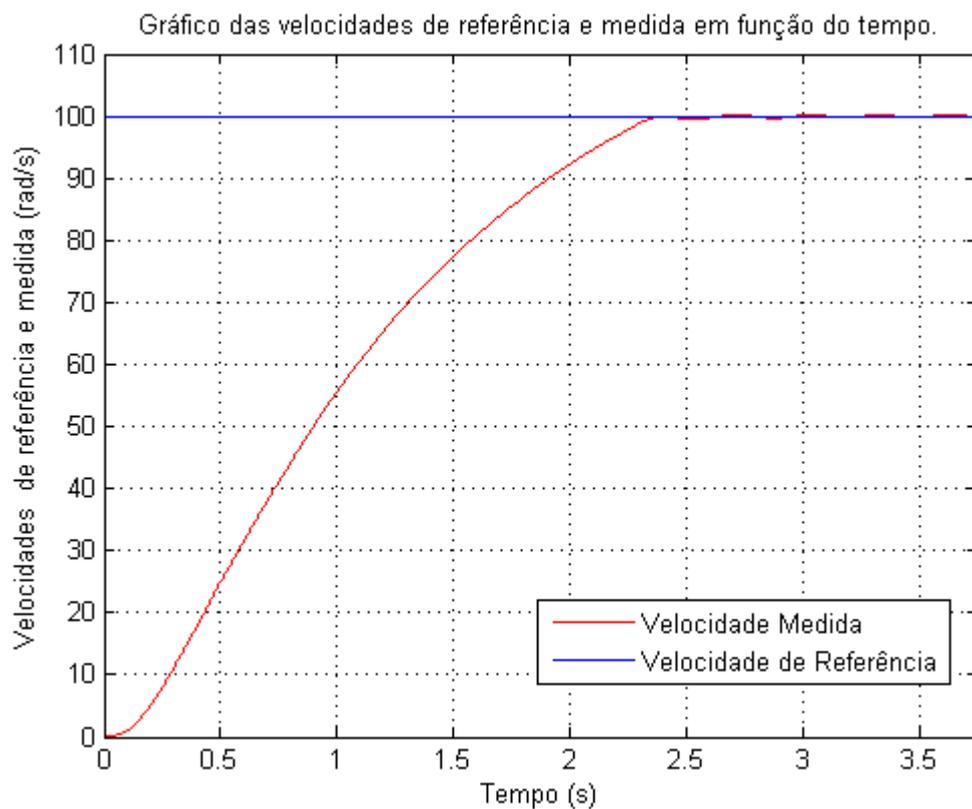


Figura 33 - Gráfico da velocidade obtido experimentalmente.

Uma observação é que a saturação da corrente foi de 1,5 A. No entanto, alguns pontos na medição da corrente representaram um valor mais elevado, devido algum erro de medição, por exemplo, que levou ao ponto ser superior ao estabelecido. Todavia, a corrente máxima suportável da máquina, conforme os dados de placa, é de 2,7 A. Esse valor foi escolhido para limitar tanto a componente em quadratura, quanto a componente de eixo direto. Logo, mesmo que ambas as componentes saturassem, o valor da corrente próximo a 2,2 A, deixando uma margem de proteção. Além disso, com o uso da função *Protection*, se houvesse ocorrido mais de 20 pontos acima do valor permitido de 2 A, o sistema todo pararia.

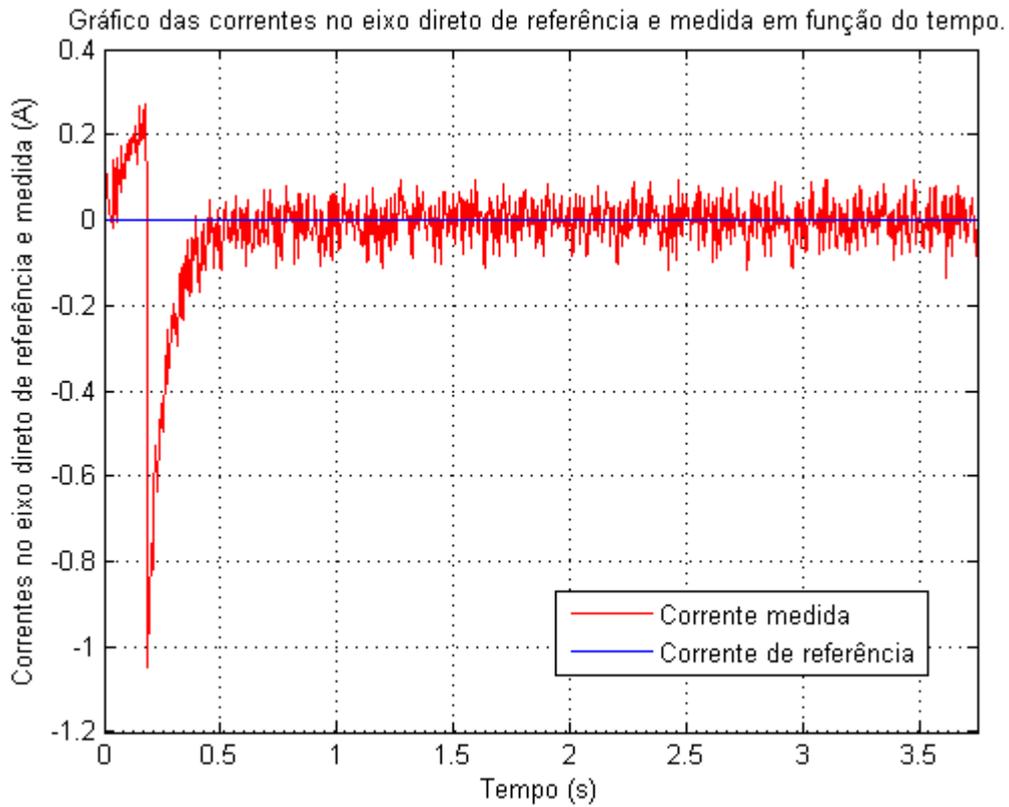


Figura 34 - Gráfico da componente da corrente no eixo direto obtido experimentalmente.

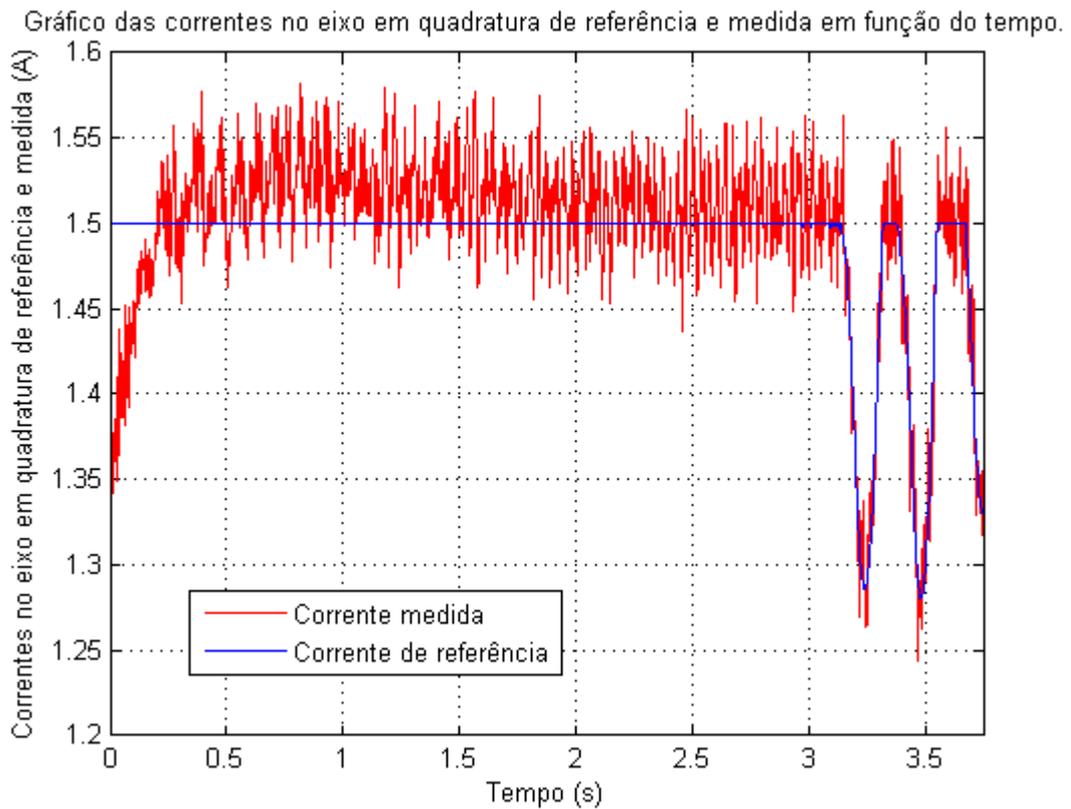


Figura 35 - Gráfico da componente da corrente no eixo em quadratura obtido experimentalmente.

Para uma melhor comparação entre os resultados obtidos na simulação e na prática, eles podem ser visualizados em um mesmo gráfico, de acordo com as Figuras 36 a 38. As curvas da velocidade, para ambos os casos, mostraram-se bem similares, na Figura 36. No entanto, percebe-se que a curva obtida através do experimento sofreu mais oscilações. A componente da corrente de eixo direto, na Figura 27, comportou-se próxima da referência estabelecida de 0 A, mas mesmo assim oscilando bastante. Já a grande diferença pode ser visualizada na componente em quadratura. Quando a velocidade se aproxima da referência, o conjugado se reduz e essa componente, por consequência, deveria também se reduzir. Entretanto, devido algum motivo, a corrente medida continuou com um valor mais elevado, em decorrência da necessidade de um torque maior, conforme a Figura 38.

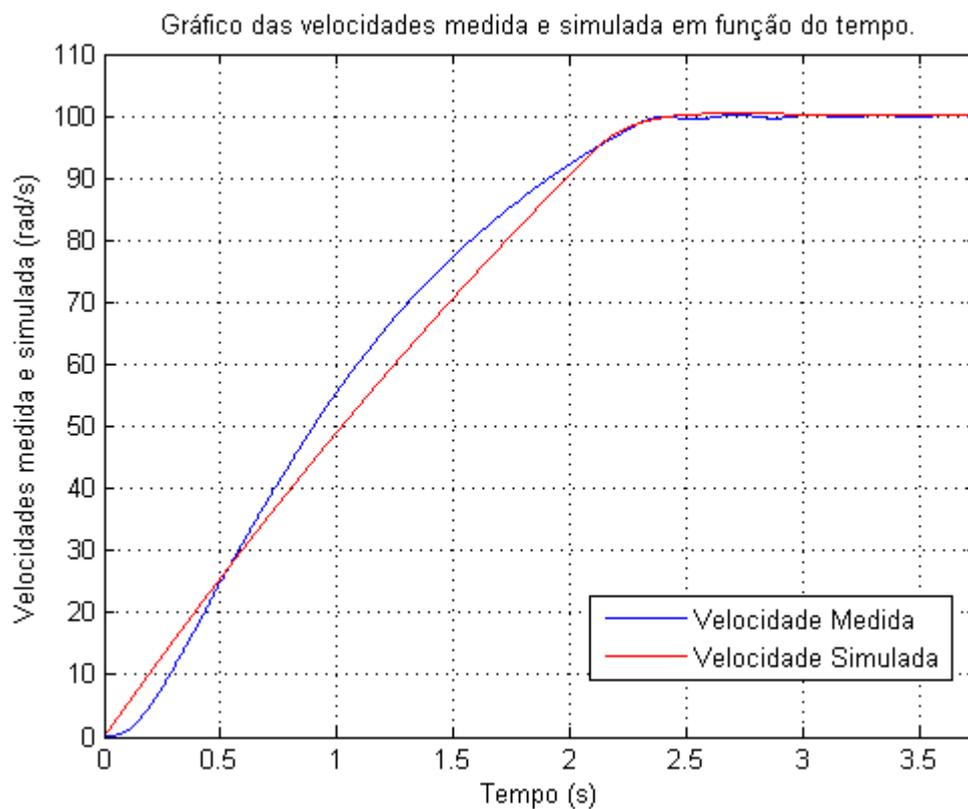


Figura 36 - Gráfico comparativo da velocidade na simulação e na prática.

Além de possível erro de medição, a oscilação na componente em quadratura pode ter ocorrido também por algum erro na transição da posição do valor máximo para o mínimo, o que resultaria em erro na velocidade. Portanto, um aprofundamento no estudo do caso seria necessário para analisar a causa do fenômeno. Contudo, em relação ao controle empregado, percebe-se que a grandeza medida se comportou sempre próxima à grandeza de referência, mesmo na componente em quadratura, na Figura 35. No entanto, a simulação e o experimento divergiram no quesito de quando a velocidade se aproxima da referência, já que o conjugado, no experimento, permaneceu exigindo uma corrente maior.

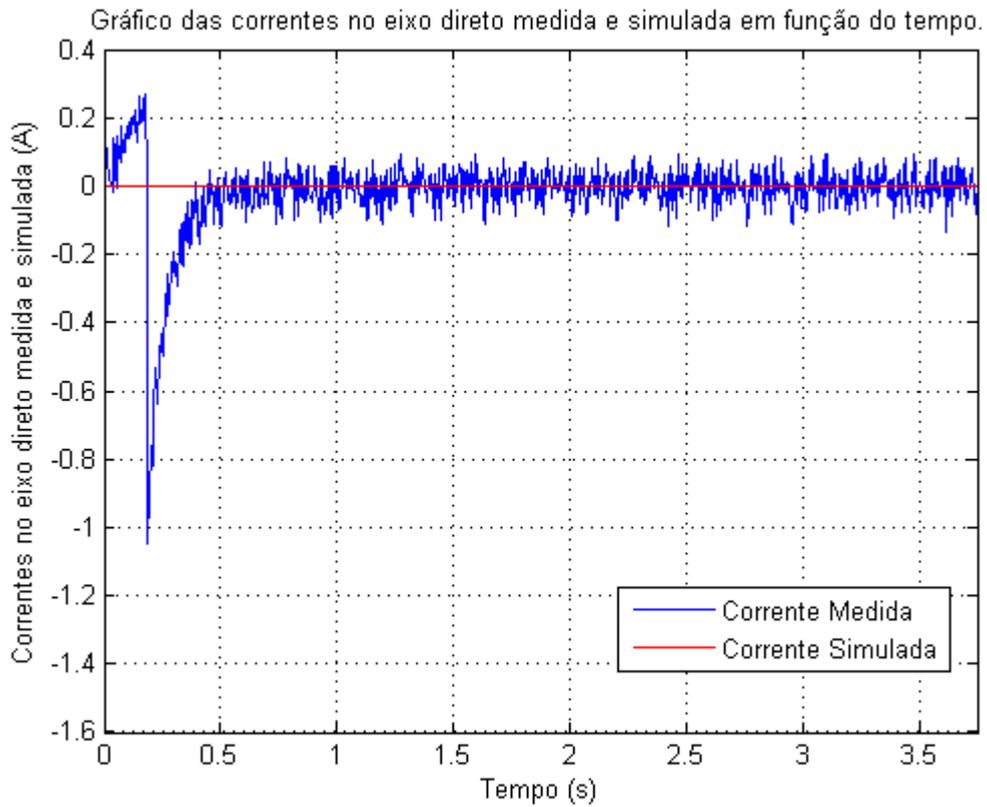


Figura 37 - Gráfico comparativo da corrente no eixo direto na simulação e na prática.

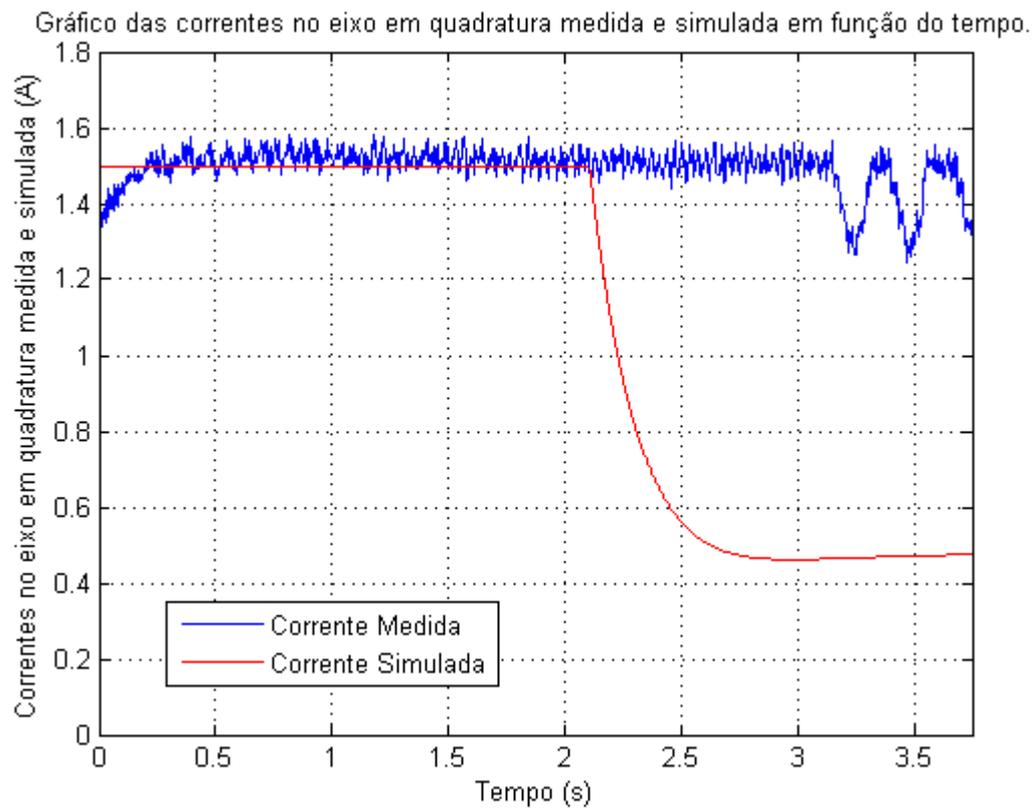


Figura 38 - Gráfico da corrente no eixo em quadratura na simulação e na prática.

6. CONCLUSÕES

O controle vetorial apresentado, tanto no âmbito da simulação, quanto da prática, apresentou-se como um método extremamente preciso e eficiente. Mesmo com dinâmicas bem distintas entre corrente e velocidade, vê-se que, em ambas, a convergência observada foi alta. Todavia, um importante fato analisado foi a divergência da simulação e da prática em relação à componente em quadratura da corrente do estator. O esperado, conforme visto na simulação, era que, após a velocidade se aproximar da referência, o conjugado eletromagnético necessário se reduzisse e, em consequência, que a corrente necessária fosse menor. Mas, na prática, essa situação não foi verificada. Durante quase todo o tempo analisado, a corrente manteve-se no valor de saturação. Assim, desse fato, surge a possibilidade de um trabalho futuro para investigar a causa do comportamento inesperado da corrente durante a realização desta atividade.

Ademais, o desenvolvimento do trabalho foi de suma importância para a realização do estudo do funcionamento do kit da *Texas Instruments*. Com isso, o material obtido constitui de uma ferramenta interessante para a utilização do Kit para outras atividades, possibilitando a realização de outros trabalhos futuros, como o uso de outra forma de controle para acionar a máquina, além do controle vetorial empregado. Essas possibilidades, não obstante, consideram apenas o acionamento da máquina síncrona a ímã permanente como um motor a vazio, apenas com o momento de inércia e o atrito do conjunto. Logo, pode-se também utilizar dois inversores, para cada um acionar uma máquina diferente, e, desse modo, realizar-se o controle de uma máquina como motor, enquanto a outra, acionada como gerador, emula uma carga industrial qualquer.

A partir deste trabalho, uma variedade de possíveis evoluções poderá ser realizada. Isso representa que o objetivo de fornecer uma plataforma experimental flexível foi alcançado, já que foi obtido um material moldável à necessidade do usuário. Portanto, diversas atividades podem ser planejadas para serem utilizadas e desenvolvidas na disciplina de Acionamentos Elétricos, oferecida pelo DEE para os alunos de graduação em Engenharia Elétrica e Engenharia de Controle e Automação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Leopoldo, *Produção industrial puxa crescimento do Nordeste, diz BC.*, Estadão, São Paulo, 08/05/2014. Disponível em: <http://economia.estadao.com.br/noticias/geral/producao-industrial-puxa-crescimento-do-nordeste-diz-bc,184219e>. Acesso em 30/07/2014.
- [2] C. Guibu, *Crescimento de oferta de empregos leva complexo industrial de PE a repatriar decasséguis*, UOL Notícias, Recife, 03/02/2011. Disponível em: <http://economia.uol.com.br/ultimas-noticias/redacao/2011/02/03/crescimento-de-oferta-de-empregos-leva-complexo-industrial-de-pe-a-repatriar-dekasseguis.jhtm>. Acesso em 30/07/2014.
- [3] A. Marcondes, *Porto de Suape deve crescer 9,5% ao ano até 2031*, Carta Capital, Fortaleza, 28/01/2014. Disponível em: <http://www.cartacapital.com.br/politica/porto-de-suape-deve-crescer-9-5-ao-ano-ate-2031-9165.html>. Acesso em 30/07/2014.
- [4] A. B. Moreira, V. S. C. Teixeira, R. S. T. Pontes, D. N. Oliveira, V. P. B. Aguiar, *Eficiência Energética em Sistemas de Ventilação Axial*, III Congresso Brasileiro de Eficiência Energética - CBEE, 2009.
- [5] C. R. S. Júnior, R. S. T. Pontes, A. B. Moreira, F. A. Guimarães, V. P. B. Aguiar, *Operação de Sistemas de Bombeamento Visando a Eficiência Energética.*, II CBEE - Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, 2007.
- [6] V. P. B. Aguiar, R. S. T. Pontes, A. B. Moreira, C. R. S. Júnior, *Simulação do Potencial de Eficiência Energética em um Sistema de Ar Comprimido com Acionamento a Velocidade Variável*, II CBEE - Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, 2007.
- [7] B. Akin and M. Bhardwaj, *Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors*, Texas Instruments, C2000 Systems and Applications Team.
- [8] T. A. Lipo and D. W. Novotny, *Dynamics and Control of Induction Motor Drives*, Oxford: Clarendon Press, 1996.
- [9] S. A. Nasar and I. Boldea, *Electric Drives*, Taylor & Francis, CRC Press, 2nd, 2006.
- [10] N. Mohan et al, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Wiley, 3ed, 2002.
- [11] E. M. Fernandes, *Estimação de posição e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente*, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, 2006.
- [12] A. E. Fitzgerald et al, *Máquinas Elétricas com introdução à Eletrônica de Potência*, Bookman, 6ed, 2006.
- [13] G. Iezzi, *Fundamentos de Matemática Elementar – Trigonometria*, Atual, Vol. 3, 9ed, 2013.

- [14] F. Bradaschia, *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*, Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, 2012.
- [15] P. F. Seixas, *Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée*, Tese de Doutorado, Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications de Toulouse, 1988
- [16] R. N. C. Alves, *Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos*, Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, 1998.

APÊNDICE A – MODELAGEM DAS MÁQUINAS SÍNCRONAS

As máquinas síncronas de polos salientes não possuem uma distribuição do fluxo simétrica. Como o entreferro não é uniforme, conforme pode se verificar na Figura 39, as indutâncias próprias e mútuas do estator variam com a posição do rotor. A indutância pulsa cada vez que o rotor passa da posição de um polo para a do seguinte. Dessa forma, desprezando as componentes de ordem mais alta, a indutância própria da fase possuirá, em adição à indutância de dispersão, uma componente constante e uma componente de segundo harmônico, obedecendo a seguinte equação [8]:

$$L_{as,as} = L_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos 2\theta_r, \quad (\text{A.1})$$

em que $L_{as,as}$ é a indutância (em H) própria da fase a , L_{ls} é a indutância de dispersão, L_{0s} é a componente constante, L_{2s} é a componente de segundo harmônico e θ_r é uma posição angular ao redor do entreferro, a partir do eixo magnético da fase a em radianos elétricos, com:

$$L_{0s} = \mu_0 r l N^2 \left(\frac{\pi}{8} \right) \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (\text{A.2})$$

e

$$L_{2s} = \mu_0 r l N^2 \left(\frac{\pi}{8} \right) \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right). \quad (\text{A.3})$$

em que μ_0 é a permeabilidade absoluta no vácuo, r é o raio do rotor, l é o comprimento do rotor, N é o número de espiras e g_{min} e g_{max} são os comprimentos mínimo e máximo do entreferro.

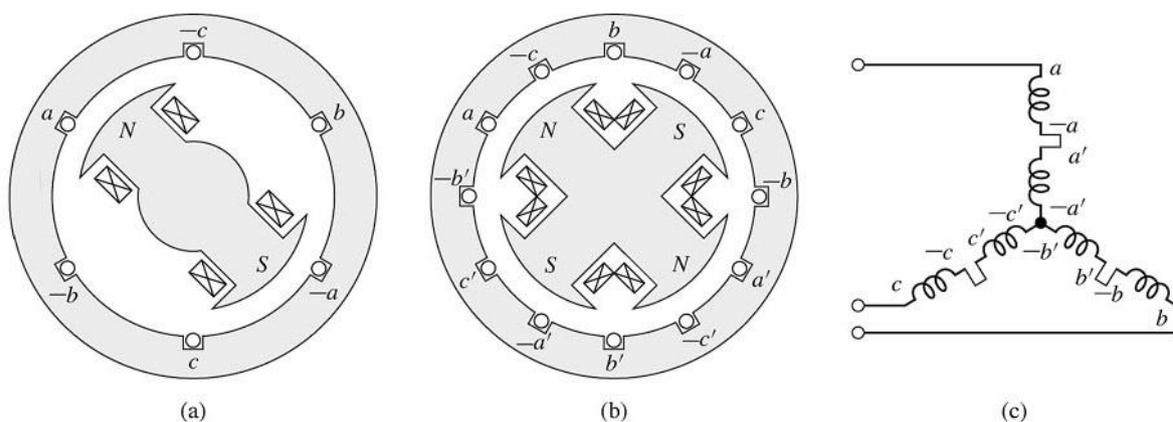


Figura 39 - Visão esquemática de uma máquina síncrona de polos salientes. À esquerda com dois, ao centro com quatro polos e as bobinas representadas concentradas [12].

Para as outras fases, a indutância é obtida de forma similar e, assim:

$$L_{bs,bs} = L_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos 2(\theta_r - 2\pi/3), \quad (\text{A.4})$$

$$L_{cs,cs} = L_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos 2(\theta_r + 2\pi/3). \quad (\text{A.5})$$

As indutâncias mútuas entre fases do estator são:

$$L_{as,bs} = L_{bs,as} = -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - 2\pi/3), \quad (\text{A.6})$$

$$L_{as,cs} = L_{cs,as} = -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + 2\pi/3), \quad (\text{A.7})$$

$$L_{bs,cs} = L_{cs,bs} = -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r). \quad (\text{A.8})$$

As indutâncias mútuas entre as fases do estator e o enrolamento de campo são:

$$L_{as,fd} = L_{fd,as} = L_{sfd} \cos(\theta_r), \quad (\text{A.9})$$

$$L_{bs,fd} = L_{fd,bs} = L_{sfd} \cos(\theta_r - 2\pi/3), \quad (\text{A.10})$$

$$L_{cs,fd} = L_{fd,cs} = L_{sfd} \cos(\theta_r + 2\pi/3), \quad (\text{A.11})$$

onde

$$L_{sfd} = \mu_0 r l N_s N_{fd} \left(\frac{\pi}{8}\right) \left(\frac{1}{g_{min}}\right). \quad (\text{A.12})$$

em que μ_0 é a permeabilidade absoluta no vácuo, r é o raio do rotor, l é com comprimento do rotor, N_s é o número de espiras do estator e N_{fd} do campo e g_{min} é o comprimento mínimo do entreferro.

A fim de modelar o efeito do enrolamento amortecedor, representam-se duas bobinas que produzem o seu campo magnético ao redor do entreferro: uma cujo eixo magnético está voltado para o eixo direto (ou seja, alinhada com o enrolamento de campo) e outra com eixo magnético voltado para o eixo em quadratura. As indutâncias mútuas entre as fases do estator e o enrolamento amortecedor na direção direta são:

$$L_{as,kd} = L_{kd,as} = L_{skd} \cos(\theta_r), \quad (\text{A.13})$$

$$L_{bs,kd} = L_{kd,bs} = L_{skd} \cos(\theta_r - 2\pi/3), \quad (\text{A.14})$$

$$L_{cs,kd} = L_{kd,cs} = L_{skd} \cos(\theta_r + 2\pi/3), \quad (\text{A.15})$$

onde

$$L_{skd} = \mu_0 r l N_s N_{kd} \left(\frac{\pi}{8}\right) \left(\frac{1}{g_{min}}\right). \quad (\text{A.16})$$

em que μ_0 é a permeabilidade absoluta no vácuo, r é o raio do rotor, l é com comprimento do rotor, N_s é o número de espiras do estator e N_{kd} do enrolamento amortecedor no eixo direto e g_{min} é o comprimento mínimo do entreferro.

E as indutâncias mútuas entre as fases do estator e os enrolamentos amortecedores na direção em quadratura são:

$$L_{as,kq} = L_{kq,as} = L_{skq} \cos(\theta_r), \quad (\text{A.17})$$

$$L_{bs,kq} = L_{kq,bs} = L_{skq} \cos(\theta_r - 2\pi/3), \quad (\text{A.18})$$

$$L_{cs,kq} = L_{kq,cs} = L_{skq} \cos(\theta_r + 2\pi/3), \quad (\text{A.19})$$

onde

$$L_{skq} = \mu_0 r l N_s N_{kq} \left(\frac{\pi}{8}\right) \left(\frac{1}{g_{max}}\right). \quad (\text{A.20})$$

em que μ_0 é a permeabilidade absoluta no vácuo, r é o raio do rotor, l é com comprimento do rotor, N_s é o número de espiras do estator e N_{kq} do enrolamento amortecedor no eixo em quadratura e g_{max} é o comprimento máximo do entreferro.

Todas essas indutâncias podem ser agregadas em uma matriz. Com isso, sabendo que p é o operador derivada em função do tempo, considerando-se alimentação a três fios sem a presença da componente homopolar e se adotando o referencial de motor, as três fases do estator são:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.21})$$

em que

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) & -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \\ -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - 2\pi/3) & L_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos 2(\theta_r - 2\pi/3) & -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + 2\pi/3) & -\frac{1}{2}L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & L_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos 2(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sfd} \cos(\theta_r) & L_{skd} \cos(\theta_r) & L_{skq} \cos(\theta_r) \\ L_{sfd} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & L_{skd} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & L_{skq} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ L_{sfd} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & L_{skd} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & L_{skq} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.22})$$

As tensões no enrolamento de campo e nos enrolamentos amortecedores no eixo direto e em quadratura são:

$$v_{fd} = r_{fd} i_{fd} + p \lambda_{fd}, \quad (\text{A.23})$$

$$v_{kd} = r_{kd} i_{kd} + p \lambda_{kd}, \quad (\text{A.24})$$

$$v_{kq} = r_{kq} i_{kq} + p \lambda_{kq}, \quad (\text{A.25})$$

em que

$$\lambda_{fd} = (L_{lfd} + L_{mfd}) i_{fd} + L_{lkd} i_{kd} + L_{sfd} [i_{as} \cos \theta_r + i_{bs} \cos(\theta_r - 2\pi/3) + i_{cs} \cos(\theta_r + 2\pi/3)], \quad (\text{A.26})$$

$$\lambda_{kd} = (L_{lkd} + L_{mkd}) i_{kd} + L_{fkd} i_{fd} + L_{skd} [i_{as} \cos \theta_r + i_{bs} \cos(\theta_r - 2\pi/3) + i_{cs} \cos(\theta_r + 2\pi/3)], \quad (\text{A.27})$$

$$\lambda_{kq} = (L_{lkq} + L_{mkq}) i_{kq} - L_{skq} [i_{as} \sin \theta_r + i_{bs} \sin(\theta_r - 2\pi/3) + i_{cs} \sin(\theta_r + 2\pi/3)]. \quad (\text{A.28})$$

Como essas equações diferenciais formam um sistema não linear complexo, faz-se necessário realizar operações para obter um modelo mais simples. Para isso, realiza-se a mudança de coordenadas para o referencial de Clarke e depois para o referencial orientado pelo rotor, ou seja, de Park. Após algumas manipulações e simplificações a partir da equação (A.22), obtém-se:

$$\lambda_{as} + \underline{a}\lambda_{bs} + \underline{a}^2\lambda_{cs} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{0s}\right) \left(i_{as} + \underline{a}i_{bs} + \underline{a}^2i_{cs}\right) - \frac{3}{2}L_{2s} \left(i_{as} + \underline{a}^2i_{bs} + \underline{a}i_{cs}\right) e^{j2\theta_r} + \frac{3}{2}L_{sfd}i_{fd}e^{j\theta_r} + \frac{3}{2}L_{skd}i_{kd}e^{j\theta_r} - \frac{3}{2}L_{skq}i_{kq}e^{j(\theta_r-\pi/2)}, \quad (\text{A.29})$$

em que \underline{a} é definido como $e^{j2\pi/3}$.

A partir das definições básicas de vetor complexo e seu conjugado, obtém-se, da equação (A.29):

$$\underline{\lambda}_{abc} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{0s}\right) \underline{i}_{abc} - \frac{3}{2}L_{2s} \underline{i}_{abc}^* e^{j2\theta_r} + \frac{3}{2}L_{sfd}i_{fd}e^{j\theta_r} + \frac{3}{2}L_{skd}i_{kd}e^{j\theta_r} - \frac{3}{2}L_{skq}i_{kq}e^{j(\theta_r-\pi/2)}. \quad (\text{A.30})$$

Além disso, a equação (A.21) fica da forma:

$$\underline{v}_{abc} = r_s \underline{i}_{abc} + p \underline{\lambda}_{abc}. \quad (\text{A.31})$$

Aplicando os conceitos dos vetores espaciais, com a referência no rotor (a partir das transformadas de Clarke e Park), obtêm-se, após algumas manipulações:

$$\underline{v}_{dqs} = r_s \underline{i}_{dqs} + p \underline{\lambda}_{dqs} + j\omega_r \underline{\lambda}_{dqs} \quad (\text{A.32})$$

e

$$\underline{\lambda}_{dqs} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{0s}\right) \underline{i}_{dqs} - \frac{3}{2}L_{2s} \underline{i}_{dqs}^* + L_{sfd}i_{fd} + L_{skd}i_{kd} + jL_{skq}i_{kq}. \quad (\text{A.33})$$

Definindo as indutâncias de eixo direto e quadratura como:

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_{0s} + L_{2s}) = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_{kd}} L_{skd}, \quad (\text{A.34})$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_{0s} - L_{2s}) = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_{kq}} L_{skq}; \quad (\text{A.35})$$

Definindo as correntes referidas ao estator como:

$$i'_{fd} = \frac{2}{3} i_{fd}, \quad (\text{A.36})$$

$$i'_{kd} = \frac{2}{3} i_{kd}, \quad (\text{A.37})$$

$$i'_{kq} = \frac{2}{3} i_{kq}; \quad (\text{A.38})$$

E substituindo as equações de (A.34) até (A.38), a equação (A.33) se torna:

$$\lambda_{dqs} = \left(L_{ls} + \frac{L_{md} + L_{mq}}{2} \right) \dot{i}_{dqs} - \left(\frac{L_{md} - L_{mq}}{2} \right) \dot{i}_{dqs}^* + \frac{2}{3} L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd}) + \frac{2}{3} j L_{mq} i'_{kq}, \quad (\text{A.39})$$

em que o apóstrofo indica que a grandeza está referida ao estator.

Repetindo esse procedimento para as equações (A.26), (A.27) e (A.28), obtêm-se:

$$\lambda_{fd} = (L_{lfd} + L_{mfd}) i_{fd} + L_{fkd} i_{kd} + \frac{3L_{sfd}}{4} (\dot{i}_{dqs} + \dot{i}_{dqs}^*), \quad (\text{A.40})$$

$$\lambda_{kd} = (L_{lkd} + L_{mkd}) i_{kd} + L_{fkd} i_{fd} + \frac{3L_{skd}}{4} (\dot{i}_{dqs} + \dot{i}_{dqs}^*), \quad (\text{A.41})$$

$$\lambda_{kq} = (L_{lkq} + L_{mkq}) i_{kq} - j \frac{3L_{skq}}{4} (\dot{i}_{dqs} - \dot{i}_{dqs}^*). \quad (\text{A.42})$$

Estas equações podem ser referidas para o estator, da seguinte forma:

$$\lambda'_{fd} = L'_{lfd} i'_{fd} + L_{md} \left[i'_{fd} + i'_{kd} + \frac{1}{2} (\dot{i}_{dqs} + \dot{i}_{dqs}^*) \right], \quad (\text{A.43})$$

$$\lambda'_{kd} = L'_{lkd} i'_{kd} + L_{md} \left[i'_{kd} + i'_{fd} + \frac{1}{2} (\dot{i}_{dqs} + \dot{i}_{dqs}^*) \right], \quad (\text{A.44})$$

$$\lambda'_{kq} = L'_{lkq} i'_{kq} + L_{mq} \left[i'_{kq} - j \frac{1}{2} (\dot{i}_{dqs} - \dot{i}_{dqs}^*) \right]. \quad (\text{A.45})$$

Assim, com o referencial dos vetores espaciais adotado no rotor e com as grandezas referidas ao estator, o seguinte sistema escalar é obtido como a modelagem da máquina síncrona de polos salientes:

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + p \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r, \quad (\text{A.46})$$

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + p \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r, \quad (\text{A.47})$$

$$v'_{fd} = r'_{fd} i'_{fd} + p \lambda'_{fd}, \quad (\text{A.48})$$

$$v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + p \lambda'_{kd}, \quad (\text{A.49})$$

$$v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + p \lambda'_{kq}, \quad (\text{A.50})$$

$$\lambda_{ds}^r = L_{ls} i_{ds}^r + L_{md} (i_{ds}^r + i'_{fd} + i'_{kd}), \quad (\text{A.51})$$

$$\lambda_{qs}^r = L_{ls} i_{qs}^r + L_{mq} (i_{qs}^r + i'_{kq}), \quad (\text{A.52})$$

$$\lambda'_{fd} = L'_{lfd} i'_{fd} + L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd} + i_{ds}^r), \quad (\text{A.53})$$

$$\lambda'_{kd} = L'_{lkd} i'_{kd} + L_{md} (i'_{kd} + i'_{fd} + i_{ds}^r), \quad (\text{A.54})$$

$$\lambda'_{kq} = L'_{lkq} i'_{kq} + L_{mq} (i'_{kq} + i_{qs}^r). \quad (\text{A.55})$$

O sobrescrito r indica explicitamente o uso do referencial fixo no rotor e o sobrescrito $'$ indica a referência ao número de espiras do estator da máquina. Além disso, a potência de alimentação da máquina e o conjugado de saída podem ser obtidos através de:

$$P_e = \frac{3}{2} [v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{fd}' i_{fd}'], \quad (\text{A.56})$$

$$T_e = \frac{3P}{2} [\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r]. \quad (\text{A.57})$$

Como é comum se assumir que os enrolamentos amortecedores são curto-circuitados (similar a um motor de indução de gaiola de esquilo), as tensões aplicadas são nulas e o conjugado pode ser escrito como:

$$T_e = \frac{3P}{2} [(L_{ds} - L_{qs}) i_{qs}^r i_{ds}^r + L_{md} i_{fd}' i_{qs}^r + L_{md} i_{kd}' i_{qs}^r - L_{mq} i_{kq}' i_{ds}^r]. \quad (\text{A.58})$$

Máquina Síncrona a Ímã Permanente

A máquina síncrona a ímã permanente é um caso particular do caso de polos salientes, em que as bobinas do rotor são substituídas pelo ímã permanente. Dessa forma, o ímã permanente é simplesmente equivalente a um fluxo de campo constante. Assim, define-se:

$$\Lambda_{mf}' = L_{md}' i_{fd}', \quad (\text{A.59})$$

em que Λ_{mf}' é o fluxo do rotor.

Portanto, a modelagem da máquina síncrona a ímã permanente, em $(d-q)$ é:

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + p \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r, \quad (\text{A.60})$$

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + p \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r, \quad (\text{A.61})$$

$$v_{kd}' = r_{kd}' i_{kd}' + p \lambda_{kd}', \quad (\text{A.62})$$

$$v_{kq}' = r_{kq}' i_{kq}' + p \lambda_{kq}', \quad (\text{A.63})$$

$$\lambda_{ds}^r = L_{ls} i_{ds}^r + L_{md} (i_{ds}^r + i_{kd}') + \Lambda_{mf}', \quad (\text{A.64})$$

$$\lambda_{qs}^r = L_{ls} i_{qs}^r + L_{mq} (i_{qs}^r + i_{kq}'), \quad (\text{A.65})$$

$$\lambda_{kd}' = L_{lkd}' i_{kd}' + L_{md} (i_{kd}' + i_{ds}^r) + \Lambda_{mf}', \quad (\text{A.66})$$

$$\lambda_{kq}' = L_{lkq}' i_{kq}' + L_{mq} (i_{kq}' + i_{qs}^r). \quad (\text{A.67})$$

APÊNDICE B – TRANSFORMAÇÕES DE CLARKE E PARK

A transformação de Clarke é a transformação do sistema trifásico dependente do tempo e do espaço para um sistema de duas coordenadas dependentes do tempo e do espaço. Também é conhecida como transformada (a,b,c) - (α,β) . É modelada da seguinte forma [8]:

Sejam as grandezas de fase de um sistema trifásico. Para exemplificar, considerem-se correntes trifásicas equilibradas:

$$i_a = I \cos(\omega t), \quad (\text{B.1})$$

$$i_b = I \cos(\omega t - 120^\circ), \quad (\text{B.2})$$

$$i_c = I \cos(\omega t + 120^\circ). \quad (\text{B.3})$$

Por definição, pelo uso dos vetores espaciais obtém-se:

$$\vec{i} \equiv k(i_a + i_b e^{j120^\circ} + i_c e^{-j120^\circ}). \quad (\text{B.4})$$

Substituindo as equações (B.1), (B.2) e (B.3) na (B.4), obtém-se:

$$\vec{i} = k\{I \cos(\omega t) + I \cos(\omega t - 120^\circ) [\cos(120^\circ) + j \operatorname{sen}(120^\circ)] + I \cos(\omega t + 120^\circ) [\cos(-120^\circ) + j \operatorname{sen}(-120^\circ)]\}. \quad (\text{B.5})$$

Reagrupando os termos:

$$\vec{i} = kI\{\cos(\omega t) + \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(120^\circ) + \cos(\omega t + 120^\circ) \cos(120^\circ) + j[\cos(\omega t - 120^\circ) \operatorname{sen}(120^\circ) + \cos(\omega t + 120^\circ) \operatorname{sen}(-120^\circ)]\}. \quad (\text{B.6})$$

Conhecidas as seguintes propriedades trigonométricas [13]:

$$\cos A \cos B = \frac{\cos(A+B) + \cos(A-B)}{2}, \quad (\text{B.7})$$

$$\operatorname{sen} A \cos B = \frac{\operatorname{sen}(A+B) + \operatorname{sen}(A-B)}{2}, \quad (\text{B.8})$$

obtém-se, então, para as relações da equação (B.6):

$$\cos(\omega t - 120^\circ) \cos(120^\circ) = \frac{\cos(\omega t) + \cos(\omega t + 120^\circ)}{2}, \quad (\text{B.9})$$

$$\cos(\omega t + 120^\circ) \cos(120^\circ) = \frac{\cos(\omega t - 120^\circ) + \cos(\omega t)}{2}, \quad (\text{B.10})$$

$$\cos(\omega t - 120^\circ) \operatorname{sen}(120^\circ) = \frac{\operatorname{sen}(\omega t) - \operatorname{sen}(\omega t - 240^\circ)}{2}, \quad (\text{B.11})$$

$$\cos(\omega t + 120^\circ) \operatorname{sen}(-120^\circ) = \frac{\operatorname{sen}(\omega t) - \operatorname{sen}(\omega t - 120^\circ)}{2}. \quad (\text{B.12})$$

Dessa forma, substituindo (B.9), (B.10), (B.11) e (B.12) em (B.6), obtém-se:

$$\vec{i} = kI \left\{ \cos(wt) + \frac{\cos(wt) + \cos(wt+120^\circ)}{2} + \frac{\cos(wt-120^\circ) + \cos(wt)}{2} + j \left[\frac{\sin(wt) - \sin(wt-240^\circ)}{2} + \frac{\sin(wt) - \sin(wt-120^\circ)}{2} \right] \right\}, \quad (\text{B.13})$$

$$\vec{i} = kI \left\{ \frac{3}{2} \cos(wt) + j \frac{3}{2} \sin(wt) \right\}, \quad (\text{B.14})$$

$$\vec{i} = \frac{3}{2} kI e^{j\omega t}. \quad (\text{B.15})$$

Portanto, utilizando-se $k = \frac{2}{3}$, obtém-se a transformação invariante em amplitude.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (\text{B.16})$$

Sendo as correntes trifásicas equilibradas, não existe componente homopolar e, dessa forma, a componente i_0 será nula.

A transformação de Park é utilizada para transformar um sistema de duas coordenadas dependentes do tempo e do espaço em um sistema de duas coordenadas dependentes apenas do espaço, ou seja, independente do tempo (em condições de operação equilibradas e não distorcidas). Essa transformação também é conhecida como transformação (α, β) - (d, q) [8].

Seja um vetor espacial qualquer \vec{X} . Ele pode ser definido através de seu módulo e sua posição angular no referencial alfa-beta.

$$\vec{X}_{\alpha\beta} = |\vec{X}| e^{j\theta_x}. \quad (\text{B.17})$$

No referencial dq , em que o eixo d encontra-se em uma posição angular arbitrária θ_{eixos} , esse mesmo vetor terá uma posição que depende da diferença efetiva entre a posição dele no referencial $\alpha\beta$ e a posição dos eixos. Dessa forma, obtém-se:

$$\vec{X}_{dq} = |\vec{X}| e^{j(\theta_x - \theta_{eixos})} = |\vec{X}| e^{j\theta_x} e^{-j\theta_{eixos}}. \quad (\text{B.18})$$

Substituindo (B.17) em (B.18):

$$\vec{X}_{dq} = \vec{X}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_{eixos}}. \quad (\text{B.19})$$

Como os vetores são compostos por duas coordenadas, pode-se separá-lo nas componentes dos respectivos eixos, obtendo-se:

$$X_d + jX_q = (X_\alpha + jX_\beta)[\cos(-\theta_{eixos}) + j\text{sen}(-\theta_{eixos})], \quad (\text{B.20})$$

$$X_d + jX_q = (X_\alpha + jX_\beta)[\cos(\theta_{eixos}) - j\text{sen}(\theta_{eixos})] = X_\alpha \cos(\theta_{eixos}) + X_\beta \text{sen}(\theta_{eixos}) + j[-X_\alpha \text{sen}(\theta_{eixos}) + X_\beta \cos(\theta_{eixos})], \quad (\text{B.21})$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{eixos}) & \text{sen}(\theta_{eixos}) \\ -\text{sen}(\theta_{eixos}) & \cos(\theta_{eixos}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{B.22})$$

Com isso, se $\theta_{eixos} = \omega_{eixos}t$, as componentes em d e q do vetor corrente exemplificado em (B.15) tornam-se constantes em relação ao tempo.

APÊNDICE C – MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Um inversor monofásico ou trifásico é regulável implicitamente em uma variável qualquer (tensão ou corrente) por meio da variação das seqüências temporais das chaves que o compõem e que permitem a transferência de energia de uma fonte para uma determinada carga. Portanto, o inversor, a partir de uma tensão CC fixa, pode controlar o valor médio a cada período de chaveamento da magnitude da tensão/corrente de saída apenas variando os estados das chaves que o compõem.

Considerando o esquema da Figura 40, onde se observa que, quando a chave S_1 está fechada, a tensão entre os pontos A e o é $\frac{V_{dc}}{2}$, e, quando a chave \bar{S}_1 está fechada, a tensão entre os pontos A e o é $-\frac{V_{dc}}{2}$. As duas chaves S_1 e \bar{S}_1 nunca poderão estar fechadas ao mesmo tempo sob o risco de causar um curto-circuito no capacitor do barramento CC. Instantaneamente, as tensões que podem ser geradas na saída do inversor são $\frac{V_{dc}}{2}$ e $-\frac{V_{dc}}{2}$ [10].

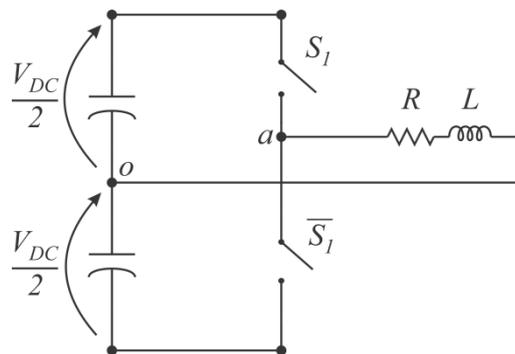


Figura 40 - Arranjo das chaves no inversor monofásico meia-ponte.

No entanto, variando as durações em que essas tensões são aplicadas na saída do inversor, pode-se alterar o valor médio da tensão de saída ou mesmo gerar componentes de tensão CA. Isso geralmente é feito comparando um sinal de controle (senoidal, por exemplo) com uma forma de onda triangular (com frequência muito maior que o sinal de controle). O resultado desta comparação é um padrão de pulsos como mostra a Figura 41.

Dessa forma, obtém-se a forma de onda desejada a partir da modulação da largura dos pulsos. Usando um filtro analógico neste padrão de pulsos que estará presente na saída do inversor, verifica-se que restará um sinal senoidal de tensão.

Para equacionar o comportamento das tensões de acordo com o chaveamento, inicialmente, analisa-se o inversor monofásico em ponte completa da Figura 42.

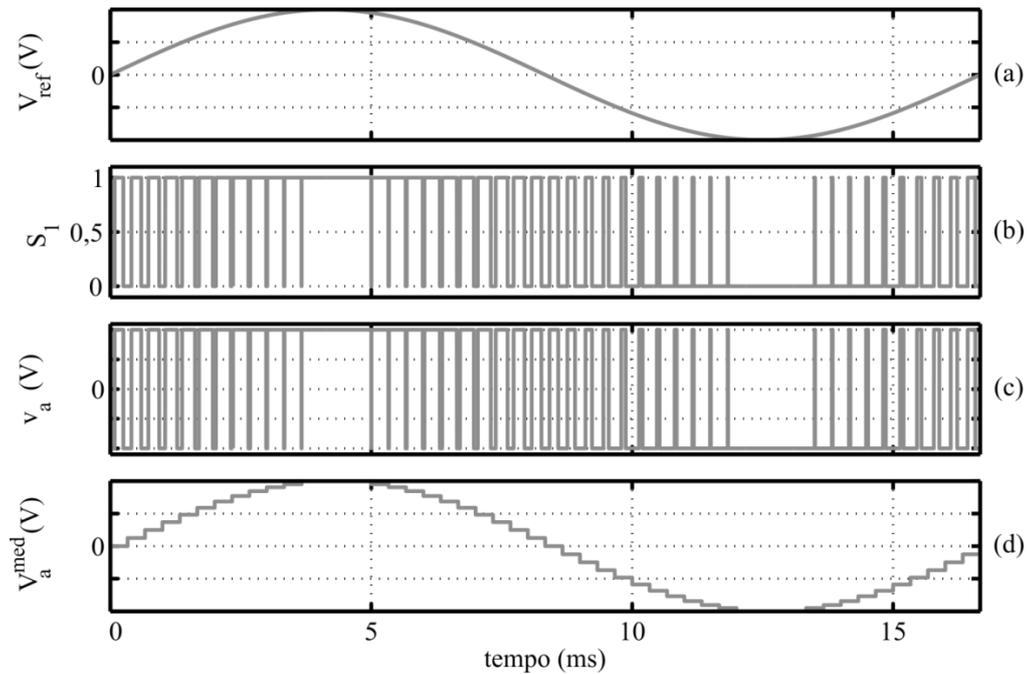


Figura 41 - Modulação por largura de pulso. Em (a) encontra-se a tensão de referência, em (b) o estado da chave, em (c) a tensão instantânea e em (d) a tensão média em cada período de chaveamento.

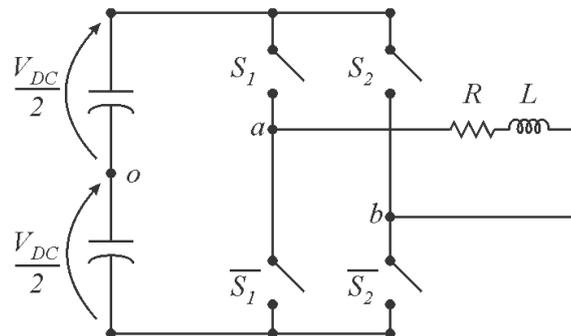


Figura 42 - Inversor monofásico em ponte completa modelado com chaves ideais.

O inversor é composto por quatro chaves, sendo o estado da chave de baixo sempre o complementar ao da chave de cima do mesmo braço para não ocorrer um curto-circuito no barramento. Em relação aos tempos de chaveamento de S_1 , obtém-se, tipicamente um gráfico, conforme a Figura 43.

Analisando os braços 1 e 2, se as chaves de cima estiverem no mesmo estado, a tensão do barramento não é aplicada na carga. Mas, sendo estados diferentes, duas situações podem ocorrer: com a chave S_1 fechada e a chave S_2 aberta, a tensão do barramento é aplicada diretamente na carga, sendo assim V_{DC} é aplicado. Na situação oposta, a chave S_1 aberta e a chave S_2 fechada, a tensão do barramento é aplicada no sentido contrário, sendo assim $-V_{DC}$ é aplicado.

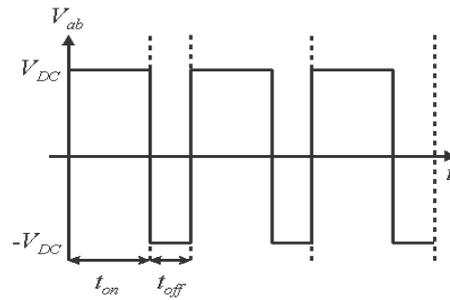


Figura 43 - Chaveamento típico de inversor monofásico.

Portanto, instantaneamente, a carga pode receber o valor positivo ou negativo da tensão do barramento. No entanto, aplicando cada estado durante um intervalo determinado de tempo, pode-se obter na carga uma tensão com um valor médio entre esses dois extremos. Assim, sendo $\overline{v_{ab}}$ o valor médio, em cada período de chaveamento, obtém-se:

$$\overline{v_{ab}} = \frac{V_{dc} \cdot t_{on} - V_{dc} \cdot (T - t_{on})}{T} = \frac{V_{dc}(2t_{on} - T)}{T} = V_{dc} \left(2 \frac{t_{on}}{T} - 1 \right). \quad (\text{C.1})$$

Definindo o ciclo de trabalho como a relação do tempo em que a chave permaneceu ligada pelo tempo total, a equação pode ser escrita como:

$$\overline{v_{ab}} = V_{dc}(2D - 1), \quad (\text{C.2})$$

onde

$$D = t_{on}/T. \quad (\text{C.3})$$

Uma estrutura polifásica de n-fases pode ser obtida empregando n braços no inversor da Figura 40. O caso de mais notado interesse é o caso trifásico. Todo o sistema de geração, distribuição e transmissão de energia presente no dia-a-dia é trifásico. Isso se dá porque o sistema trifásico consegue obter quase a totalidade das vantagens de um sistema polifásico adicionando apenas um ramo a mais em relação ao sistema monofásico. A estrutura trifásica é obtida através da adição de mais dois braços à estrutura da Figura 40, conforme a Figura 44 [10,14].

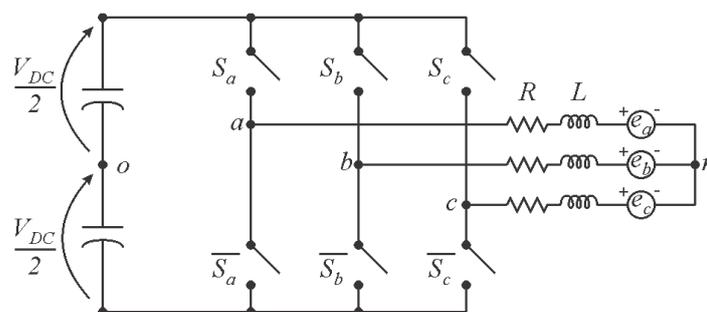


Figura 44 - Inversor trifásico modelado com chaves ideais.

Para o inversor trifásico, vê-se que possui seis chaves, sendo um conjunto de uma chave e a sua complementar para cada fase. Com o auxílio da Figura 44, pode-se obter as seguintes equações para as tensões nos terminais a , o e n .

$$v_{ao} = v_a - v_o, \quad (\text{C.4})$$

$$v_{an} = v_a - v_n, \quad (\text{C.5})$$

$$v_{on} = v_o - v_n = v_o - v_a + v_a - v_n = v_{an} + v_{oa}, \quad (\text{C.6})$$

$$v_{an} = v_{ao} + v_{on}. \quad (\text{C.7})$$

Utilizando o mesmo procedimento para as outras fases, obtém-se, matricialmente:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} + v_{on} \\ v_{bo} + v_{on} \\ v_{co} + v_{on} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.8})$$

Considerando que o sistema é trifásico equilibrado:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0. \quad (\text{C.9})$$

Substituindo as equações (C.8) em (C.9), obtém-se:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0, \quad (\text{C.10})$$

$$v_{on} = -\left(\frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3}\right), \quad (\text{C.11})$$

Para o inversor trifásico, fazendo uma analogia com o que foi encontrado para o inversor monofásico, obtém-se a mesma equação para cada fase, que pode ser escrita matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{C.12})$$

Substituindo a equação (C.12) na equação (C.11), obtém-se:

$$v_{on} = -\frac{V_{dc}}{2} \left(\frac{2S_a + 2S_b + 2S_c - 3}{3}\right), \quad (\text{C.13})$$

$$v_{on} = -\frac{V_{dc}}{3} \left(S_a + S_b + S_c - \frac{3}{2}\right). \quad (\text{C.14})$$

Inserindo as equações (C.12) e (C.14) na equação (C.8), resulta em:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} - \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.15})$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} - \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.16})$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}. \quad (\text{C.17})$$

As tensões de fase (os valores médios), de (C.17), são expressas em função das razões cíclicas de trabalho de cada conjunto de chaves. Se esses valores médios forem escolhidos, ou seja, estabelecidos como tensões de referência, pode-se utilizar um método para obter os ciclos de trabalho necessários para se alcançar as tensões desejadas. Vale ressaltar que existe mais de um método, uma vez que pode haver infinitas soluções, dado que a matriz de coeficientes não é unicamente definida [14]. As possibilidades de combinação para a obtenção da tensão na carga, conforme as limitações já consideradas anteriormente, mostram que existem apenas oito possibilidades para as tensões de fase, obtidas através da equação (C.17), as quais estão representadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Possíveis combinações das chaves no inversor trifásico.

	S_a	S_b	S_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_7	1	1	1	0	0	0

Uma possível solução para os ciclos de trabalho das chaves é considerar que o valor desejado seja o valor médio na equação (C.2). Com isso, isolando-se o ciclo de trabalho na equação,

obtém-se a equação (C.18). Como existe a limitação no valor do ciclo entre 0 (chave aberta) e 1 (chave fechada), os valores para a tensão desejada devem, portanto, variar entre $\pm \frac{V_{dc}}{2}$.

$$S = \frac{1}{2} + \frac{v_{fase}^*}{V_{dc}}. \quad (C.18)$$

Assim, esse é o conhecido como PWM Senoidal, com a tensão limitada em $V_{DC}/2$ [10].

Outra opção de modulação é a partir do seguinte fato: levando em consideração que a tensão desejada é o valor médio, vê-se que existem duas possibilidades de aplicação de um vetor nulo (vetores V_0 e V_7) para obter a tensão desejada de acordo com os valores médios. Determinando que o tempo de aplicação de ambos os vetores é igual, o sistema passa a ter uma solução única. Essa solução é denominada de PWM Regular Trifásico Simétrico [15].

Assim, sendo v_{min} , v_{med} e v_{max} as três tensões desejadas, a Figura 45 mostra o estado das chaves correspondentes, sendo o tempo mínimo igual ao tempo de aplicação de V_7 , implica que o ciclo de trabalho mínimo deverá ser a razão entre o tempo de aplicação desse vetor nulo e o tempo total.

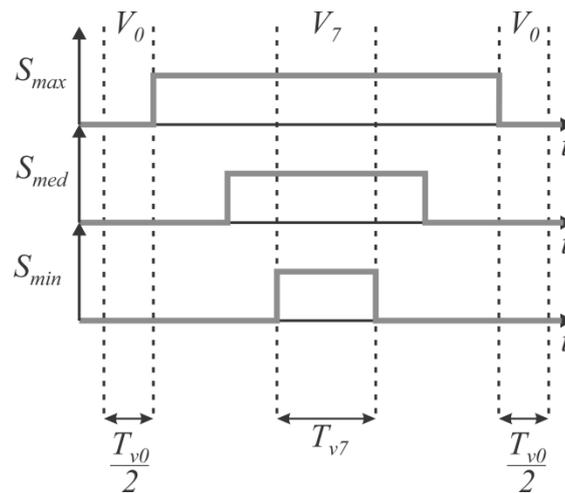


Figura 45 - PWM Regular Trifásico Simétrico.

Equacionando, obtém-se que:

$$T_{V_7} = T_{MÍN}, \quad (C.19)$$

$$S_{MÍN} = \frac{T_{V_7}}{T}. \quad (C.20)$$

Já o tempo máximo deverá ser o tempo total menos o tempo de aplicação do vetor V_0 .

Como o tempo de aplicação do vetor zero é igual ao tempo de aplicação do vetor V_7 , resulta em:

$$T_{MÁX} = T - T_{V_0} = T - T_{V_7}, \quad (C.21)$$

$$S_{MÁX} = 1 - S_{MÍN}. \quad (C.22)$$

Da matriz (C.17) sabe-se que:

$$v_{an} = \frac{V_{DC}}{3} [2S_a - S_b - S_c]. \quad (C.23)$$

Portanto, podem-se determinar as seguintes expressões:

$$v_{MÍN} = \frac{V_{DC}}{3} [2S_{MÍN} - S_{MÉD} - S_{MÁX}], \quad (C.24)$$

$$v_{MÉD} = \frac{V_{DC}}{3} [-S_{MÍN} + 2S_{MÉD} - S_{MÁX}], \quad (C.25)$$

$$v_{MÁX} = \frac{V_{DC}}{3} [-S_{MÍN} - S_{MÉD} + 2S_{MÁX}]. \quad (C.26)$$

Substituindo a equação (C.22) em (C.25), obtém-se o ciclo de trabalho médio:

$$v_{MÉD} = \frac{V_{DC}}{3} [-S_{MÍN} + 2S_{MÉD} - 1 + S_{MÍN}] = \frac{V_{DC}}{3} [2S_{MÉD} - 1], \quad (C.27)$$

$$S_{MÉD} = \frac{3v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2} = \frac{v_{MÉD}}{V_{DC}} + \frac{v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2}. \quad (C.28)$$

Substituindo a equação (C.22) e a (C.28) na equação (C.24), obtém-se o ciclo de trabalho mínimo:

$$v_{MÍN} = \frac{V_{DC}}{3} \left[2S_{MÍN} - \frac{3v_{MÉD}}{2V_{DC}} - \frac{1}{2} - 1 + S_{MÍN} \right], \quad (C.29)$$

$$\frac{3v_{MÍN}}{V_{DC}} = 3S_{MÍN} - \frac{3v_{MÉD}}{2V_{DC}} - \frac{3}{2}, \quad (C.30)$$

$$S_{MÍN} = \frac{v_{MÍN}}{V_{DC}} + \frac{v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2}. \quad (C.31)$$

Analogamente ao processo realizado para o cálculo do ciclo de trabalho mínimo, obtém-se o ciclo de trabalho máximo:

$$S_{MÁX} = \frac{v_{MÁX}}{V_{DC}} + \frac{v_{MÉD}}{2V_{DC}} + \frac{1}{2}. \quad (C.32)$$

Dessa forma, esse processo pode ser resumido no seguinte algoritmo: inicialmente se verifica qual é a tensão de referência mínima, média e máxima, para em seguida se calcular os ciclos de trabalho, da seguinte forma:

$$m' = \left(\frac{v_{MÉD}^*}{V_{DC}} + 1 \right) \frac{1}{2}, \quad (C.33)$$

$$S_a = \frac{v_{an}^*}{V_{DC}} + m', \quad (C.34)$$

$$S_b = \frac{v_{bn}^*}{V_{DC}} + m', \quad (C.35)$$

$$S_c = \frac{v_{cn}^*}{V_{DC}} + m'. \quad (C.36)$$

Assim, obtêm-se, como exemplo de resultado da aplicação desse PWM, as formas de onda visualizadas na Figura 46.

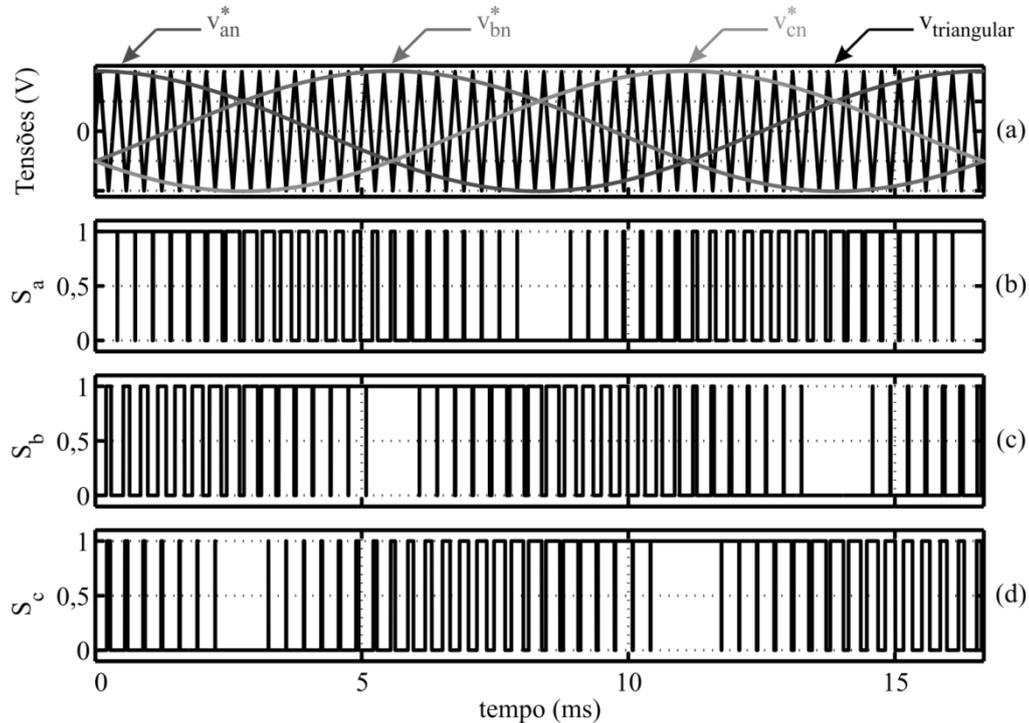


Figura 46 - Exemplo de aplicação do PWM regular trifásico simétrico. Em (a) a composição das tensões de referência com a onda triangular e em (b), (c) e (d) estão os estados das chaves.

No entanto, o PWM Regular Trifásico Simétrico é um caso particular do PWM Escalar Generalizado, em que a constante μ é 0,5. No Escalar Generalizado, os tempos de aplicação dos vetores nulos são [16]:

$$T_{V_0} = \mu T_{nulo}, \quad (\text{C.37})$$

$$T_{V_7} = (1 - \mu) T_{nulo}, \quad (\text{C.38})$$

em que:

$$T_{nulo} = T_{V_0} + T_{V_7} \quad (\text{C.39})$$

e

$$0 \leq \mu \leq 1. \quad (\text{C.40})$$

Com isso, realizando-se etapas similares as anteriores, obtêm-se [16]:

$$S_{MÍN} = \frac{v_{MÍN}^*}{V_{DC}} - \mu \frac{v_{MÍN}^*}{V_{DC}} - (1 - \mu) \frac{v_{MÁX}^*}{V_{DC}} + 1 - \mu, \quad (\text{C.41})$$

$$S_{MÁX} = \frac{v_{MÁX}^*}{V_{DC}} - \mu \frac{v_{MÍN}^*}{V_{DC}} - (1 - \mu) \frac{v_{MÁX}^*}{V_{DC}} + 1 - \mu, \quad (\text{C.42})$$

$$S_{MED} = \frac{v_{MED}^*}{V_{DC}} - \mu \frac{v_{MIN}^*}{V_{DC}} - (1 - \mu) \frac{v_{MAX}^*}{V_{DC}} + 1 - \mu. \quad (\text{C.43})$$

Assim, analogamente ao obtido para o PWM Regular Trifásico Simétrico, podem se considerar como [16]:

$$m' = -\mu \frac{v_{MIN}^*}{V_{DC}} - (1 - \mu) \frac{v_{MAX}^*}{V_{DC}} + 1 - \mu, \quad (\text{C.44})$$

$$S_a = \frac{v_{an}^*}{V_{DC}} + m', \quad (\text{C.45})$$

$$S_b = \frac{v_{bn}^*}{V_{DC}} + m', \quad (\text{C.46})$$

$$S_c = \frac{v_{cn}^*}{V_{DC}} + m'. \quad (\text{C.47})$$

Pode-se encontrar na literatura o μ como termo proporcional da razão do tempo do vetor T_{V_7} . Com isso, nas equações acima, os termos $(1 - \mu)$ e μ estariam com a posição trocada. Além disso, vê-se que usando o valor de μ como 0,5 resulta que a equação (C.44) se torna na equação (C.33). O maior módulo possível para as tensões desejadas nesses dois PWMs (regular trifásico simétrico e escalar generalizado) é de $V_{dc}/\sqrt{3}$.

Por fim, é importante analisar a aplicação dos vetores espaciais pelo inversor, no método conhecido como a Modulação por Vetores Espaciais (SVM), descrita a seguir. Convertendo-se as tensões para o referencial alfa-beta, a Tabela 1 pode ser representada como a Tabela 2.

Tabela 2 - Tensões no referencial alfa-beta.

	S_a	S_b	S_c	v_α	v_β	$ \vec{v}_{\alpha\beta} $	$\angle \vec{v}_{\alpha\beta}$
V_0	0	0	0	0	0	0	-
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0°
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	60°
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	120°
V_4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	180°
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	240°
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	300°
V_7	1	1	1	0	0	0	-

Esses vetores da tensão podem ser representados no plano alfa-beta, conforme a Figura 47. Vê-se que eles são os vértices de um hexágono, o qual pode ser subdividido em seis triângulos equiláteros, nomeados de setores. A localização de um vetor de tensão qualquer em um setor define quais dos vetores deverão ser utilizados para produzir, em valores médios, essa determinada tensão.

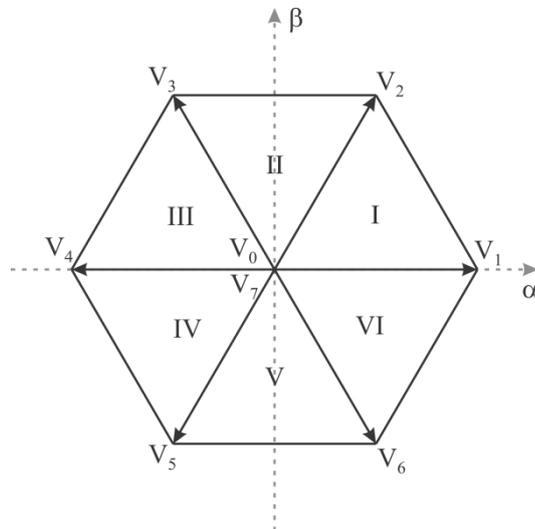


Figura 47 - Representação dos vetores da tensão no plano alfa-beta.

Como o vetor espacial possui um módulo e rotaciona a uma determinada velocidade, no plano alfa-beta será representado por uma trajetória circular. Matematicamente, na Figura 48, visualiza-se que a maior trajetória será a do círculo que circunscreve o hexágono. Dessa forma, obtém-se que o maior módulo possível é de $V_{dc}/\sqrt{3}$. Esse limite é igual ao limite obtido para os PWMs regular trifásico simétrico e escalar generalizado.

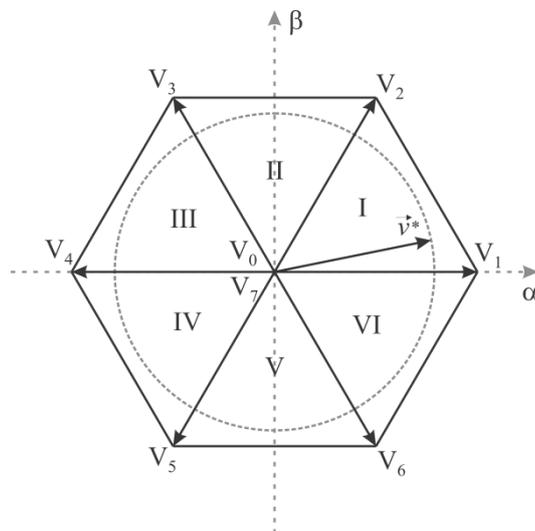


Figura 48 - Representação da trajetória circular de um vetor de tensão de referência.

Para exemplificar a modulação vetorial, supõe-se um vetor tensão de referência, conforme a Figura 49, situado na região I, da seguinte forma:

$$\vec{v}^* = |\vec{v}^*| e^{j\theta_s}. \quad (\text{C.48})$$

Como ele está interno ao círculo máximo, a soma das razões de trabalho de V_1 e V_2 é inferior a 1, de forma que os vetores V_0 e V_7 deverão ser usados. No entanto, como eles têm módulo nulo, não irão contribuir para a obtenção da tensão de referência, dessa forma, a tensão de referência é:

$$\vec{v}^* = \frac{\vec{v}_1 t_{V_1} + \vec{v}_2 t_{V_2} + \vec{v}_0 t_{V_0} + \vec{v}_7 t_{V_7}}{T_s} = \frac{\vec{v}_1 t_{V_1} + \vec{v}_2 t_{V_2}}{T_s}, \quad (\text{C.49})$$

em que:

$$T_s = t_{V_1} + t_{V_2} + t_{V_0} + t_{V_7} \quad (\text{C.50})$$

e t_{V_x} é o tempo de aplicação do vetor x.

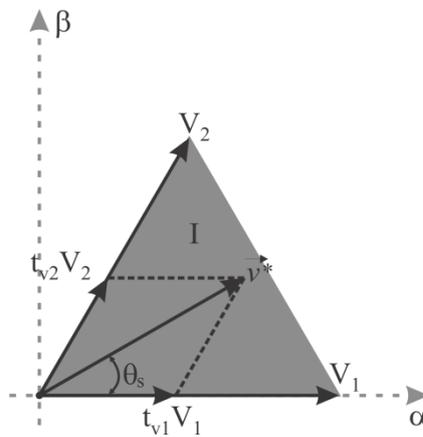


Figura 49 - Representação de um vetor tensão qualquer no setor I.

Assim, aplicando a Lei dos Senos no paralelogramo, obtêm-se as seguintes relações [13]:

$$\frac{|\vec{v}_1| D_{V_1}}{\sin(60^\circ - \theta_s)} = \frac{|\vec{v}^*|}{\sin 120^\circ} = \frac{|\vec{v}_2| D_{V_2}}{\sin \theta_s}, \quad (\text{C.51})$$

em que:

$$D_{V_1} = \frac{t_{V_1}}{T_s}, \quad (\text{C.52})$$

$$D_{V_2} = \frac{t_{V_2}}{T_s}. \quad (\text{C.53})$$

são as razões de trabalho dos vetores V_1 e V_2 . As razões dos vetores V_0 e V_7 são encontradas através da seguinte relação:

$$D_{V_0} = D_{V_7} = \frac{1 - D_{V_1} - D_{V_2}}{2} \quad (\text{C.54})$$