

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE DIPLOMAÇÃO II

DANIEL HENRIQUE FIALA

**CONTROLADORES RESSONANTES ESCALONADOS PARA MOTORES  
SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES**

**Porto Alegre**

**2019**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE DIPLOMAÇÃO II

**CONTROLADORES RESSONANTES ESCALONADOS PARA MOTORES  
SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES**

Monografia realizada durante o Projeto de Diplomação II da Universidade Federal do Rio Grande do Sul no curso de Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

**Porto Alegre**

**2019**

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE DIPLOMAÇÃO II

**CONTROLADORES RESSONANTES ESCALONADOS PARA MOTORES  
SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES**

Essa Monografia foi julgada adequada para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do sul e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dra. Lucíola Campestrini, UFRGS  
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, PUCRS  
Doutor pela The University of Newcastle – Newcastle, Austrália

Porto Alegre, julho de 2019.

## DEDICATÓRIA

*Aos meus pais por todo o exemplo  
de vida e apoio incondicional,  
minha namorada Ágata por todo o incentivo e paciência,  
e Scooby pelo afeto absoluto.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente meus pais, Arthur Kramer Fiala e Inês Flávia Bauermann Fiala, por todo amor e apoio dedicados a mim durante toda a minha vida e à minha namorada Ágata de Vargas Dupont pelo companheirismo e incentivo.

Ao meu orientador, professor Jeferson Vieira Flores, pela sólida orientação, disponibilidade e auxílio para o desenvolvimento desse trabalho.

Por fim, um grande agradecimento aos meus colegas de curso, amigos e às pessoas especiais que me incentivaram e me apoiaram.

*Quando as possibilidades não são favoráveis,  
faça com que se tornem tais.*

Ian Fleming

## RESUMO

O presente trabalho apresenta um estudo sobre a aplicação de controladores ressonantes para motores síncronos de ímãs permanentes visando a redução da oscilação da velocidade em regime permanente causadas por perturbações periódicas no sistema, tais como: conjugado, erros de medição da corrente do estator, harmônico de fluxo magnético, conjugado de carga e efeito de tempo morto, etc. Alguns desses distúrbios periódicos afetam a malha de velocidade do sistema de controle vetorial do *MSIP* os outros afetam o loop de corrente. Primeiramente, é feito um breve estudo sobre as características dos motores síncronos de ímãs permanentes, além da obtenção do seu modelo matemático. A partir dessa discussão e da linearização do modelo do motor síncrono de ímãs permanentes, é proposta a inserção de controladores ressonantes sintonizados nas frequências harmônicas de maior magnitude do distúrbio de velocidade. Além disso, visando a regulação dos valores nominais da velocidade e da corrente de eixo direto, são inseridos integradores na malha de controle. O projeto dos ganhos dos controladores é realizado através da solução de um problema de otimização com restrições na forma de desigualdades lineares matriciais (*linear matrix inequalities - LMI*). Estas restrições garantem a estabilidade e desempenho robusto do sistema em malha fechada. Também será avaliada a implementação de controladores ressonantes escalonados visando a compensação dos distúrbios em uma dada faixa de velocidade. A validação do controle proposto é feita em comparação com o controlador desenvolvido por (VALMORBIDA, 2018). Para obtenção dos resultados são realizadas simulações no *MATLAB®/Simulink®* para demonstrar a redução significativa da oscilação da velocidade em regime permanente e, com isso, validar o emprego do controlador proposto.

**Palavras-chave:** Motor síncrono de ímãs permanentes, controladores ressonantes, *LMI*.

## ABSTRACT

This present work presents a study on the application of resonant controllers for synchronous motors of permanent magnets aiming at the reduction of the steady state speed oscillation caused by periodic disturbances in the system, such as : conjugate, stator current measurement errors, harmonic of magnetic flux, charge conjugate and dead time effect, etc. Some of these periodic disturbances affect the speed mesh of the vector control system of the *MSIP* others affect the current loop. Firstly, a study is made on the characteristics of the permanent magnet synchronous motors, in addition to obtaining their mathematical model. From this discussion and the linearization of the synchronous motor model of permanent magnets, it is proposed the insertion of resonant controllers tuned to the harmonic frequencies of greater magnitude of the speed disturbance. In addition, aiming at the regulation of the nominal values of the speed and the axis current directly, integrators are inserted into the control mesh. The controller gains design is accomplished by solving an optimization problem with constraints in the form of linear matrix inequalities (*LMI*). These constraints ensure the stability and robust performance of the closed loop system. We will also evaluate the implementation of staggered resonant controllers in order to compensate for the disturbances in a given speed range. The validation of the proposed control is done in comparison with the controller developed by (VALMORBIDA, 2018). In order to obtain the results, simulations are performed in *MATLAB*<sup>®</sup> / *Simulink*<sup>®</sup> to demonstrate the significant reduction of the speed oscillation in a steady state and, with this, to validate the use of the proposed controller.

**Keywords : Synchronous motor of permanent magnets, resonant controllers, LMI.**

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 : Representação do <i>MSIP</i> convertido para o referencial <i>dq</i> para representação das tensões nos eixos <i>dq</i> .....	22
Figura 2: Estratégias de controle por frequência variável .....	24
Figura 3: Controle <i>V/Hz</i> em malha aberta.....	25
Figura 4: Controle <i>V/Hz</i> em malha aberta .....	26
Figura 5: Esquema de aplicação da estratégia de controle FOC .....	28
Figura 6: Sistema em malha fechada.....	32
Figura 7: Sistema em malha fechada.....	35
Figura 8 : Sistema em malha fechada proposto .....	37
Figura 9: Região $S(\gamma, r, \theta)$ para fazer a alocação dos autovalores .....	40
Figura 10: Modelo com o modelo simplificado implementada e controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018).....	44
Figura 11: Controlador elaborado por (VALMORBIDA, 2018).....	45
Figura 12: <i>YL</i> em formato senoidal dependente da velocidade de referência $\omega_{er}$ . 45	
Figura 13: Comparação entre a velocidade de referência com a velocidade medida .....	46
Figura 14 : Janela da comparação de velocidades com o controlado proposto por (VALMORBIDA, 2018).....	46
Figura 15: Janela da <i>FFT</i> da velocidade elétrica medida .....	47
Figura 16: Comparação entre a velocidade de referência com a velocidade medida com a presença do controlador apenas com integradores e com o ressonante aplicado.....	48
Figura 17: Janela da comparação de velocidades em regime permanente .....	49
Figura 18: Janela da <i>FFT</i> da velocidade medida $\omega_e$ com controladores ressonantes .....	50
Figura 19: Comparação entre a tensão elétrica de comando do eixo direto .....	51
Figura 20: Comparação entre a tensão elétrica de comando do eixo de quadratura .....	51
Figura 21: Modelo completo implementado .....	53
Figura 22: Comparação entre a velocidade de referência com a velocidade medida com a presença do controlador apenas com integradores e com o ressonante aplicado.....	55
Figura 23: Janela da comparação de velocidades em regime permanente .....	55
Figura 24: Janela da <i>FFT</i> da velocidade medida $\omega_e$ com controladores ressonantes .....	56
Figura 25: Comportamento da <i>LUT</i> que controlará a matriz de estados $A_c$ .....	58
Figura 26: Estrutura do controlador ressonante dinâmico com síntese robusta via <i>LMI</i> .....	60
Figura 27: Parâmetros de velocidade e conjugado para o teste do modelo completo com a velocidade de referência variando ao longo do tempo.....	61
Figura 28: Comparativo da velocidade $\omega_e$ entre o controlador ressonante dinâmico e o projetado por (VALMORBIDA, 2018) e a referência .....	62

Figura 29: Comparação do comportamento das correntes com a variação da velocidade para valores não calculados diretamente.....	62
Figura 30: Janela em regime permanente para a velocidade de 175 <i>rad/s</i> que não foi diretamente determinada.....	63
Figura 31: Comparação com a inserção do aumento de conjugado na velocidade de 175 <i>rad/s</i> para cada controlador .....	64
Figura 32: Parâmetros de velocidade e conjugado para o teste .....	71
Figura 33: Comparativo entre a velocidade com o controlador dinâmico e do proposto por (VALMORBIDA, 2018).....	72
Figura 34: Janela em regime permanente entre a velocidade com o controlador dinâmico e (VALMORBIDA, 2018) para cada uma das velocidades de referência ..	73
Figura 35 : Comparação com a inserção do aumento de conjugado na velocidade para cada controlador .....	76
Figura 36 : Comparação do comportamento das correntes com a variação da velocidade .....	78
Figura 37: Janela em regime permanente para a velocidade definidas que não foram diretamente determinadas. ....	79
Figura 38: Comparação com a inserção do aumento de conjugado na velocidade para cada controlador .....	82

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Parâmetros utilizados na simulação.....	43
Tabela 2: Valor das harmônicas que se deseja sintonizar da relação entre $\omega_e$ e $\omega_c$ na faixa de 0 a 300 <i>rad/s</i> .....	57
Tabela 3: Valor dos dados do ganho do controlador da malha de corrente <i>id</i> para a <i>LUT</i> .....	59
Tabela 4: Valor dos dados do ganho do controlador da velocidade $\omega_e$ para a <i>LUT</i>	59
Tabela 5 - Valor <i>pp</i> para as velocidades em regime permanente não determinadas diretamente.....	64
Tabela 6 - Valor <i>pp</i> para as velocidades em regime permanente.....	75

## LISTA DE ABREVEATURAS

<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CST</i>	<i>Constant stator flux</i>
<i>CTA</i>	<i>Constant torque angle</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control</i>
<i>FCEM</i>	Força Contra eletromotriz
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control</i>
<i>LMI</i>	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
<i>MIMO</i>	<i>Multiple Inputs and Multiple Outputs</i>
<i>MSIP</i>	Motor Síncrono de Imãs Permanentes
<i>MSIPI</i>	Motor Síncrono de Imãs Permanentes Internos
<i>MSIPS</i>	Motor Síncrono de Imãs Permanentes Superficiais
<i>MTPA</i>	<i>Maximum torque per ampere</i>
<i>NB</i>	Rotações Base
<i>P</i>	Proporcional
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>PMI</i>	Princípio do Modelo Interno
<i>SISO</i>	<i>Single Input and Single Output</i>
<i>ST-DTC</i>	<i>Switching Table – Direct Torque Control</i>
<i>SVM</i>	<i>Space Vector Modulation</i>
<i>UFRGS</i>	Universidade Federal do Rio Grande do Sul
<i>UPF</i>	<i>Unity power fator</i>
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i>
<i>LUT</i>	<i>Lookup Table</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$R_S$	Resistência elétrica do estator por fase
$L_d$	Indutância do estator eixo direto
$L_q$	Indutância do estator eixo de quadratura
$J$	Momento de inércia do rotor
$Np$	Número de polos
$\psi_f$	Fluxo magnético dos ímãs concatenados com o estator
$\omega_e$	Velocidade do rotor (elétrica)
$\omega_{er}$	Velocidade do rotor de referência (elétrica)
$f$	Coefficiente de arrasto do rotor
$U_{max}$	Tensão elétrica máxima de comando do inversor para o modelo completo
$V_d$	Componente de tensão elétrica no eixo direto
$V_q$	Componente de tensão elétrica no eixo de quadratura
$I_d$	Componente de corrente elétrica no eixo direto
$I_q$	Componente de corrente elétrica no eixo de quadratura
$\psi_d$	Componente do fluxo magnético no eixo direto
$\psi_q$	Componente do fluxo magnético no eixo de quadratura
$\omega_m$	Velocidade mecânica do motor.
$T_e$	Conjugado eletromagnético
$P_e$	Potência elétrica
$V_s$	Tensão elétrica referenciada ao estator da máquina
$I_s$	Corrente elétrica referenciada ao estator da máquina
$B$	Coefficiente de arrasto do rotor
$\gamma_L$	Distúrbio de carga
$A^T$	Transposta da matriz A
$\gamma$	Taxa de decaimento
$\zeta$	Coefficiente de amortecimento

## SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
2 MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES	19
2.1 Definições construtivas do <i>MSIP</i>	19
2.2 Modelagem Matemática do <i>MSIP</i>	20
2.2.1 Modelagem do <i>MSIP</i> no Referencial <i>dq</i> do Rotor	21
2.3 Oscilações do <i>MSIP</i>	23
3 CONTROLE DOS MOTORES SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES	24
3.1 Controle escalar	24
3.2 Controle vetorial	25
3.2.1 FOC	27
4 ESTRATÉGIA ADOTADA	30
4.1 Modelo Linearizado do <i>MSIP</i>	30
4.2 Princípio do Modelo Interno	32
4.3 Controlador Ressonante	34
4.3.1 Controlador Ressonante em Malha Fechada	35
4.4 Sistema em malha fechada proposto	37
4.4.1 Planta <i>id</i>	37
4.4.2 Planta $\omega$	38
4.5 <i>LMI</i>	38
4.5.1 Definição de <i>LMI</i>	38
4.5.2 Estabilidade de Lyapunov	39
4.5.3 Posicionamento de polos via <i>LMI</i>	39
5 RESULTADOS	42
5.1 Simulações com o modelo simplificado	43

5.1.1 Controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018)	44
5.1.2 Controlador proposto	47
5.2 Modelo completo	52
5.2.1 Comparação direta com o modelo simplificado	54
5.2.2 Obtenção das componentes harmônicas para cada velocidade	56
5.2.3 Implementação das <i>Lookup Tables</i>	57
5.2.4 Comparação com controlador projetado (VALMORBIDA, 2018)	60
5.2.4.1 Comparativo com velocidade elétrica variando para valores não calculados diretamente	61
6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	66
6.1 Conclusão	66
6.2 Trabalhos Futuros	67
7 REFERÊNCIAS	68
APÊNDICE A - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM O MODELO COMPLETO COM O USO DO CONTROLADOR RESSONANTE ESCALONADO	71
A.1 Comparativo com velocidade elétrica variando para velocidades medidas	71
A.2 Comparativo com velocidade elétrica variando para valores não calculados diretamente	79

## 1 INTRODUÇÃO

Com o aumento constante dos preços dos combustíveis fósseis e a ineficácia no desenvolvimento de novas tecnologias para o controle de poluentes do motor à combustão, ressurgiu na década de 80 o interesse pelos veículos movidos por energia elétrica novamente. Os veículos automotores vêm favorecendo o aumento expressivo de gases poluentes, principalmente em zonas urbanas. Esses gases são extremamente danosos para o meio ambiente e também para a saúde da população (MARTINS, 2015). Outro fator que contribui de forma positiva para o aumento da utilização de veículos elétricos é a preservação dos recursos energéticos disponíveis, que estão cada vez mais escassos na natureza (SOARES, 2013).

Devido a esses fatores, o desenvolvimento de veículos elétricos assumiu grande protagonismo na indústria automotiva, levando a melhorias expressivas em pontos-chave dessa tecnologia, que contribuíram para o seu sucesso, como, por exemplo, pesquisas de novos materiais para o armazenamento de energia, concepção de novos tipos de motores aplicados para a tração de veículos elétricos, e, por fim, o controle avançado desses motores elétricos.

O melhor desempenho e eficiência de um sistema estão diretamente ligados ao modelo de máquina elétrica escolhida para operá-lo (ALMEIDA, 2017). Quando tratamos de veículos elétricos, algumas características são desejáveis, dentre elas se tem: um alto valor de conjugado para sair da inércia e em subidas, potência elevada em alta velocidade, reposta célere do conjugado quando requisitado, alta eficiência em uma ampla faixa de velocidade e conjugado constantes, confiabilidade para atuação em diversos tipos de condições e uma boa relação de conjugado por peso do motor empregado (PANDA, 2014).

Diversos tipos de motores são atualmente adotados para tracionar um veículo movido à energia elétrica, como máquinas de corrente contínua, máquinas de indução trifásicas e as Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes (*MSIP*). Pelas características que foram citadas no parágrafo anterior, as *MSIP* tem sido uma opção amplamente utilizada na indústria automobilística, principalmente por dispor de uma excelente relação entre peso e conjugado. Além do mais, o aumento dos estudos em propulsão elétrica favoreceu o surgimento de novos materiais de ímãs que têm

apresentado cada vez mais a capacidade de resistência a altas temperaturas e a possibilidade de sofrerem cada vez menos com a desmagnetização (PANDA, 2014; THOMPSON et al., 2017).

Afora o intenso avanço das máquinas elétricas como um todo, é de suma importância focar no progresso de tecnologias de controle dessas máquinas, buscando aumentar ainda mais sua eficiência energética em modos gerais. Diversas técnicas têm sido estudadas nos últimos tempos, principalmente as que estão ligadas com o controle vetorial, sendo estas técnicas avançadas para questões onde é preciso trabalhar com rápidas variações de velocidade e conjugado. Porém as técnicas utilizadas atualmente, como o Controle Orientado de Campo (*FOC*), se mostram ineficientes para situações de alta performance cada vez mais constantes na indústria, apresentando uma ondulação na velocidade e no conjugado. (PANDA, 2014; SOARES, 2013; THOMPSON et al., 2017). As ondulações de velocidade são causadas nos *MSIP* por perturbações periódicas no sistema, tais como: *cogging torque*, erros de medição da corrente do estator, harmônico de fluxo magnético, torque de carga e efeito de tempo morto. Alguns desses distúrbios periódicos acabam por afetar a malha de velocidade do sistema de controle vetorial do *MSIP*. e os outros afetam o loop de corrente (SUN et al., 2015).

Em vista da importância da etapa de controle para o funcionamento dos veículos elétricos, é necessário empregar uma pesquisa voltada à redução da ondulação controle de velocidade que possa ser empregada aos *MSIP*. Dessa forma, para que se atinja um comportamento adequado para diminuir as oscilações da velocidade, deve-se buscar a elaboração de um controlador dinâmico visando garantir o seguimento robusto de referências senoidais e/ou rejeição de perturbações periódicas. Na conjuntura proposta, os controladores baseados no Princípio do Modelo Interno (*PMI*) como controlador ressonante, que segue ou rejeita um sinal periódico, no qual o controlador deve ter ganho infinito nas frequências harmônicas que descrevem o sinal (LORENZINI, 2015). Esse controlador pode ter sua estrutura determinada de diversas maneiras, entretanto para que se obtenha uma solução ótima emprega-se uma formulação fundamentada em Desigualdades Matriciais Lineares, ou também conhecida como *Linear Matrix*

*Inequalities (LMIs)*, que vão assegurar robustez na determinação dos parâmetros do controlador projetado (SCHILDT, 2014).

Para realizar a validação do funcionamento do controlador ressonante escalonado via *LMI* proposto, serão feitas duas abordagens. A primeira consiste na comparação usando um modelo simplificado de planta, no qual a implementação será direto em coordenadas  $dq$ , entre o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018), que possui Proporcional-Integradores (*PI*) em sua concepção, um controlador com realimentação de estados apenas com uso de integradores e o projeto de realimentação de estados que apresenta integradores e ressonantes. A segunda ocorrerá com o emprego do modelo completo, no qual será usado inversores, bateria, gerador de PWM e sensores como os de corrente e velocidade, para um *MSIP*. Será feita a comparação do modelo proposto por (VALMORBIDA, 2018) e o caso de realimentação de estados com integrador e ressonantes escalonados.

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES

O presente capítulo tem por objetivo apresentar as duas formas de alimentação que são usadas de um modo geral para realizar o acionamento de Motores Síncronos de Imãs Permanentes (*MSIP*). A primeira técnica é feita com a inserção de correntes retangulares nas fases da máquina. A segunda se baseia em estabelecer correntes sinusoidais. Serão estudadas brevemente as duas variações do *MSIP* com o rotor interno ao estator: os motores síncronos de imãs permanentes superficiais (*MSIPS*), no qual os imãs são dispostos na superfície do rotor, e os motores síncronos de imãs permanentes internos (*MSIPI*), onde os imãs permanentes são colocados embutidos no rotor. Além da análise das principais características desses motores, será abordado o modelo matemático do *MSIP*.

### 2.1 Definições construtivas do *MSIP*

Na *MSIP*, a armadura se encontra situada no estator e o campo está localizado no rotor da máquina síncrona. O campo é produzido por imãs permanentes, no qual são empregados materiais de alta densidade de energia. Existem dois tipos de *MSIP* usados (VOLTOLINI, 1995):

- *MSIPS* (Motor síncrono de imãs permanentes superficiais).
- *MSIPI* (Motor síncrono de imãs permanentes internos).

A maneira mais prática e barata de construir um *MSIP* é fazendo a fixação dos imãs na superfície do rotor, onde os imãs são simplesmente colocados em um eixo cilíndrico laminado. Entretanto, esse tipo de montagem não é tão robusta quando confrontado à configuração com imãs internos e não é o mais apropriado para execuções que requerem altas velocidades (MARIA, 2009).

Outro jeito de fazer a elaboração de um *MSIP* é construí-lo com imãs embutidos no interior do rotor. Isso vai gerar um conjugado de relutância que, somado ao conjugado devido ao alinhamento dos imãs, vai produzir um conjugado resultante de maior valor. Os motores com polos salientes são capazes de operar uma vasta faixa de velocidade acima da nominal, com uma potência constante, graças a baixa indutância resultante do grande entreferro (MARIA, 2009).

Em *MSIP* que são projetados para ter uma forma de onda da força contra eletromotriz (*FCEM*) de forma trapezoidal, devem ter uma onda de corrente retangular para alimentação, buscando uma produção de conjugado suave. Para aplicações que demandem potências mais elevadas e rendimentos maiores, são empregados *MSIP* com alimentação sinusoidal (SIGUIMOTO, 2008).

O aspecto fundamental do *MSIP* com controle senoidal é que a *FCEM* produzida no enrolamento em cada fase, dada pela rotação do imã, deve ser uma função senoidal do ângulo do rotor da máquina. Neste caso, a onda senoidal pura apresenta uma dependência parcial da distribuição do fluxo do imã, devendo ser o mais próximo possível de uma onda senoidal. Em oposição ao método empregado anteriormente, a forma de controle do acionamento senoidal acaba se tornando mais difícil, já que é preciso colocar sensores de corrente em cada uma das fases (SIGUIMOTO, 2008).

## 2.2 Modelagem Matemática do *MSIP*

Para que se obtenha um controle eficiente sobre o acionamento elétrico em regimes de transição, deve-se realizar a análise da máquina de acordo com o seu modelo dinâmico. Dessa forma, são representadas todas as grandezas elétricas em um sistema ortogonal de dois eixos, facilitando a análise de circuitos trifásicos equilibrados, já que estamos reduzindo a complexidade dos cálculos da máquina pela transformação dos seus parâmetros (PANDA, 2014)

O sistema com o referencial  $\alpha\beta$  é dito estático e muito usado para realizar a geração do sinal de referência no *Space Vector Modulation (SVM)*, por exemplo. Já o sistema com o referencial  $dq$  é rotativo e, nesse caso, pode ser aplicado diretamente ao rotor da *MSIP*. Neste referencial o eixo  $d$  estará alinhado com o eixo magnético do enrolamento de campo ou do imã e o eixo  $q$  estará defasado 90 graus do eixo  $d$ , podendo estar atrasado ou avançado, de acordo com a convenção adotada (PINHEIRO, 2013). É importante destacar que na velocidade síncrona do motor, as grandezas elétricas assumem valores constantes. Logo, um motor trifásico *CA* pode ser analisado como um motor *CC*. A escolha de realizar o alinhamento com o referencial rotativo acontece pois o fluxo produzido pelos imãs permanentes é uma variável independente e a sua posição determina a *FCEM* produzida, de forma

totalmente independente das tensões e correntes aplicada ao estator (SOARES, 2013).

A partir do referencial  $dq$ , o controle vetorial está fundamentado em regular as correntes  $i_d$  e  $i_q$  do motor. A corrente  $i_d$  é regulada para zero, evitando, assim, a desmagnetização permanente dos imãs, o que acabaria ocasionando a perda de conjugado do *MSIP*. No entanto, o avanço do desenvolvimento de novos materiais para a produção de imãs permanentes com alta coercitividade, fez com que a corrente  $i_d$  passasse a ser usada como uma variável adicional para o controle das máquinas (VOLTOLINI, 1995).

### 2.2.1 Modelagem do *MSIP* no Referencial $dq$ do Rotor

Presumindo que o motor esteja alimentado com correntes  $I_a(t)$ ,  $I_b(t)$  e  $I_c(t)$ , o qual está formando um sistema trifásico sinusoidal equilibrado, as correntes nos eixos de referência  $dq$  do rotor são obtidas pela transformada de Park dada por (VOLTOLINI, 1995):

$$\begin{bmatrix} i_q(t) \\ i_d(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_r & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

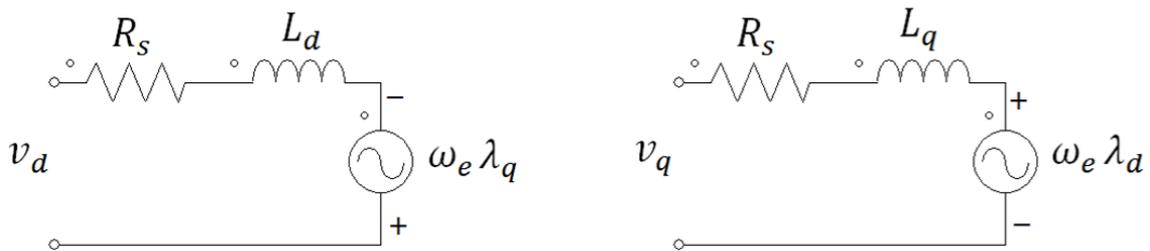
onde  $\theta_r$  é o ângulo elétrico entre a posição do rotor e a referência. Utilizando as correntes referenciadas no rotor, é possível obter as correntes  $I_a(t)$ ,  $I_b(t)$  e  $I_c(t)$  pela transformada inversa de Park através da seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q(t) \\ i_d(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

É importante salientar que para um motor trifásico sem a presença do neutro, a corrente  $I_0$  acaba se tornando nula. Portanto, quando consideramos essa opção, as relações (2.1) e (2.2) são chamadas de transformação  $abc/dq$  e  $dq/abc$ , respectivamente.

Nota-se que as transformações feitas pelas Equações (2.1) e (2.2) foram em função da corrente, porém elas também podem ser validadas se aplicadas as tensões e aos fluxos, conforme mostrado na Figura 1.

Figura 1 : Representação do *MSIP* convertido para o referencial *dq* para representação das tensões nos eixos *dq*



Fonte: SOARES, 2013

Isso possibilita a definição do modelo mais utilizado do *MSIP* em termos do referencial *dq*, dado por:

$$\begin{cases} V_d(t) = R_s i_d(t) - \omega_m(t) \psi_q(t) + \frac{d\psi_d}{dt} \\ V_q(t) = R_s i_q(t) + \omega_m(t) \psi_d(t) + \frac{d\psi_q}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\psi_q(t) = L_q i_q(t) \quad (2.4)$$

$$\psi_d(t) = L_d i_d(t) + \psi_f \quad (2.5)$$

onde

- $V_d(t), V_q(t)$ : São as componentes de tensão nos eixos  $d$  e  $q$ , respectivamente.

- $i_d(t), i_q(t)$ : São as componentes de correntes nas fases nos eixos  $d$  e  $q$ , respectivamente.

- $\psi_d(t), \psi_q(t)$ : Fluxos concatenados segundos os eixos  $d$  e  $q$ .

- $L_d, L_q$ : Indutâncias síncronas nos eixos  $d$  e  $q$ .

- $\psi_f$ : Fluxo dos ímãs concatenados com o estator.

- $R_s$ : Valor da resistência por fase da *MSIP*.

$-\omega_m(t)$ : Valor da velocidade angular mecânica do motor.

O conjugado eletromagnético ( $T_e$ ) pode ser obtido por:

$$T_e(t) = \frac{3}{2} Np [\psi_f i_q(t) + (L_d - L_q) i_d(t) i_q(t)] \quad (2.6)$$

onde  $Np$  é o número de pares de polos da máquina. A partir de (2.6), é possível verificar que a expressão é composta por duas componentes de conjugado: a primeira é a componente fundamental que acontece devido a influência dos ímãs permanentes e a segunda é conhecida como conjugado de relutância, que existe, pois, o motor apresenta uma saliência no rotor, o qual é proporcional a corrente  $i_d(t)$ . No caso de *MSIPS*, a indutância do eixo direto é igual ao de quadratura e, portanto, o conjugado de relutância é nulo. Dessa forma, o conjugado é controlado exclusivamente pela corrente  $i_q(t)$ . Finalmente, a potência elétrica de entrada da máquina ( $Pe$ ) pode ser definida como:

$$Pe(t) = \frac{3}{2} Np [V_d(t) I_d(t) + V_q(t) I_q(t)] \quad (2.7)$$

Como pode ser visto, o modelo matemático resultante do *MSIP* não é linear, devido a fatores como  $\omega_m(t)\psi_q(t)$  e  $\omega_m(t)\psi_d(t)$ . A seção 4.1 vai apresentar um método de linearização para ser utilizado na etapa de controle.

### 2.3 Oscilações do *MSIP*

As ondulações de velocidade são causadas nos *MSIP* por perturbações periódicas no sistema, tais como: *cogging torque*, erros de medição da corrente do estator, harmônico de fluxo magnético, torque de carga e efeito de tempo morto. Alguns desses distúrbios periódicos acabam por afetar a malha de velocidade do sistema de controle vetorial do *MSIP*. e os outros afetam o loop de corrente (SUN et al., 2015).

O *cogging torque* se manifesta pela tendência do rotor de se alinhar com um número de posições estáveis, mesmo quando o motor não está excitado. Essa condição é causada pela interação entre o fluxo magnético e as ranhuras do estator. Já os harmônicos de fluxo magnético são causados pela interação entre a corrente do estator e do campo magnético do rotor. (YUAN et al., 2012).

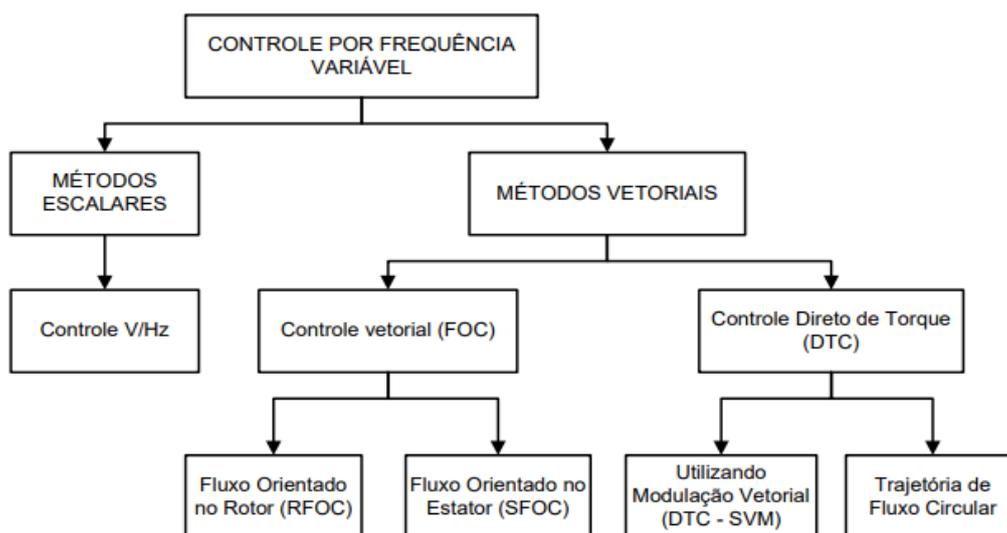
### 3 CONTROLE DOS MOTORES SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES

Neste capítulo são apresentados os principais tipos de controle dos motores síncronos de imãs permanentes. Inicialmente são apresentadas as diferentes estratégias de controle por frequência variável, que podem ser tanto empregadas em métodos escalares quanto vetoriais. A monografia tem por foco o estudo aprofundado dos métodos vetoriais para a possível solução das oscilações da velocidade em regime permanente. É apresentado a estrutura do controlador que implementa a estratégia do *FOC* (*Field Oriented Control*), onde apresenta-se os principais pontos que apresentam insuficiência para solução do problema das oscilações. Por fim, são apresentados os principais aspectos que devem estar presentes na etapa de controle para reduzir de forma significativa as ondulações da velocidade.

#### 3.1 Controle escalar

Para desempenhar o controle de um motor, existem diversos métodos que se dividem em dois grupos distintos: controle escalar e controle vetorial. A Figura 2 apresenta uma classificação geral desses métodos.

Figura 2: Estratégias de controle por frequência variável

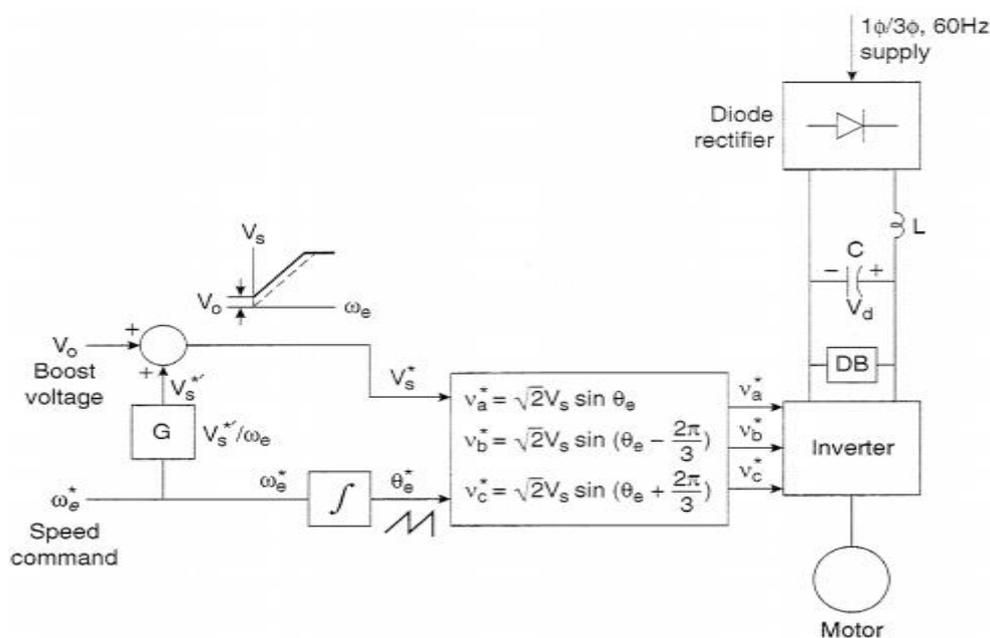


Fonte: ARAUJO, 2017

A principal característica do controle do tipo escalar é a relação estabelecida entre o valor eficaz da tensão e a sua frequência constante. Esse tipo de controle é

implementado em malha aberta e ele é utilizado em sistemas que não necessitam controles dinâmicos e exatidão de velocidade e conjugado, como pode ser visto no modelo exposto na Figura 3. (LUGLI et al., 2018). Mesmo apresentando limitações para trabalhar em baixas frequências, o emprego do controle escalar é amplamente utilizado na indústria, graças a sua forma de construção simplificada e custo benefício, pois a maior parte das aplicações não exigem uma alta precisão e rápida resposta no controle da velocidade (FRANCHI, 2009).

Figura 3: Controle  $V/Hz$  em malha aberta



Fonte: CUNHA, 2012

### 3.2 Controle vetorial

Por outro lado, quando é preciso um desempenho dinâmico, que possua respostas rápidas e alta precisão em velocidade e conjugado, como é o caso dos veículos elétricos, procura-se adotar o controle vetorial, que pode ser concebido de formas variadas. As duas estratégias mais usadas são o *FOC* e *DTC*. Os dois tipos de controle permitem a separação e controle independente do conjugado e fluxo e serão discutidos na sequência (ARAUJO, 2017).

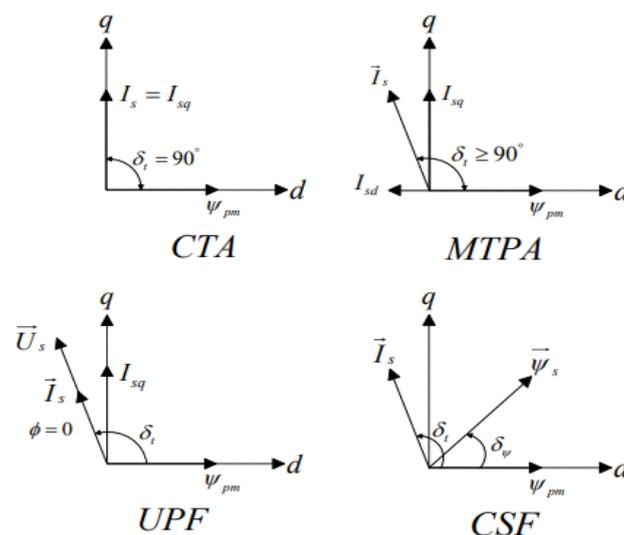
Os métodos *DTC* e *FOC* usam diferentes modos de controle que podem ser feitos baseados no ângulo de conjugado ( $\delta_t$ ), no fator de potência ou no fluxo do

estator ( $\phi_v$ ). Inseridas nessas estratégias estão presentes as seguintes técnicas para controle:

- *Maximum torque per ampere (MTPA)*;
- *Constant torque angle (CTA)*;
- *Constant stator flux (CSF)*;
- *Unity power factor (UPF)*.

A Figura 4 no sistema de coordenadas  $dq$  mostra a maneira como cada uma das técnicas citadas trabalha.

Figura 4: Controle V/Hz em malha aberta



Fonte: ARAUJO, 2017

O método *CSA* usa o ângulo de conjugado fixo em  $90^\circ$ , visando a maximização do conjugado. Isso implica numa corrente de eixo direto de referência com valor nulo. Este método não é apropriado para motores que apresentem alta relação de saliência, sendo mais adequado para motores com ímãs que estão montados na superfície (ARAUJO, 2017).

A técnica *MTPA* permite a obtenção de uma corrente de referência para o estator da máquina (BARI et al., 2015). Nesse caso o ângulo de conjugado terá um valor superior a  $90^\circ$ , de forma que  $i_d$  será diferente de zero para que se possa fazer a eliminação do conjugado de relutância. Para esse modo de operação, é possível calcular a referência de  $I_d$  através de:

$$i_d(t) = \frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4(L_q - L_d)^2 + i_q^2(t)}} \quad (3.1)$$

Para o *UPF* não existe diferença de fase entre a tensão e a corrente presente no estator. Graças a isso, tem-se que só a potência ativa é entregue à máquina e há uma diminuição na capacidade *VA* do inversor (ARAUJO, 2017). Além disso, o fator de potência para esse método é unitário e pode-se calcular o ângulo de conjugado por:

$$\frac{V_q(t)}{V_d(t)} = \frac{i_q(t)}{i_d(t)} = \tan(\delta_t). \quad (3.2)$$

Por fim, o modo *CSF* tem como característica principal que o fluxo do estator é mantido constante e igual ao fluxo magnético do ímã. Isso permite, para um certo valor de amplitude do fluxo do estator que o conjugado eletromagnético seja obtido com relação ao ângulo de fluxo. Dessa maneira é possível manter o conjugado constante, sem que se ultrapasse os limites impostos de tensão no estator (ARAUJO, 2017).

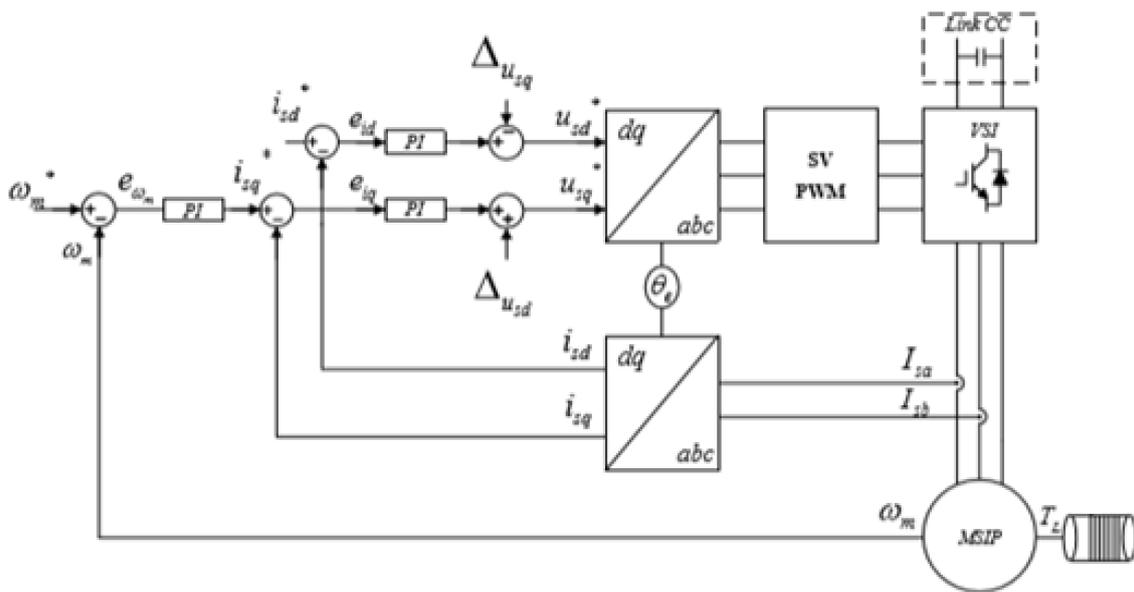
### 3.2.1 FOC

Um dos métodos mais usados para o controle vetorial é o *FOC*. Ele foi elaborado na Alemanha na década de 70 por Hasse, Leonhard e Blashke, no qual eles desenvolveram a técnica baseados na transformada de um vetor referencial estacionário  $\alpha\beta$  em um novo sistema de coordenadas  $dq$ , o qual considerava o vetor de fluxo no rotor (SWIERCZYNSKI, 2005).

Essa estratégia de controle permitiu o desenvolvimento de técnicas para uma máquina *CA* de maneira muito parecida com as que estavam sendo usadas para máquinas *CC* até então. Além do mais, é estabelecido um paralelo entre as máquinas *CA* e *CC*, em que a corrente de quadratura  $i_q$  corresponde à corrente de armadura e a corrente de eixo direto  $i_d$  tem correspondência com a corrente de excitação. Entretanto, ao contrário do que era feito para as máquinas *CC*, o controle de máquinas *CA* ocorria com o controle do ângulo de fase e do módulo da corrente, o que acabava justificando a nomenclatura de “controle vetorial” (VAS,1998).

A Figura 5 demonstra a técnica *FOC*, sendo um dos métodos mais empregados para a realização do controle de *MSIP* em acionamentos industriais. Visto que essa estratégia necessita do sensoriamento tanto das correntes de fase do estator quanto da posição real da máquina associado ao sistema de controle, esse tipo de acionamento é julgado como sendo de alta complexidade se comparado aos motores *CC* e *CA* de indução.

Figura 5: Esquema de aplicação da estratégia de controle *FOC*



Fonte: ARAUJO, 2017

A estratégia do *FOC* utiliza três controladores do tipo *PI*, os quais são usados para regular a corrente de eixo direto, a corrente de quadratura e a velocidade. É importante observar a aplicação da Transformada de Park (Equação (2.1)) para a obtenção dos sinais medidos no referencial em *dq* e, após a determinação do sinal de controle, usa-se a transformada inversa (Equação (2.2)) para a produção dos sinais moduladores. As malhas mostradas na Figura 5 podem ser caracterizadas como malhas de controle em cascata, em que as malhas internas são muito mais rápidas que as malhas externas (SMITH; CORRIPIO, 2008). No caso do *FOC*, as malhas internas são a de  $i_d$  e  $i_q$ , e a malha externa é a da velocidade. No esquema exposto pela Figura 5  $\Delta u_{sq}$  e  $\Delta u_{sd}$  são sinais calculados de forma que o modelo do *MSIP* se torne linear (realimentação linearizante). Os modelos propostos por (VALMORBIDA, 2018) e (MARCH, 2009) usam a mesma estrutura de controle,

porém com o foco no problema de controle *anti-windup* e com saturação, respectivamente.

No *FOC* são mais usados o *CTA* e *MTPA* como modos de controle. O modo de controle mais conveniente a ser aplicado vai depender das características da máquina, ou seja, se ela possui ímãs na superfície ou colocados no interior do rotor.

Uma outra estratégia de controle utilizada em comparação direta com o *FOC* é o *DTC* (*Direct Torque Control*). Esse método é baseado na regulação instantânea do módulo do conjugado e do fluxo do estator. Para que isso ocorra, um vetor de tensão é diretamente selecionado de acordo com as diferenças entre os valores de referência e os valores lidos, o que levará a escolha de uma determinada configuração do inversor. Apesar de algumas vantagens como a utilização de comparadores de histerese ao invés de usar controladores PI e o bloco PWM, esse método sofre de grande oscilação no conjugado e no fluxo, além de necessitar de uma frequência de amostragem alta para implementações digitais (SOARES,2013).

## 4 ESTRATÉGIA ADOTADA

Neste capítulo serão apresentados os fundamentos teóricos e a lei de controle proposta. Primeiramente é apresentado o modelo do *MSIP* linearizado a partir da técnica de realimentação linearizante (ARAUJO, 2017). Numa segunda etapa é abordado o problema de seguimento de referências e rejeição de perturbações, na qual se dá o enfoque ao uso de controladores ressonantes. O método de projeto será via solução de um problema de otimização com restrições na forma de *LMI* para a garantia de estabilidade e desempenho em malha fechada.

### 4.1 Modelo Linearizado do *MSIP*

Normalmente, ao se projetar um controlador linear para um determinado sistema, um modelo linear da planta é gerado e, em seguida, um controlador é projetado usando métodos lineares para que satisfaça alguns critérios pré-definidos de estabilidade e desempenho. Para tanto, os métodos de projeto a serem utilizados na sequência deste trabalho requerem um modelo linear do sistema em questão. Com esse objetivo, a dinâmica definida pelas equações (2.3) a (2.6) será reescrita na forma de espaço de estados.

Logo, a partir da Transformada de Park, o modelo do *MSIP* em coordenadas referenciadas ao rotor é dado pelas seguintes por:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} [V_d(t) - R_s i_d(t) + NpL_q \omega_m(t) i_q(t)] \\ \frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} [V_q(t) - R_s i_q(t) - NpL_d \omega_m(t) i_d(t) - Np\psi_f \omega_m(t)] \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J} [T_e(t) - B\omega_m(t) - Np\gamma_L(t)] \end{array} \right. \quad (4.1)$$

onde:

J: momento de inércia do rotor;

B: coeficiente de arrasto do rotor;

$\gamma_L$ : distúrbio da carga.

O distúrbio de carga ( $\gamma_L$ ) caracteriza-se por mudanças na referência de velocidade. Como pode ser observado, existem não linearidades presentes nesse

modelo, que são dadas pelos produtos de  $\omega_m(t)i_q(t)$  e  $\omega_m(t)i_d(t)$ . O método de linearização utilizado foi por realimentação linearizante.

Baseado na Figura 5, considere que  $V_d(t) = V_{dr}(t) - \Delta V_d(t)$  e  $V_q(t) = V_{qr}(t) - \Delta V_q(t)$  onde  $\Delta V_d(t) = N_p L_q \omega_m(t) i_q(t)$  e  $\Delta V_q(t) = N_p L_d \omega_m(t) i_d(t)$ . Dessa forma, o modelo (4.1) pode ser reescrito como

$$\begin{cases} \dot{i}_d(t) = \frac{-R_s}{L_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} V_{dr}(t) \\ \dot{i}_q(t) = \frac{-R_s}{L_q} i_q(t) - \frac{N_p}{L_q} \psi_f \omega_m(t) + \frac{1}{L_q} V_{qr}(t) \\ \dot{\omega}_m(t) = \frac{3N_p}{2J} \psi_f i_q(t) - \frac{B}{J} \omega_m(t) + \frac{N_p}{J} \gamma_L(t) \end{cases} \quad (4.2)$$

Assumindo que o vetor de estados é dado por  $x(t) = \begin{cases} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega_m(t) \end{cases}$ , que as entradas

de controle são  $V_{dr}(t)$  e  $V_{qr}(t)$  e que  $\gamma_L(t)$  é um distúrbio exógeno, então segue que (4.2) é representado no espaço de estados por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_d(t) \\ \dot{i}_q(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{N_p}{L_q} \psi_f \\ 0 & \frac{3N_p}{2J} \psi_f & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dr}(t) \\ V_{qr}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{N_p}{J} \end{bmatrix} [\gamma_L(t)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

Note que este modelo é linear e, portanto, pode ser utilizado na aplicação das técnicas lineares de controle. Pela (4.3) pode-se observar que é um sistema desacoplado, ou seja, pode ser visto como dois sistemas *SISO*, onde a corrente  $i_d(t)$  é controlada isoladamente por  $V_{dr}(t)$  e que a corrente  $i_q(t)$  e  $\omega_m(t)$  são controlados isoladamente por  $V_{qr}(t)$ . Assim, tanto a estrutura de controle quanto o método de projeto vão levar em conta os sistemas *SISO*.

Lembrando que a velocidade elétrica é definida como sendo a velocidade mecânica pelo número de polos do motor:

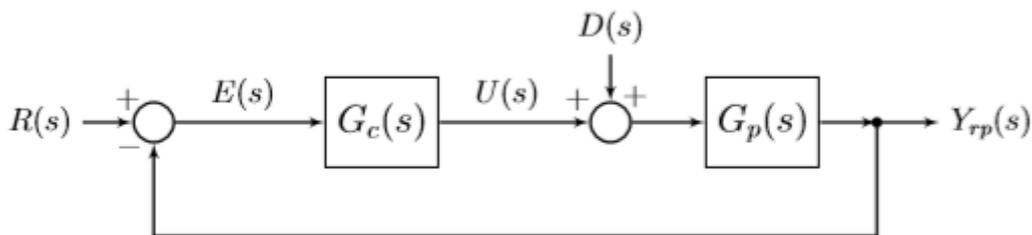
$$\omega_e(t) = Np\omega_m(t). \quad (4.4)$$

## 4.2 Princípio do Modelo Interno

O princípio do modelo interno estabelece os requisitos necessários e suficientes para que um dado sistema de controle seja capaz de fazer o seguimento da referência e realizar a rejeição dos distúrbios satisfazendo duas condições: o sistema em malha fechada é assintoticamente estável e o controlador apresenta a mesma característica do ganho infinito nas frequências que descrevem os sinais de interesse. (LORENZINI, 2015).

Para melhorar o entendimento sobre o *PMI*, considere o sistema de malha fechada disponível na Figura 6, onde  $G_c(s)$  é a função de transferência do controlador,  $G_p(s)$  é a função de transferência da planta e  $R(s)$ ,  $D(s)$  e  $Y(s)$  são, de forma respectiva, a representação dos sinais de entrada, perturbação e saída.

Figura 6: Sistema em malha fechada



Fonte: LORENZINI, 2015

A análise do *PMI* é baseada nas funções de transferência que descrevem a relação entre a referência e o sinal de saída, denotada por  $T_r(s)$ , e da perturbação para a saída, denotada por  $T_d(s)$ . Baseado no diagrama de blocos da Figura 7, que estas funções de transferência são dadas por:

$$T_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (4.5)$$

$$T_d(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (4.6)$$

Pode-se observar, levando em conta que o sistema seja estável em malha fechada, que somente ocorrerá o seguimento de referência com o erro nulo e a integral rejeição de perturbação de um determinado sinal senoidal que detenha de uma frequência:

$$|T_r(j\omega_0)| = \left| \frac{G_c(j\omega_0)G_p(j\omega_0)}{1 + G_c(j\omega_0)G_p(j\omega_0)} \right| = 1, \quad (4.7)$$

$$\angle T_r(j\omega_0) = 0$$

$$|T_d(j\omega_0)| = \left| \frac{G_p(j\omega_0)}{1 + G_c(j\omega_0)G_p(j\omega_0)} \right| = 0, \quad (4.8)$$

$$\angle T_d(j\omega_0) = 0.$$

Note que esta condição é sempre verificada caso  $|G_c(j\omega_0)| = \infty$ . Em outras palavras, é possível assegurar o seguimento com erro nulo e a total rejeição do distúrbio em uma respectiva frequência caso a função de transferência do controlador possua ganho infinito na frequência do sinal em que se deseja realizar o seguimento e/ou sua rejeição (LORENZINI, 2015).

Considerando que o modelo matemático apto a produzir os sinais que o controlador possua ganho infinito na frequência  $\omega_0$  e que o sistema em malha fechada é estável, então o seguimento com erro nulo e a rejeição de perturbações são garantidos mesmo na presença de variações paramétricas da planta (LORENZINI, 2015). Levando-se em conta que o sistema em malha fechada é robustamente estável assim como os polos de  $G_c(j\omega)$  não são anulados com os zeros do sistema incerto,  $G_p(j\omega) = G_{p_o}(j\omega) + \Delta G_p(j\omega), \forall \omega \in \mathbb{R}$  verifica-se que:

$$|T_r(j\omega_0)| = \left| \frac{G_c(j\omega_0)G_{p_o}(j\omega_0) + \Delta G_p(j\omega_0)}{1 + G_c(j\omega_0)G_{p_o}(j\omega_0) + \Delta G_p(j\omega_0)} \right| = 1, \angle T_r(j\omega_0) = 0 \quad (4.9)$$

$$|T_d(j\omega_0)| = \left| \frac{G_{p_o}(j\omega_0) + \Delta G_p(j\omega_0)}{1 + G_c(j\omega_0)G_{p_o}(j\omega_0) + \Delta G_p(j\omega_0)} \right| = 0, \angle T_d(j\omega_0) = 0 \quad (4.10)$$

o que assegura o seguimento com erro nulo e a anulação das perturbações de forma robusta.

### 4.3 Controlador Ressonante

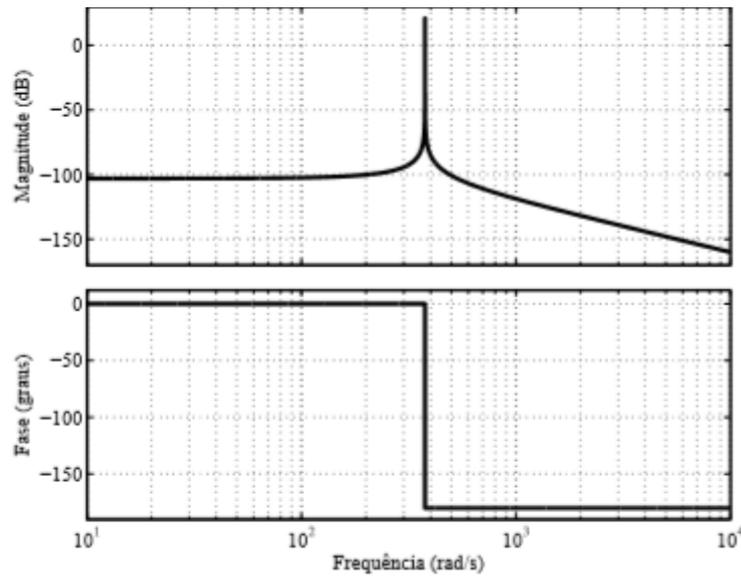
O controlador ressonante é um tipo de controlador fundamentado no princípio de modelo interno, ou seja, para que se assegure o seguimento de referência e/ou a rejeição do distúrbio, inclui-se à malha de controle, na planta ou no controlador, um termo que disponha de ganho infinito na frequência em que se deseja seguir e/ou rejeitar. Ao ser garantido *a priori* a estabilidade em malha fechada, o erro será cancelado na frequência desejada, conservando os sinais com amplitude finita em qualquer ponto da malha de controle, o que conduz ao seguimento de referência ou rejeição aos distúrbios (CHEN,1998).

O propósito do controlador é fazer o seguimento de uma referência senoidal com frequência  $\omega_0$ , capaz de prover magnitude infinita em uma dada frequência  $\omega_0$ . Com este objetivo, considere a função de transferência:

$$G_c(s) = \frac{y_{rs}(s)}{e(s)} = \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.11)$$

onde  $e(s) = r(s) - y(s)$  é o erro de seguimento. Na Figura 7 é mostrado o Diagrama de Bode de (4.11) para  $\omega_0 = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ . Pode-se verificar nesse diagrama a presença de um pico de ressonância que possui magnitude infinita na frequência do sinal que se deseja seguir/rejeitar, característica principal presente dos controladores ressonantes (LORENZINI, 2015).

Figura 7: Sistema em malha fechada



Fonte: LORENZINI, 2015

Como esse tipo de controlador  $G_c(s)$  possui dois polos sobre o eixo imaginário em  $\pm j\omega_0$ , é necessária a inserção de dois zeros que devem ser ajustados de forma a garantir que o sistema em malha fechada seja estável (PEREIRA et al., 2014). Logo, uma função de transferência para o controlador ressonante pode ser escrita como:

$$G_{rs}(s) = \frac{k_2(s^2 + \omega_0^2) + k_4s + k_3}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.12)$$

onde  $k_2$ ,  $k_3$  e  $k_4$  são os parâmetros de sintonia do controlador a serem definidos.

#### 4.3.1 Controlador Ressonante em Malha Fechada

A representação do sistema em espaço de estados para a função de transferência descrita pela Equação (4.12) é definida por:

$$\begin{cases} \dot{x}_{rs}(t) = A_{rs}x_{rs}(t) + B_{rs}e(t) \\ y_{rs}(t) = C_{rs}x_{rs}(t) + D_{rs}e(t) \end{cases} \quad (4.13)$$

onde  $x_{rs}(t) = [x_{rs_1}(t) \ x_{rs_2}(t)]' \in \mathbb{R}^2$  é o vetor de estados do controlador ressonante;  $e(t)$  e  $y_{rs}(t)$  são, de forma respectiva, os sinais de entrada e saída do controlador, enquanto que as matrizes que completam a representação são dadas por:

$$A_{rs} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_c \\ -\omega_c & 0 \end{bmatrix}, B_{rs} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_{rs} = [k_3 \quad k_4], D_{rs} = k_2$$

para uma determinada frequência  $\omega_0$  a ser seguida.

Os controladores com ação integral podem ser implementados considerando

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = e(t) \\ y_i(t) = K_i \cdot x_i(t) + K_p \cdot e(t) \end{cases} \quad (4.14)$$

Caso as duas ações sejam combinadas, então é inserido um controlador

$$\begin{cases} \dot{x}_c(t) = A_c \cdot x_c(t) + B_c \cdot e(t) \\ y_c(t) = C_c \cdot x_c(t) + D_c \cdot e(t) \end{cases} \quad (4.15)$$

onde  $x_c = \begin{bmatrix} x_{rs} \\ x_i \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3$ ,  $A_c = \begin{bmatrix} A_{rs} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B_c = \begin{bmatrix} B_{rs} \\ 1 \end{bmatrix}$ ,  $C_c = [C_{rs} \quad K_i]$  e  $D_c = [D_{rs} + K_p]$ .

A planta é definida por:

$$\begin{cases} \dot{x}_p(t) = A \cdot x_p(t) + B \cdot u(t) + B_d \cdot d(t) \\ y(t) = C \cdot x_p(t) \end{cases} \quad (4.16)$$

onde  $x_p \in \mathbb{R}^n$  é o estado da planta,  $u \in \mathbb{R}$  a entrada de controle e  $y \in \mathbb{R}$  na saída. Definindo o estado aumentado  $x_a = [x_p \quad x_c]' \in \mathbb{R}^{n+3}$  e a dinâmica aumentada sendo:

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = A_a \cdot x_a(t) + B_a \cdot u(t) + B_{ad} \cdot d(t) \\ y(t) = C_a \cdot x_a(t) \end{cases} \quad (4.17)$$

com  $A_a = \begin{bmatrix} A_p & \text{zeros}(n, 3) \\ -B_c \cdot C_p & A_c \end{bmatrix}$ ,  $B_a = \begin{bmatrix} B_p \\ \text{zeros}(3, 1) \end{bmatrix}$  e  $C_a = [C_p \quad \text{zeros}(1, 3)]$ .

O sinal de controle pode ser definido por:

$$u(t) = K_p x_p(t) + y_c(t) \quad (4.18)$$

que resulta em um:

$$u(t) = K_a x_a(t) + K_r r(t) \quad (4.19)$$

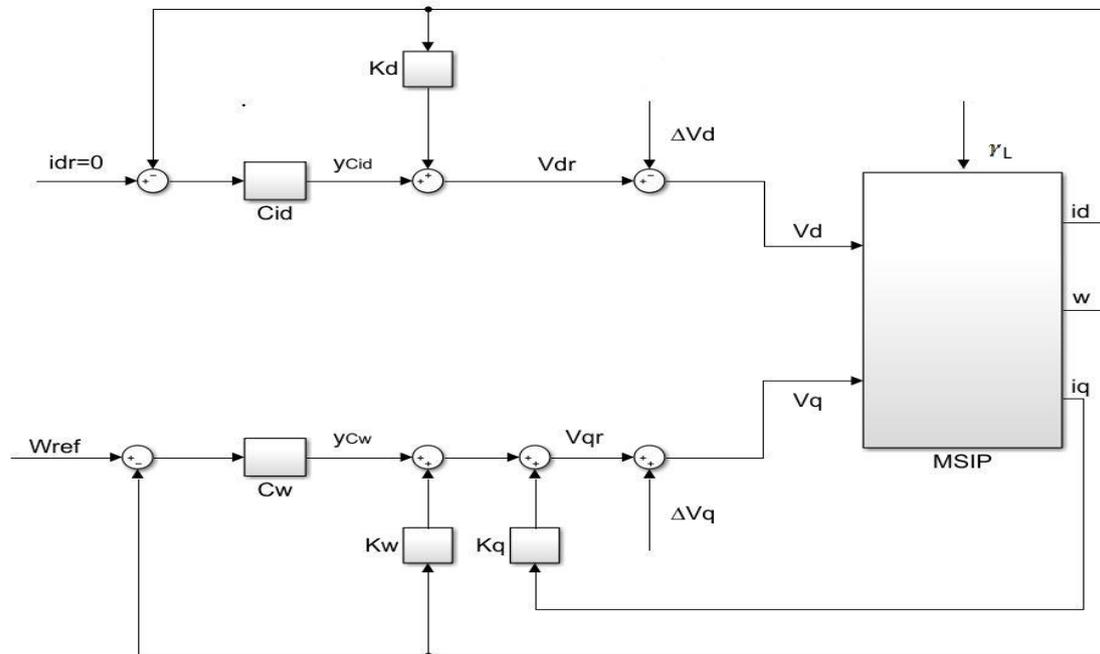
onde  $K_a = [K_p - D_c C \quad C_c]$  e  $K_r = D_c$ . Assim, é possível escrever o sistema em malha fechada como:

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = (A_a + B_a \cdot K_a) x_a(t) + B_r \cdot r(t) + B_d \cdot \gamma_L(t) \\ y(t) = C_a \cdot x_a(t) \end{cases} \quad (4.20)$$

#### 4.4 Sistema em malha fechada proposto

A Figura 8 expõe o sistema em malha fechada proposto.

Figura 8 : Sistema em malha fechada proposto



Baseado em (4.3), verifica-se que a planta é desacoplada, ou seja, a dinâmica pode ser separada em dois subsistemas descritos a seguir: o primeiro considerando a dinâmica de  $i_d$  e o segundo a dinâmica de  $i_q$  e  $\omega$ .

##### 4.4.1 Planta $i_d$

Considerando somente a dinâmica do  $i_d$  segue que para fins de projeto do controlador a planta é representada por  $x_p = x_{p1} = i_d$ , representado no espaço de estados por:

$$\begin{cases} \dot{x}_{p1}(t) = A_{p1} \cdot x_{p1}(t) + B_{p1} \cdot V_{dr}(t) \\ y_{p1}(t) = C_{p1} \cdot x_{p1}(t) \end{cases} \quad (4.16)$$

onde  $A_{p1} = \frac{-R_s}{L_d}$ ,  $B_{p1} = \frac{1}{L_d}$ ,  $B_{d1} = 0$ ,  $C_{p1} = 1$  e  $K_{p1} = K_d$ .

$V_{dr}$  pode ser definido por:

$$V_{dr}(t) = K_d x_{p1}(t) + y_{cid}(t) \quad (4.17)$$

O Controlador  $C_{id}$  pode ser definido por:

$$\begin{cases} \dot{x}_{c1}(t) = A_{c1} \cdot x_{c1}(t) + B_{c1} \cdot e_{id}(t) \\ y_{cid}(t) = C_{c1} \cdot x_{c1}(t) + D_{c1} \cdot e_{id}(t) \end{cases} \quad (4.18)$$

#### 4.4.2 Planta $\omega$

Considerando somente a dinâmica do  $i_q$  e  $\omega$  segue que para fins de projeto do controlador a planta é representada por  $x_p = x_{p2} = [i_q \ \omega]'$ , representado no espaço de estados por:

$$\begin{cases} \dot{x}_{p2}(t) = A_{p2} \cdot x_{p2}(t) + B_{p2} \cdot V_{qr}(t) + B_{d2} \cdot Y_L(t) \\ y_{p2}(t) = C_{p2} \cdot x_{p2}(t) \end{cases} \quad (4.19)$$

onde  $A_{p2} = \begin{bmatrix} \frac{-R_S}{L_q} & \frac{-\psi_f}{L_q} \\ \frac{1,5 \cdot N_p^2 \cdot \psi_f}{J} & \frac{-f}{J} \end{bmatrix}$ ,  $B_{p2} = \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \end{bmatrix}$ ,  $B_{d2} = \begin{bmatrix} 0 \\ -N_p \end{bmatrix}$ ,  $C_{p2} = [0 \ 1]$  e  $K_{p2} = [K_q \ K_\omega]$ .

$V_{qr}$  pode ser definido por:

$$V_{qr}(t) = K_{p2} \cdot x_{p2}(t) + y_{c\omega}(t) \quad (4.20)$$

O Controlador  $C_\omega$  pode ser definido por:

$$\begin{cases} \dot{x}_{c2}(t) = A_{c2} \cdot x_{c2}(t) + B_{c2} \cdot e_\omega(t) \\ y_{c\omega}(t) = C_{c2} \cdot x_{c2}(t) + D_{c2} \cdot e_\omega(t) \end{cases} \quad (4.21)$$

$C_{id}$  e  $C_\omega$  podem ser tanto só o integrador quanto o ressonante com o integrador.

## 4.5 LMI

### 4.5.1 Definição de LMI

Pode-se definir uma LMI como sendo uma desigualdade matricial do tipo  $F(g) > 0$ , na qual  $F(g): \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^{q \times q}$  é simétrica e afim nas variáveis de busca que são caracterizadas, nesse caso, pelo vetor  $g$  (COUTINHO, 2006). Dessa forma, uma LMI pode ser expressa da forma genérica como:

$$F(g) \triangleq F_0 + \sum_{i=1}^m g_i F_i > 0 \quad (4.22)$$

onde  $F_i = F_i' \in \mathbb{R}^{q \times q}$  são matrizes constantes e  $g \in \mathbb{R}^m$  é o vetor de variáveis com elementos escalares a ser definida para cumprir, quando possível, a desigualdade mostrada na Equação (4.22). No caso de existir uma solução para  $F(g) > 0$ , diz-se que a LMI é factível. A LMI  $F(g) > 0$  nos sinaliza que a matriz  $F(g)$  deve ser positiva definida, e graças a isso,  $F(g) > 0$  é uma restrição sobre os autovalores de  $F(g)$ . Dessa forma,  $F(g) > 0$  implica que todos os autovalores de  $F(g)$  são positivos (COUTINHO, 2006).

#### 4.5.2 Estabilidade de Lyapunov

O emprego do uso de *LMIs* na análise de sistemas dinâmicos, por exemplo, tem mais de 100 anos. A história teve início perto de 1890, quando *Lyapunov* apresentou um trabalho sobre o que definimos hoje como sendo a Teoria de *Lyapunov*. A partir das ideias de *Lyapunov*, é possível mostrar que a equação diferencial dada pela Equação (4.23), que pode fazer a representação de um sistema dinâmico, é assintoticamente estável, ou em outras palavras, todas as trajetórias convergem para zero somente se existe uma matriz  $P$  simétrica tal que (4.24) é verificada.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) \quad (4.23)$$

$$A'P + PA < 0 \quad (4.24)$$

As condições  $P > 0$  e  $A'P + PA < 0$  são exemplos de *LMIs*.

#### 4.5.3 Posicionamento de polos via LMI

Como dito anteriormente, as condições de projeto serão dadas por desigualdades matriciais lineares (*LMIs*). A condição (4.24) garante apenas a estabilidade do sistema, de forma que o desempenho em malha fechada não é regulado. Uma maneira de contornar esse problema é através da chamada  $\mathcal{D}$ -estabilidade que, além de garantir a estabilidade do sistema, também posiciona os polos em malha fechada em uma dada região do plano complexo.

Para a formulação *LMI*, deve-se considerar as seguintes equivalências de variáveis (Chilali; Gahinet, 1996):  $r = \omega_n$ ,  $\zeta = \cos(\theta)$  e  $\gamma = \zeta\omega_n$ . O desempenho do

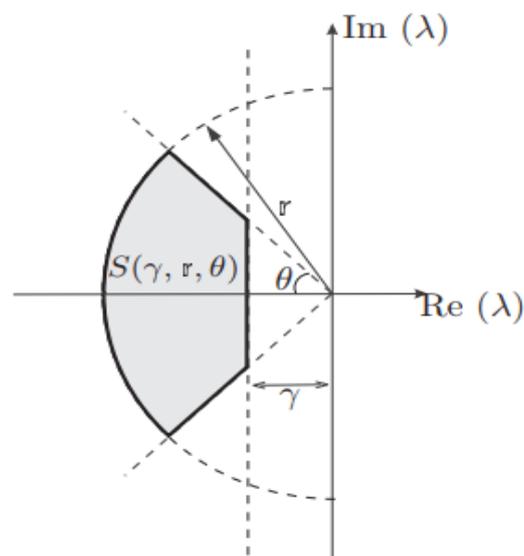
sistema em malha fechada está associado a uma região do plano complexo conforme ilustrado na Figura 9 e definida por:

$$S(\gamma, r, \theta) = \begin{cases} x < -\gamma < 0, & (a) \\ |x + yj| < r, & (b) \\ \tan(\theta)x < -|y| & (c) \end{cases}$$

onde a restrição (a) representa um semi-plano à esquerda da reta vertical que passa pelo ponto  $(-\gamma, 0)$ , com  $\gamma > 0$ , a restrição (b) indica um disco que está centrado na origem e possui raio  $r$  e a restrição (c) representa um cone de ângulo  $\theta$  com o eixo real negativo.

Dessa forma, o sistema (4.23) é dito  $\mathcal{D}$  –estável se, dada uma região  $\mathcal{D}$  do semi-plano esquerdo complexo, todos os autovalores de  $A$  estão contidos na região  $\mathcal{D}$  (Chilali and Gahinet, 1996).

Figura 9: Região  $S(\gamma, r, \theta)$  para fazer a alocação dos autovalores



Fonte: SILVA et al., 2013

Todos os polos do sistema em malha fechada são autovalores de  $A$ , logo o desempenho desejado está diretamente ligado à região escolhida. O valor de  $\gamma$  está relacionado ao tempo de acomodação em malha fechada, podendo ser aproximado por  $4/\gamma$  quando um polo ou par de polos for dominante. Nestas mesmas condições,  $\theta$  restringe o coeficiente de amortecimento e, conseqüentemente, o máximo sobressinal (*overshoot*). Finalmente, o raio  $r$  está relacionado à maior magnitude

admissível dos polos em malha fechada, ajustada de forma a evitar valores muito grandes de ganho.

Foi demonstrado por (Chilali; Gahinet, 1996) que todos os autovalores da matriz  $A$  estão contidos na região  $S(\gamma, r, \theta)$  se as seguintes LMIs forem simultaneamente satisfeitas:

$$A^T P + PA + 2\gamma P < 0 \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} -rP & AP \\ PA^T & -rP \end{bmatrix} < 0 \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} \sin(\theta)(AP + PA^T) & \cos(\theta)(AP - PA^T) \\ \cos(\theta)(PA^T - AP) & \sin(\theta)(AP + PA^T) \end{bmatrix} < 0 \quad (4.27)$$

Portanto, os parâmetros das restrições apresentadas nas Equações (4.25), (4.26), (4.27) devem ter uma taxa de decaimento  $\gamma > 0$ , o raio  $r > 0$  e o ângulo  $0 < \theta < 90$  para uma dada matriz  $P$  simétrica positiva definida.

## 5 RESULTADOS

Neste capítulo, serão apresentadas inicialmente simulações que consideram o modelo simplificado, ou seja, as equações não lineares definidas em (4.1) diretamente em  $dq$ . Para fins de comparação, será considerado como controlador de referência a implementação do *FOC* descrita em (VALMORBIDA, 2018) e seu comportamento que tem como base uma velocidade de referência  $100 \text{ rad/s}$ . Na sequência é introduzido o controlador projetado nessa monografia sem a presença do ressonante e com a inserção de um ressonante na frequência que se deseja rejeitar.

Os parâmetros do *MSIP* a ser considerado também foram obtidos desta referência, conforme listados na Tabela 1. Serão apresentados ensaios com duas configurações para os controladores  $C_{id}$  e  $C_{\omega}$ : apenas integradores e integradores adicionados a um controlador ressonante sintonizado na frequência que se deseja rejeitar. Os ganhos do controlador serão ajustados a parte da técnica de posicionamento de polos com restrições *LMIs* descritas na seção 4.5.3.

Numa segunda parte, é estudado o comportamento do controlador projetado em uma simulação mais realista, que dispõem de um modelo completo do *MSIP*, com inversor de frequência, bateria e todos os sensores necessários para a simulação ser mais próxima da realidade, sendo esses blocos nativos do exemplo do *Simulink*® “*IPMSM TORQUE CONTROL*”. Neste momento, limita-se a velocidade elétrica do motor para uma faixa de 0 a  $300 \text{ rad/s}$  onde busca-se analisar o comportamento de um controlador ressonante escalonado, ou seja, onde os ganhos do controlador e a matriz  $A_{rs}$  são ajustados dinamicamente a partir da velocidade de referência.

Tabela 1: Parâmetros utilizados na simulação

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência do estator por fase	$R_s$	$0.95 \Omega$
Indutância do estator eixo direto	$L_d$	$13.6 \text{ mH}$
Indutância do estator eixo de quadratura	$L_q$	$13.6 \text{ mH}$
Momento de inércia do rotor	$J$	$0.0032$
Número de polos	$N_p$	$4$
Fluxo dos ímãs concatenados com o estator	$\psi_f$	$0.284 \text{ Wb}$
Velocidade do rotor de referência (elétrica)	$\omega_{er}$	$100 \text{ rad/s}$
Coefficiente de arrasto do rotor	$f$	$0.0001 \text{ Nms}^{-1}$
Tensão elétrica máxima de comando do inversor para o modelo simplificado	$U_{max}$	$34 \text{ Vpp}$

A partir desses valores numéricos, segue que os modelos do sistema linearizado são dados por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{p1}(t) &= -69,8529 \cdot x_{p1}(t) + 73,5294 \cdot V_{dr}(t) \\ \dot{x}_{p2}(t) &= \begin{bmatrix} -0,0699 & -0,0209 \\ 2,13 & 0 \end{bmatrix} \cdot 10^3 \cdot x_{p2}(t) + \begin{bmatrix} 73,5294 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{qr}(t) - 1250 \cdot Y_L(t) \end{aligned}$$

### 5.1 Simulações com o modelo simplificado

Nesta etapa foi realizada a construção da simulação vista na Figura 10 com o uso do *Simulink*® na qual implementa-se as equações vistas em (4.1) no bloco denominado *Planta*. Para a questão dos vários testes a serem realizados, o que será modificado em cada etapa é o bloco denominado “*Controlador*”, onde em cada teste ele vai receber o nome do controlador imposto para fácil identificação. O distúrbio de carga ( $Y_L$ ) é construído no bloco “*GamaL*” onde para a sua execução é utilizada a velocidade de referência multiplicada por uma onda senoidal que possui  $0,3 \text{ Vpp}$ . O bloco do controlador vai receber as derivadas da saída do bloco da planta.

### 5.1.1 Controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018)

Inicialmente, partiu-se de um *MSIPS*, o qual dispõem da indutância do eixo direto igual ao do eixo de quadratura para uma simplificação inicial. Foi implementado no bloco controlador o *FOC* com os *PI* da Figura 11. Os valores dos ganhos utilizados nos controladores são os seguintes:

- $K_d = K_q = 34$ ;
- $T_{id} = T_{iq} = 0,0143$ ;
- $K_i = 0,2011$ ;
- $T_{ii} = 0,0796$ .

Pode-se observar que os ganhos são agressivos para causar saturação, porém, como a análise é em regime permanente, isso não é levado em consideração contanto que seja estável. A Figura 12 mostra o distúrbio  $\Upsilon_L$ .

Figura 10: Modelo com o modelo simplificado implementada e controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018)

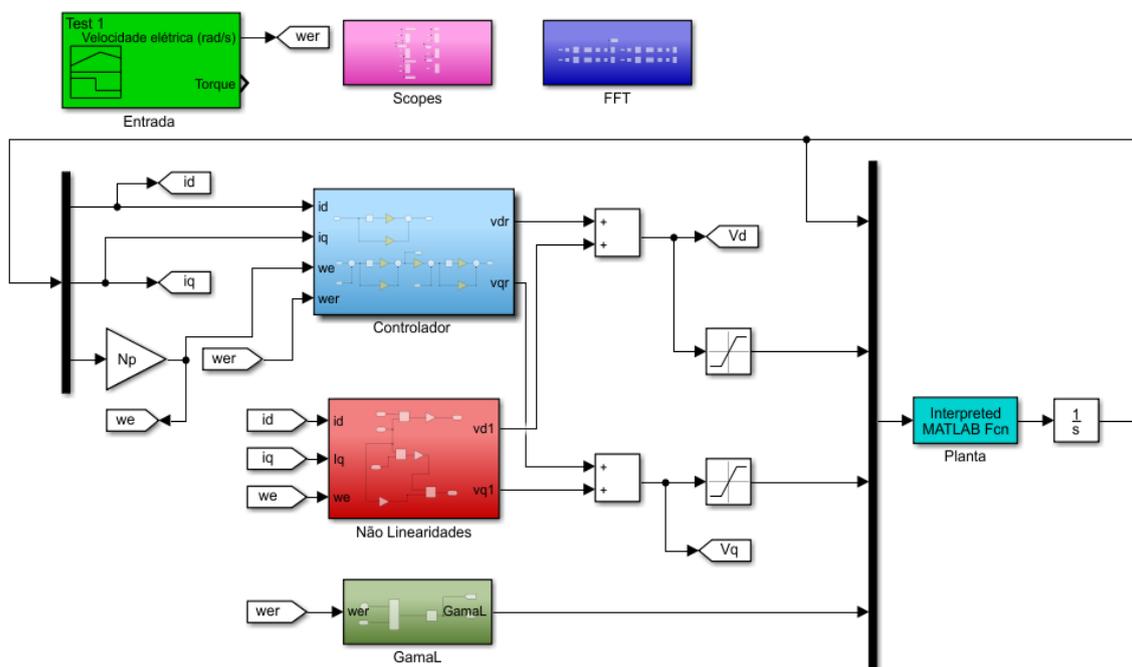


Figura 11: Controlador elaborado por (VALMORBIDA, 2018)

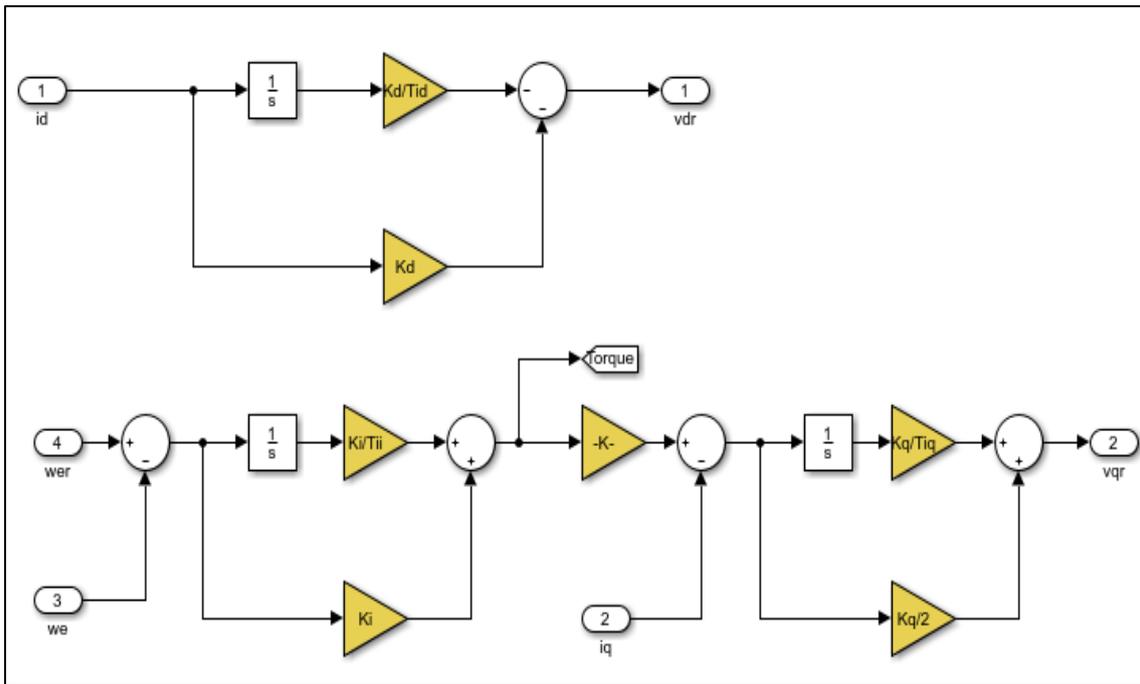
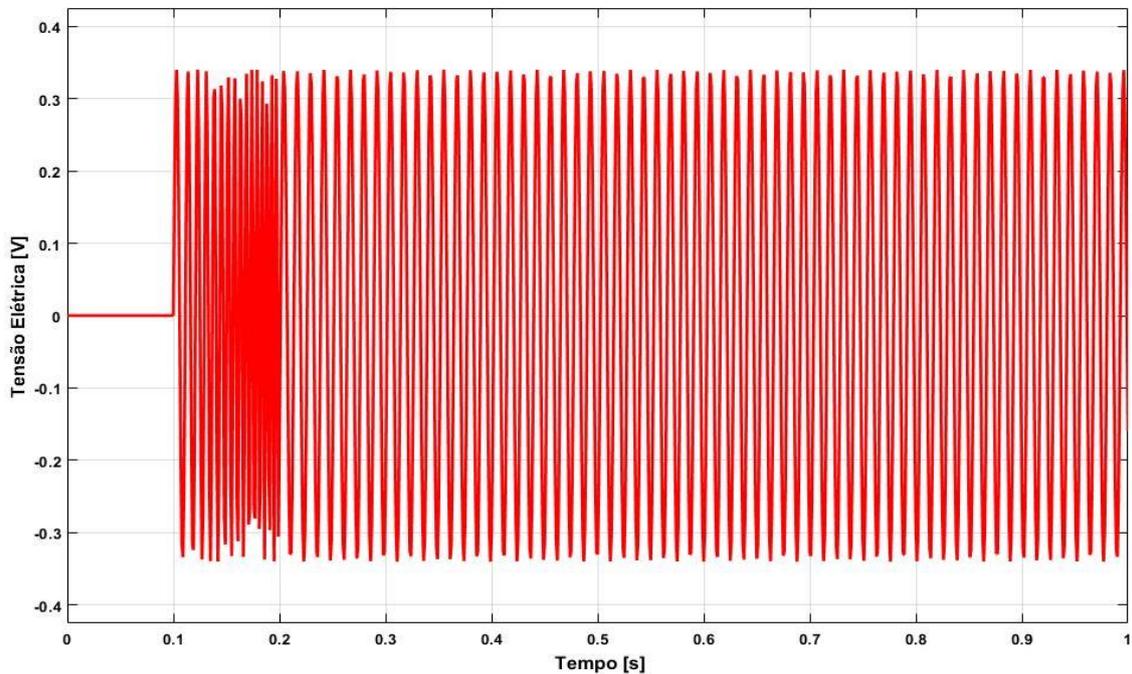


Figura 12:  $\gamma_L$  em formato senoidal dependente da velocidade de referência  $\omega_{er}$



Observa-se na Figura 13 a resposta do sistema em malha fechada para o perfil de velocidade imposta. Para melhor apreciação, verifica-se em detalhe a situação em regime permanente da resposta da velocidade em malha fechada para o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018) na Figura 14.

Figura 13: Comparação entre a velocidade de referência com a velocidade medida

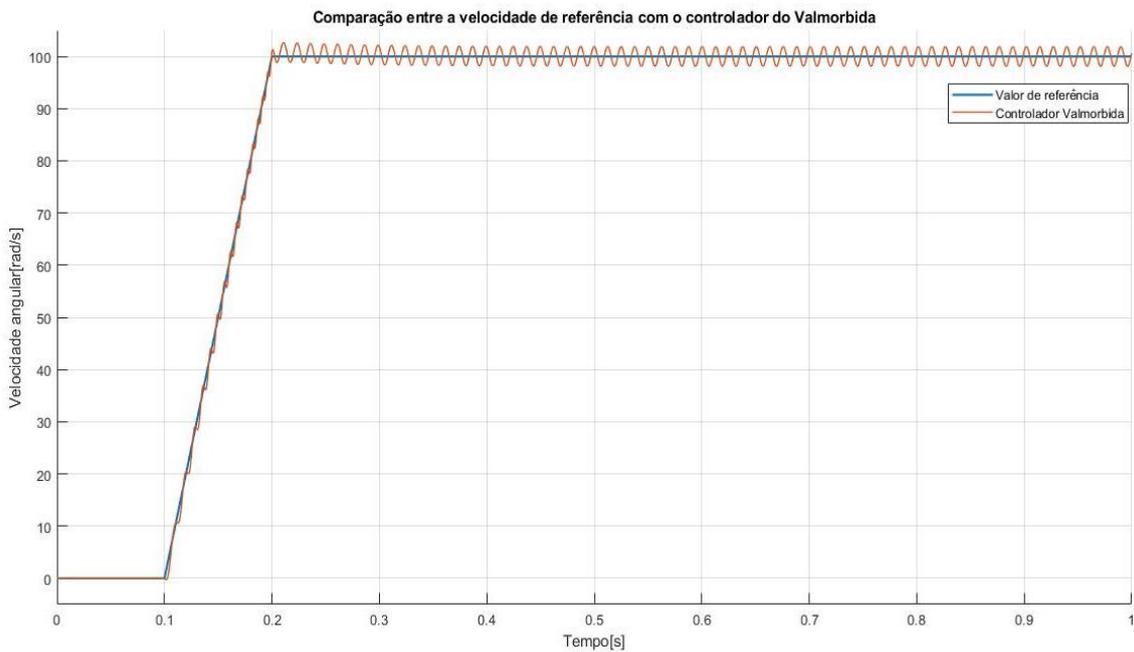
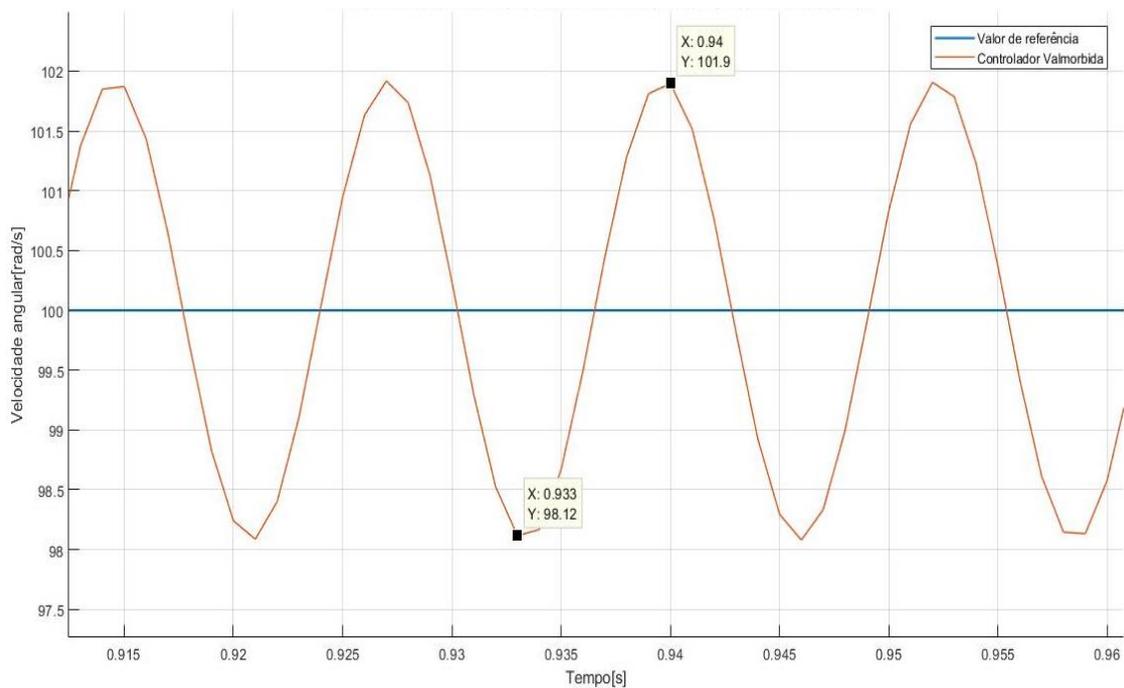


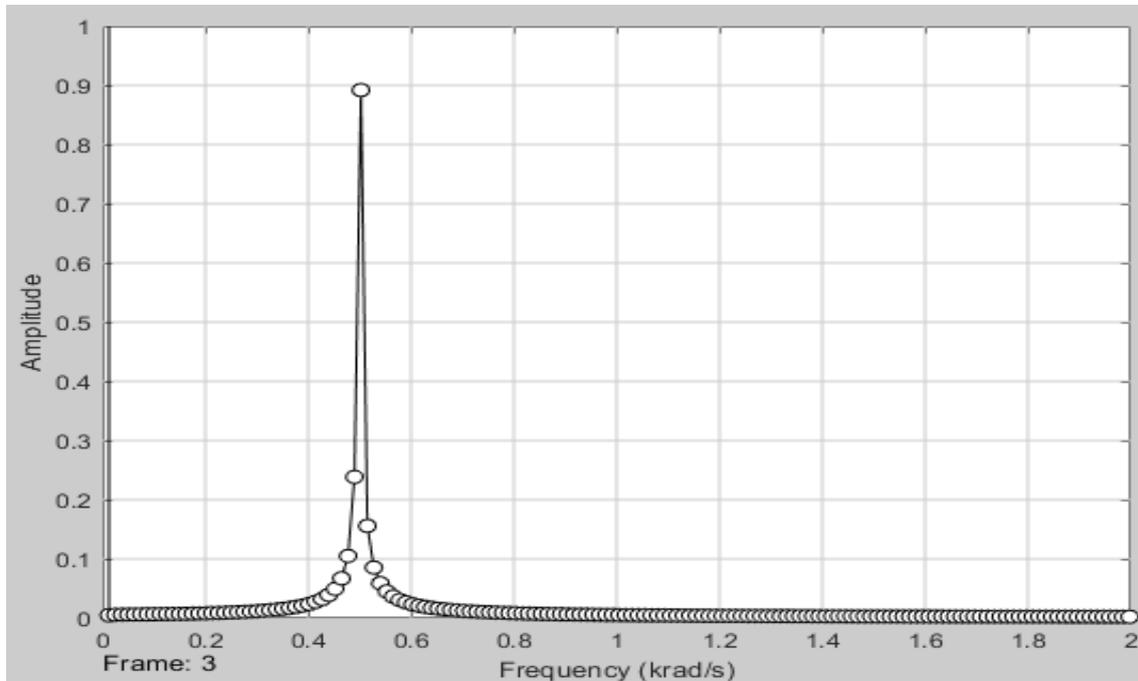
Figura 14 : Janela da comparação de velocidades com o controlado proposto por (VALMORBIDA, 2018)



É possível destacar na Figura 14 que existe uma oscilação sustentada pronunciada com amplitude de  $3,78 \text{ rad/s pp}$  e com uma frequência de aproximadamente  $71,5 \text{ Hz}$  ou  $448,8 \text{ rad/s}$ . Na Figura 15 é apresentada a *FFT* com o bloco do *Simulink*<sup>®</sup> e que está coerente com o valor calculado pela Figura 14, com

um pico em 500  $rad/s$ . Verifica-se que essa frequência é dependente da velocidade de referência imposta e será usada posteriormente para sintonizar controlador ressonante escalonado.

Figura 15: Janela da  $FFT$  da velocidade elétrica medida



### 5.1.2 Controlador proposto

Inicialmente, elabora-se o controlador proposto somente com integradores. Tem-se que a partir de (4.18) a (4.21) que:  $Ac_1=Ac_2=0$  e  $Bc_1=Bc_2=1$ . A solução do problema de factibilidade das restrições (4.25) a (4.27) para os laços de corrente  $i_d$  e  $\omega_e$  com parâmetros de  $\mathcal{D}$ -estabilidade dados por  $r=3000$ ,  $\gamma=155$  e  $\theta=\pi/2$  resultou nos ganhos  $Ka_1=1e+03*[-0.0109 \quad 1.9421]$  e  $Ka_2=[-17.3684 \quad -3.1046 \quad 487.2534]$ , respectivamente. Os parâmetros da região de estabilidade foram escolhidos de forma a não saturar a tensão  $V_q$  de comando.

Baseado nos resultados das seções anteriores, segue que o distúrbio na saída tem frequência de aproximadamente 500  $rad/s$ . Dessa forma, além dos integradores, será inserido um controlador ressonante em cada malha sintonizado para  $\omega_c$  igual a esta frequência. Assim, segue que  $Ac_1=Ac_2= [0 \ 500 \ 0; -500 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0]$  e  $Bc_1=Bc_2= [0;1;1]$ . A solução do problema de factibilidade sob as restrições (4.25) a (4.27) para os laços de corrente  $i_d$  e  $\omega_e$  com parâmetros de  $\mathcal{D}$ -estabilidade dados

por  $r=3000$ ,  $\gamma=155$  e  $\theta=\pi/2$  resultou nos ganhos  $Ka1= 1.0e+04*[-0.0023 \ -0.0353 \ 1.0314 \ 0.2698]$  e  $Ka2= 1.0e+03*[-0.0273 \ -0.0096 \ -2.1054 \ 1.6062 \ 0.6203]$ , respectivamente. Os parâmetros da região foram estabelecidos de forma que não ocorresse a saturação do sinal de controle  $V_q$ .

A Figura 16 apresenta a comparação da velocidade entre a referência, a modelada pelo controlador presente em (VALMORBIDA, 2018), o controlador proposto apenas com integradores e com o ressonante na frequência de  $500 \text{ rad/s}$ . A Figura 17 apresenta a janela de comparação para as velocidades em regime permanente.

Figura 16: Comparação entre a velocidade de referência com a velocidade medida com a presença do controlador apenas com integradores e com o ressonante aplicado

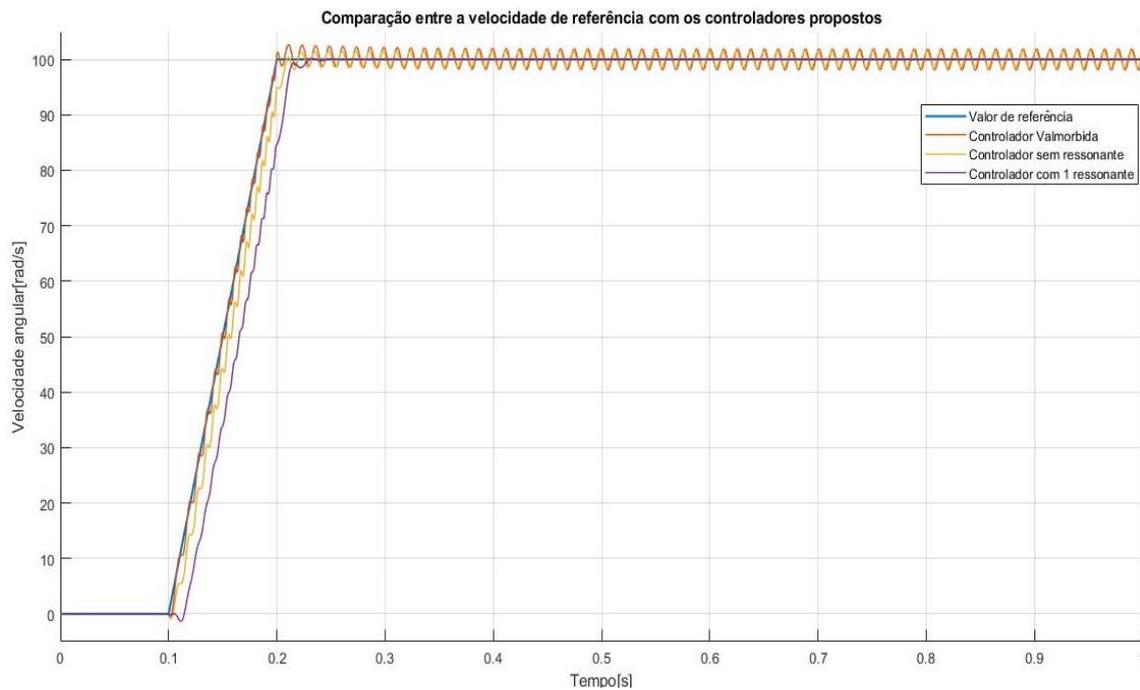
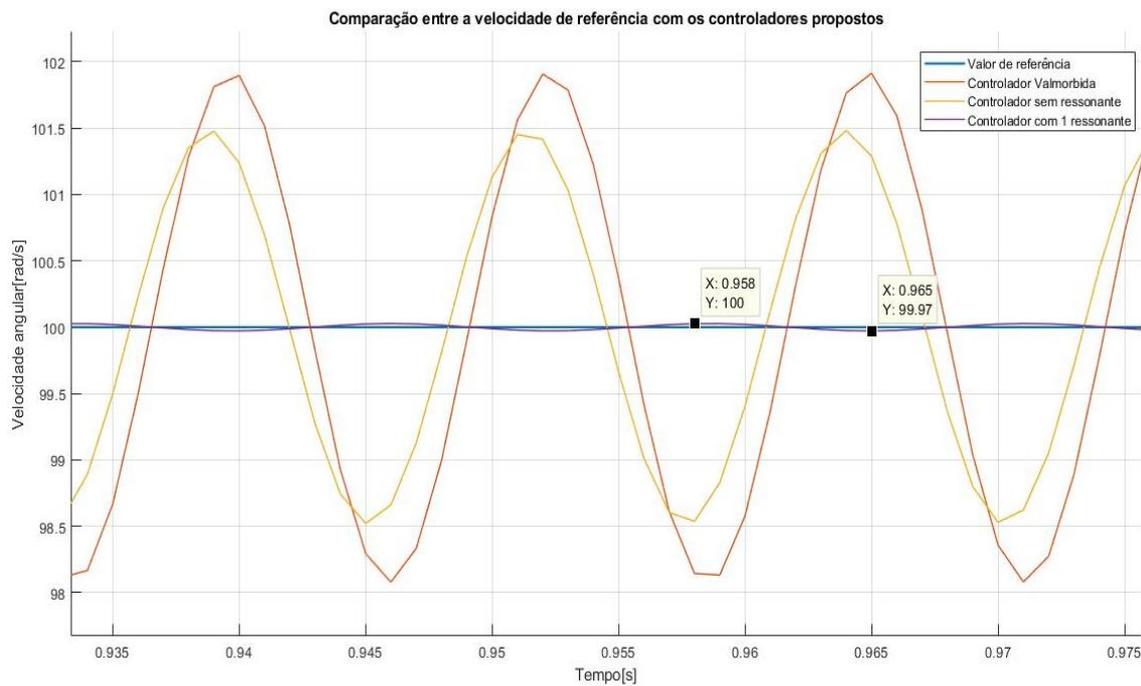
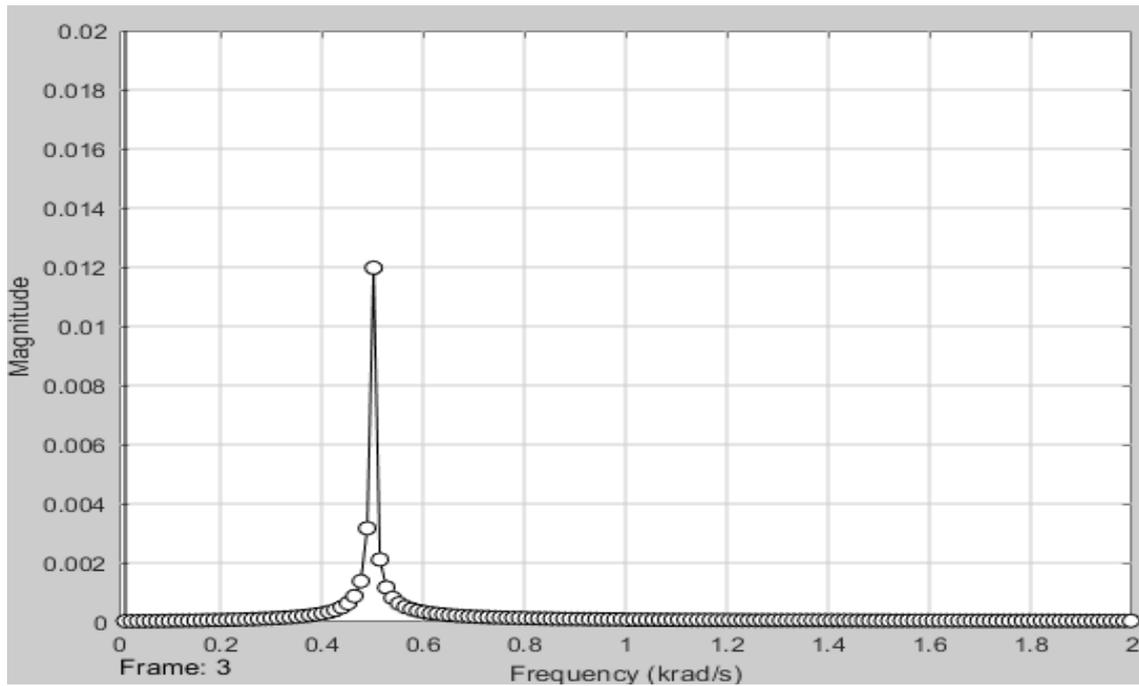


Figura 17: Janela da comparação de velocidades em regime permanente



Com o auxílio do *MATLAB*<sup>®</sup> mediu-se que a oscila o para o controlador projetado possui um valor de  $0,03 \text{ rad/s}$  e uma frequência de  $83,3\text{Hz}$  ou  $523,6 \text{ rad/s}$ . Comparando com o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018) que apresentava uma oscila o de  $3,78 \text{ rad/s}$  e com o controlador proposto apenas com integradores,   possível afirmar que, de fato, o controlador ressonante resultou na rejei o do distúrbio de velocidade.

Figura 18: Janela da *FFT* da velocidade medida  $\omega_e$  com controladores ressonantes



A *FFT* obtida da velocidade experimental com a presença do ressonante no controlador projetado na Figura 18 apresenta uma redução drástica na sua magnitude da componente harmônica localizada em  $500 \text{ rad/s}$  quando comparado com o da Figura 15. Verifica-se na comparação da velocidade medida que pela escala apresentada na Figura 17 que não existe praticamente uma oscilação presente para o novo controlador projetado via *LMI* robusto dos controladores ressonantes. Do ponto de vista teórico, o distúrbio periódico deveria ser completamente rejeitado. Porém, como visto nas seções anteriores, a frequência do distúrbio não é exatamente  $500 \text{ rad/s}$ , justificando assim este pequeno sinal residual.

Apresenta-se a seguir nas Figuras 19 e 20, o comparativo dos sinais de controle  $V_d$  e  $V_q$ , respectivamente, entre o controlador com os ressonantes aplicados e o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018).

Figura 19: Comparação entre a tensão elétrica de comando do eixo direto

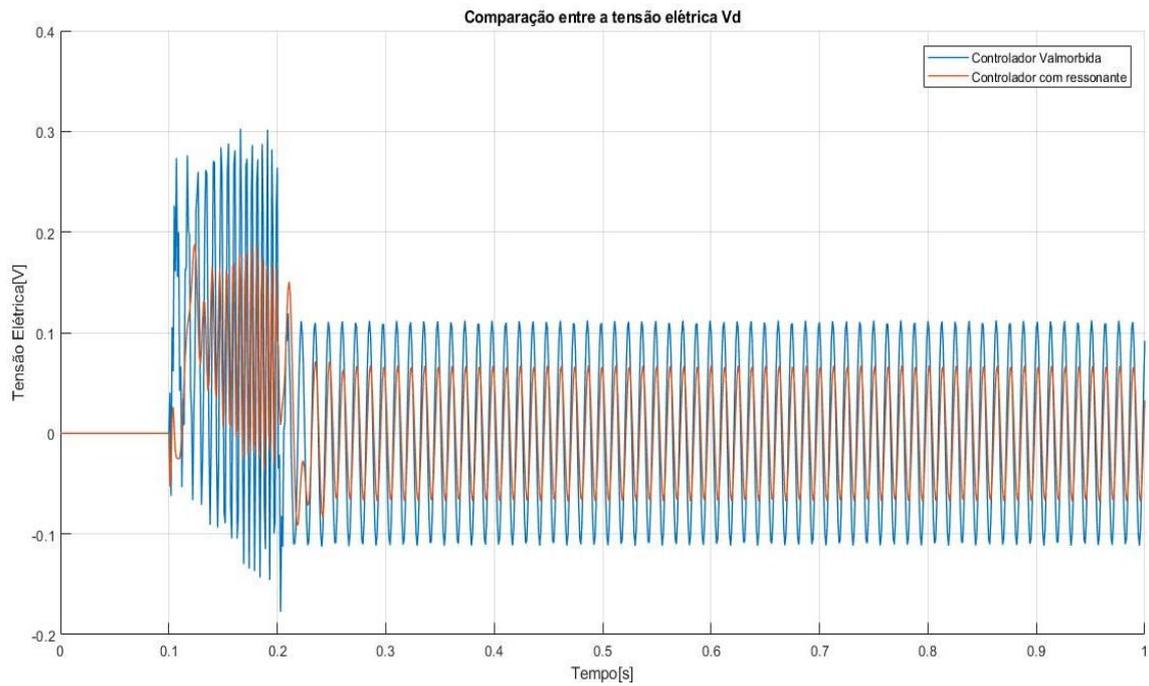
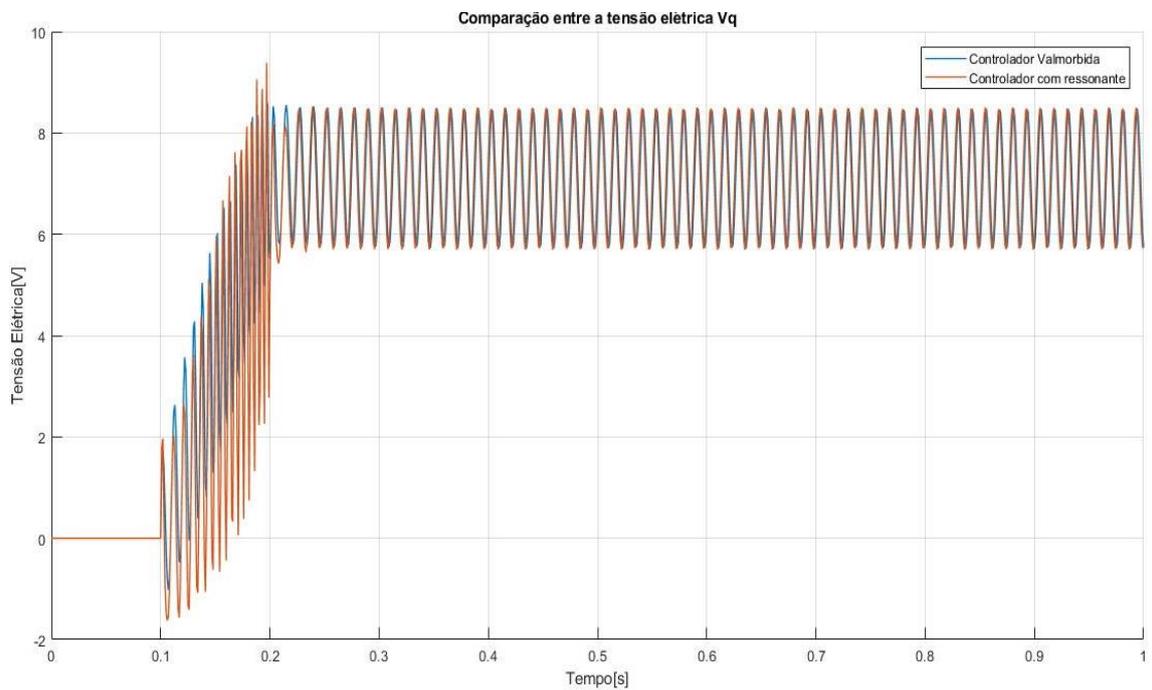


Figura 20: Comparação entre a tensão elétrica de comando do eixo de quadratura

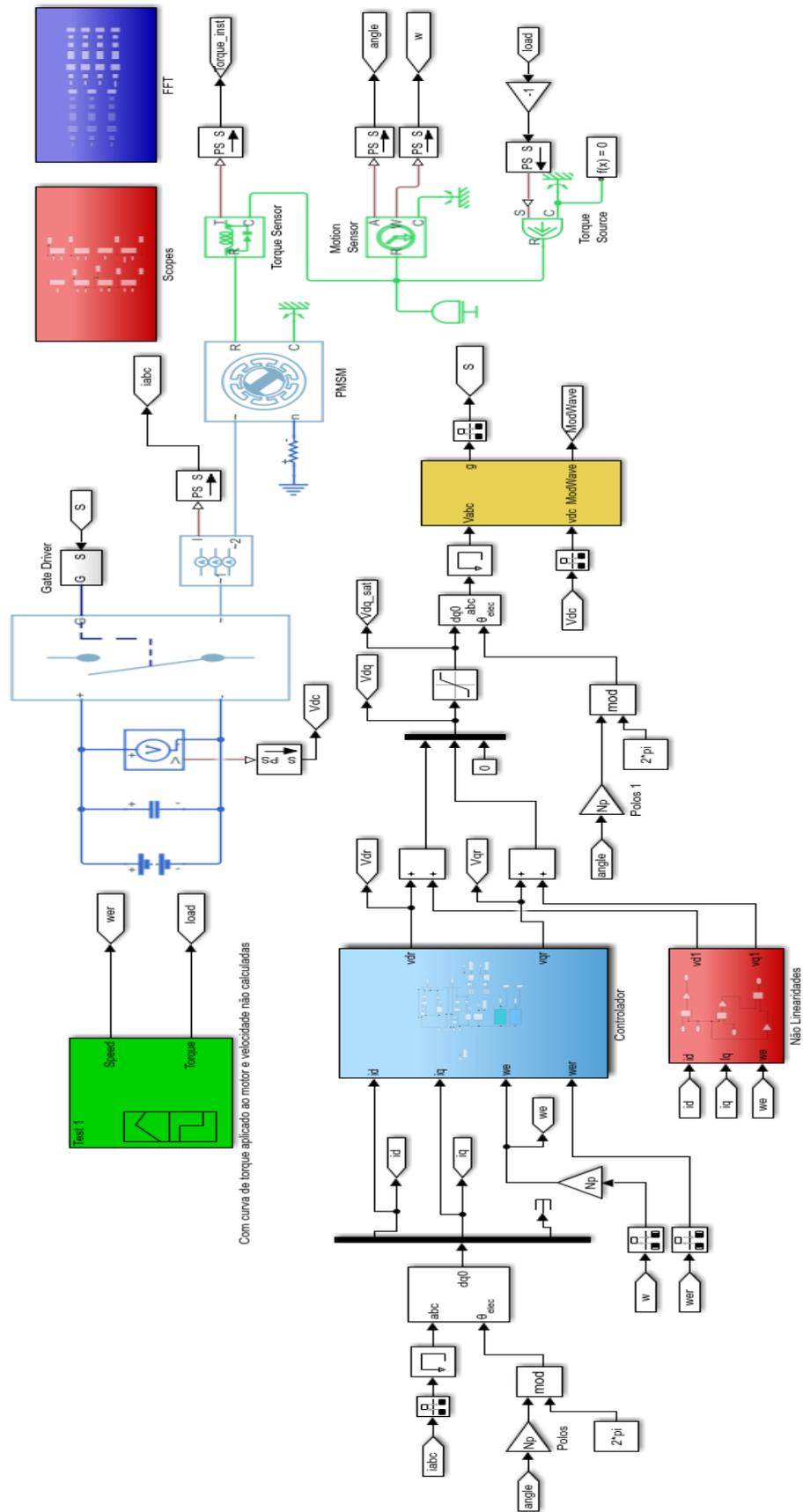


## 5.2 Modelo completo

Após a validação do controlador com ressonante formulado via *LMI* robusto para o modelo simplificado, faz-se a aplicação dele em um modelo de planta experimental. A Figura 21 apresenta o modelo completo elaborado no *Simulink*<sup>®</sup>. Ele foi construído a partir do modelo “IPMSM TORQUE CONTROL”. O bloco inversor utilizado foi com o uso de *IGBT* de seis pulsos trifásico. O bloco em amarelo representa o bloco Gerador *PWM* (trifásico, dois níveis) que controla o comportamento de comutação para um conversor de energia trifásico de dois níveis. Possui também um bloco denominado “Fonte de conjugado ideal” sendo que essa fonte é ideal no sentido de que é assumida como potente o suficiente para manter o torque especificado, independentemente da velocidade angular nos terminais da fonte.

Nessa etapa o objetivo é implementar para uma faixa de operação entre 0 a 300 *rad/s* um controlador ressonante dinâmico com síntese robusta. Sabe-se que a velocidade influencia diretamente na frequência do distúrbio, como observou-se pelo modelo simplificado. Portanto, para uma operação mais fidedigna, busca-se que as oscilações de velocidades mesmo que variem sejam pormenorizadamente reduzidas. Conforme pode-se notar na Figura 29, existe um bloco denominado “Controlador” que é o que vai variar para fazer os testes, sendo testados o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018), o controlador somente com integradores e o controlador com modos ressonantes.

Figura 21: Modelo completo implementado



Com curva de torque aplicado ao motor e velocidade não calculadas

Primeiramente será feito um comparativo direto com o modelo simplificado utilizando a mesma curva de velocidade imposta. Após, para projetar o controlador ressonante dinâmico com síntese robusta é necessário verificar as frequências e as magnitudes das componentes harmônicas para valores intermediários de velocidade. Nesse caso serão computadas as componentes a cada  $50 \text{ rad/s}$ . Por fim, será projetado uma *lookup table (LUT)* no *Simulink*<sup>®</sup> para a matriz de estados da velocidade e da componente do eixo direto da corrente para que ela se ajuste a cada mudança de velocidade que se encontra na faixa pré-determinada e também pelos distúrbios de carga que serão proporcionados ao longo da simulação.

### 5.2.1 Comparação direta com o modelo simplificado

Nessa parte é feita uma comparação inicial entre o modelo simplificado com o modelo completo. Verificou-se com a simulação do uso do controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018) que o distúrbio na saída tem frequência de aproximadamente  $603 \text{ rad/s}$ .

Para o controlador somente com a presença de integradores, a solução do problema de factibilidade das restrições (4.25) a (4.27) para os laços de corrente  $i_d$  e  $\omega_e$  com parâmetros de  $\mathcal{D}$ -estabilidade dados por  $r=3000$ ,  $\gamma=850$  e  $\theta=\pi/2$  resultou nos ganhos  $Ka1=1.0e+04*[-0.0046 \ 3.8344]$  e  $Ka2=1.0e+04*[-0.0058 \ -0.0042 \ 2.2949]$ , respectivamente. A solução do problema de factibilidade com o modo ressonante posto em conjunto com os integradores sob as restrições (4.25) a (4.27) para os laços de corrente  $i_d$  e  $\omega_e$  com parâmetros de  $\mathcal{D}$ -estabilidade dados por  $r=3000$ ,  $\gamma=850$  e  $\theta=\pi/2$  resultou nos ganhos  $Ka1=1.0e+05*[-0.0007 \ 2.3699 \ -0.4149 \ 1.9436]$  e  $Ka2=1.0e+05*[-0.0008 \ -0.0011 \ 1.5964 \ 0.3053 \ 1.2416]$ , respectivamente. Os parâmetros da região foram estabelecidos de forma que não ocorresse a saturação do sinal de controle  $V_q$ .

A Figura 22 apresenta a comparação da velocidade entre a referência, a modelada pelo controlador presente em (VALMORBIDA, 2018, o controlador proposto apenas com integradores e com o ressonante na frequência de  $603 \text{ rad/s}$  usando o modelo completo.

Figura 22: Comparação entre a velocidade de referência com a velocidade medida com a presença do controlador apenas com integradores e com o ressonante aplicado

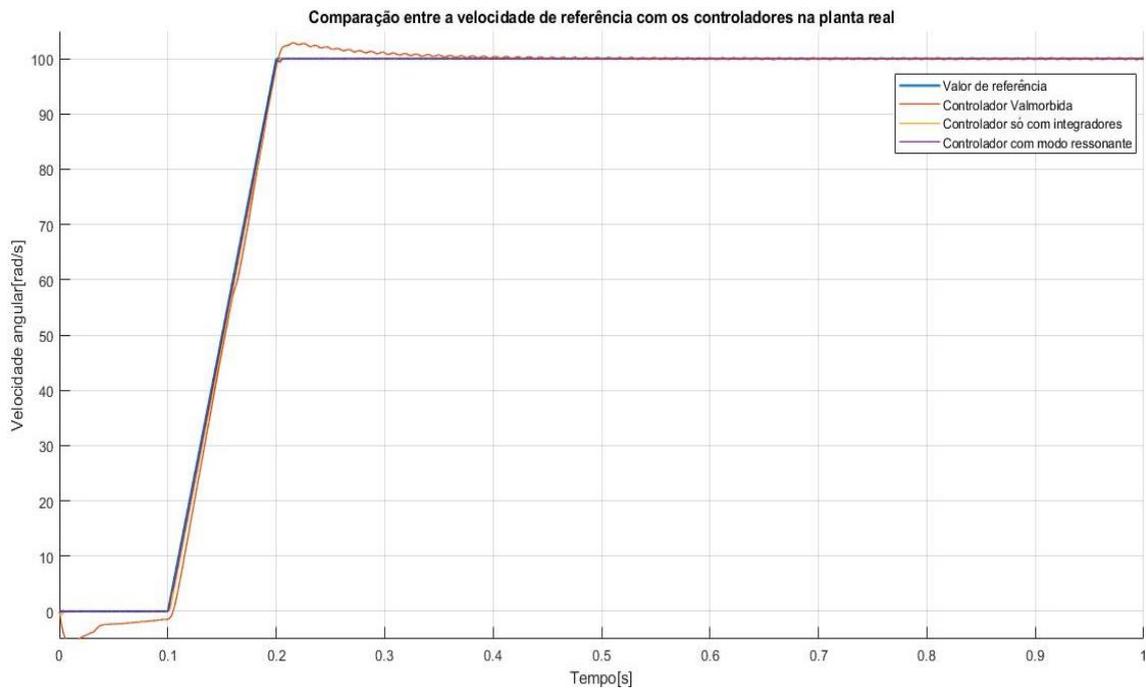
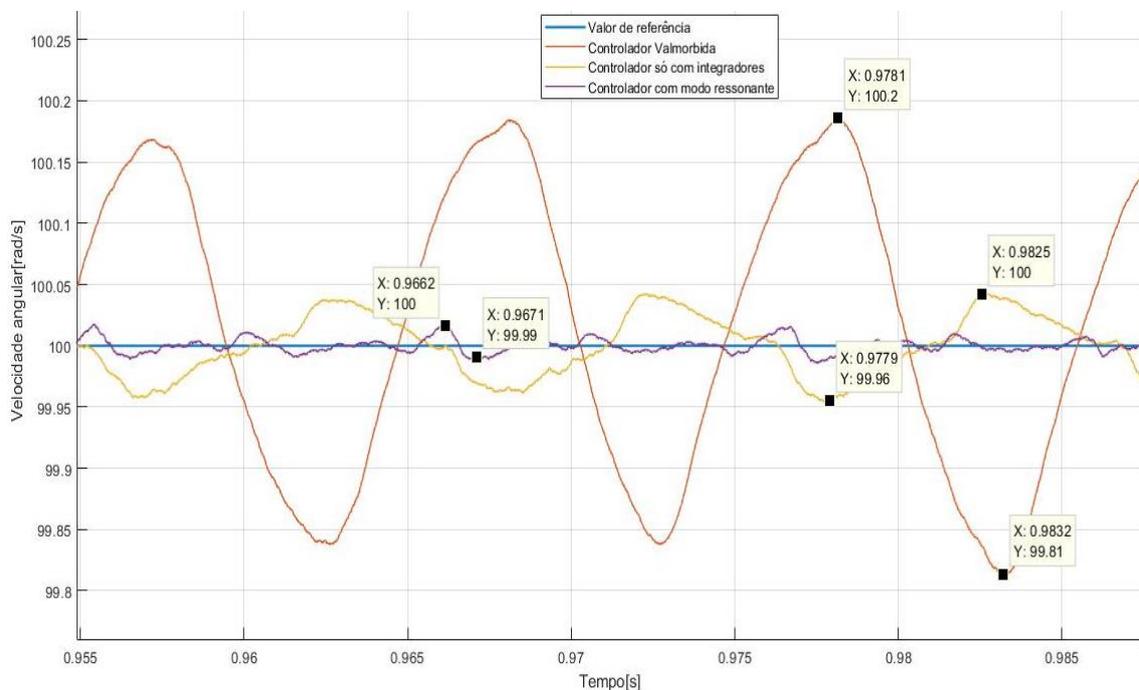


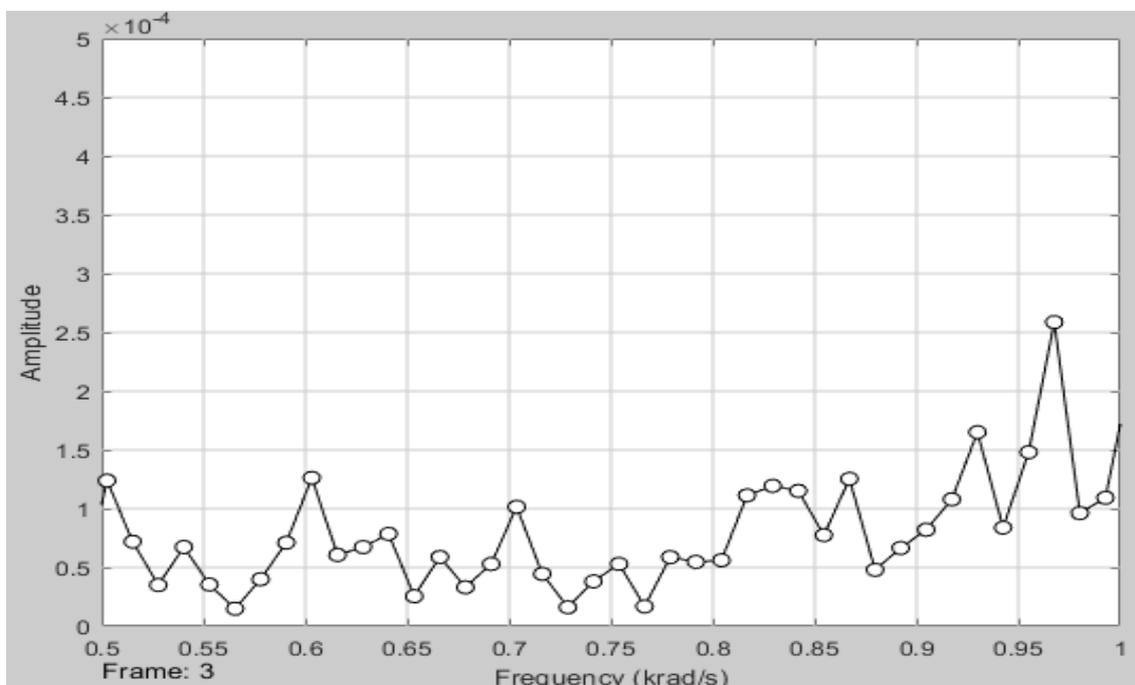
Figura 23: Janela da compara o de velocidades em regime permanente



Com o auxílio do *MATLAB*<sup>®</sup> para a Figura 23 mediu-se que a oscila o para o controlador projetado possui um valor de  $0,01 \text{ rad/s pp}$  e uma frequência de  $92,6 \text{ Hz}$  ou  $581,9 \text{ rad/s}$ . Comparando com o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018)

que apresenta uma oscilação de  $0,39 \text{ rad/s pp}$  e com o controlador proposto apenas com integradores, é possível afirmar que, de fato, o controlador ressonante resultou na rejeição do distúrbio de velocidade.

Figura 24: Janela da *FFT* da velocidade medida  $\omega_e$  com controladores ressonantes



A *FFT* obtida da velocidade experimental na Figura 24 com o uso de ressonantes no controlador projetado apresenta uma redução drástica na sua magnitude da componente harmônica localizada em  $603 \text{ rad/s}$ . Verifica-se na comparação da velocidade medida que pela escala apresentada na Figura 23 que não existe praticamente uma oscilação presente para o novo controlador projetado via *LMI* robusto dos controladores ressonantes. Do ponto de vista teórico, o distúrbio periódico deveria ser completamente rejeitado. Porém, como visto nas seções anteriores, a frequência do distúrbio não é exatamente  $603 \text{ rad/s}$ , justificando assim este pequeno sinal residual.

### 5.2.2 Obtenção das componentes harmônicas para cada velocidade

Nesta etapa é realizada a obtenção das frequências das componentes harmônicas para a faixa de 0 a  $300 \text{ rad/s}$  em um passo de  $50 \text{ rad/s}$ . Para cada velocidade é obtido o valor da componente que apresenta a maior magnitude através da *FFT* da velocidade elétrica medida. A Tabela 2 faz a síntese dos dados obtidos via simulação.

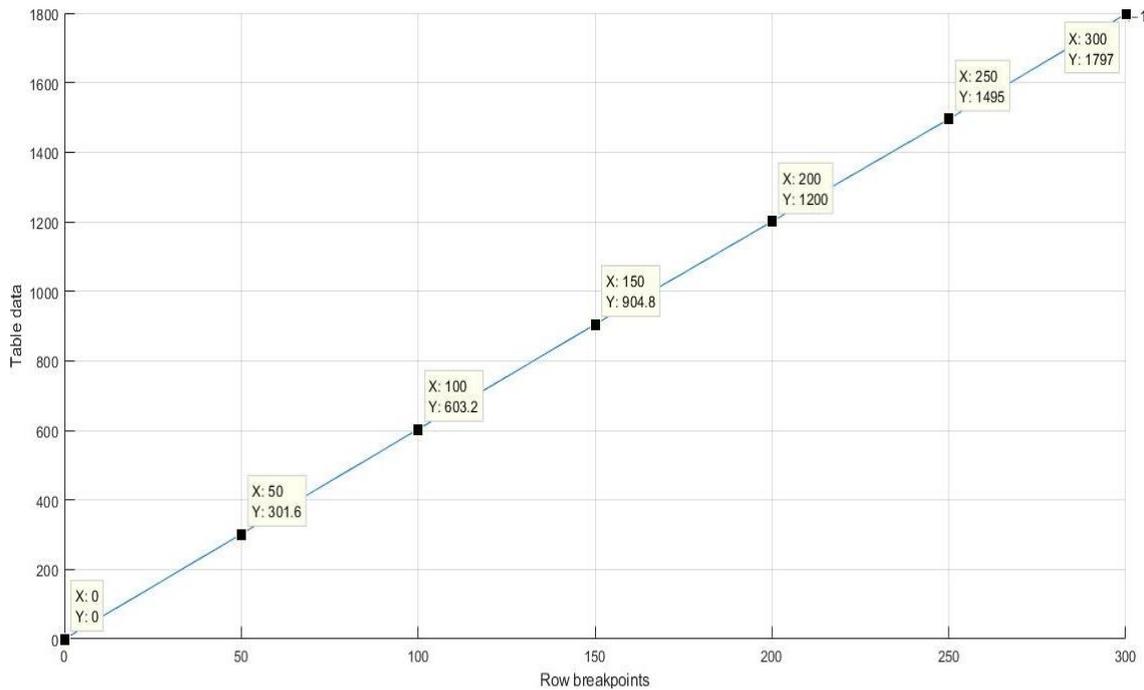
Tabela 2: Valor das harmônicas que se deseja sintonizar da relação entre  $\omega_e$  e  $\omega_c$  na faixa de 0 a 300  $rad/s$

Velocidade elétrica ( $rad/s$ )	Frequência ( $rad/s$ )
50	301,59
100	603,18
150	904,78
200	1200,31
250	1495,40
300	1796,99

### 5.2.3 Implementação das *Lookup Tables*

Com a obtenção das frequências que se deseja sintonizar e rejeitar para cada uma das velocidades do passo estipulado, o escalonamento dos ganhos do controlador e da matriz  $A_c$  será realizado através de *Lookup Tables (LUT)*. A *LUT* utiliza uma matriz de dados para fazer o mapeamento de valores de entrada para valores de saída, aproximando uma função matemática. A partir dos valores de entrada, o *Simulink*<sup>®</sup> realiza uma operação de “busca” para recuperar os valores de saída correspondentes da tabela.

Para fazer a obtenção da *LUT* para a matriz de estados  $A_c$  cria-se usando o bloco do *Simulink*<sup>®</sup> denominado *1D Lookup Table*. Com a utilização dos dados da Tabela 2 obtém-se a Figura 25 que indica o valor da frequência que se deseja sintonizar o controlador ressonante e rejeitar dependendo da velocidade elétrica de referência  $\omega_{er}$ . É importante destacar o comportamento aproximadamente linear da frequência de distúrbio em relação ao valor de  $\omega_{er}$ .

Figura 25: Comportamento da *LUT* que controlará a matriz de estados *Ac*

Sabendo as componentes harmônicas que devem ser filtradas, faz-se o uso do código desenvolvido no *MATLAB*<sup>®</sup> para projetar os ganhos via *LMI* robusto para cada uma das velocidades determinadas. Para cada valor de  $\omega_c$  apresentado na Tabela 2 será projetado um ganho para o controlador ressonante adicionado do integrador. Este passo deve ser feito tanto para o laço de  $\omega_e$  quando para o laço da corrente  $i_d$ . Para isso, são empregados os seguintes parâmetros para garantir que os autovalores dos dois controladores ressonantes estejam na região  $\mathcal{D}$ -estabilidade para formulação *LMI* e apresentem a melhor resposta possível:  $\gamma = 850$   $r = 3000$  e  $\theta = \pi/2$ . O valor para  $\gamma$  foi escolhido como sendo o máximo que ele pode assumir sem que os sinais de controle apresentem saturação para a velocidade máxima. Graças a isso, foi possível obter as matrizes de ganhos para os controladores desenvolvidos para a malha da velocidade  $\omega_e$  e da corrente de eixo direto  $i_d$ . As Tabelas 3 e 4 trazem os dados aplicados para a montagem da *LUT* da corrente  $i_d$  malha de velocidade, respectivamente. Foi testado a estabilidade do sistema em malha fechada e verificou-se que o sistema é estável para dois valores de  $\omega_e$  consecutivos, ou seja, para  $\omega \in [\underline{\omega}, \bar{\omega}]$  existe uma matriz  $P$  simétrica positiva definida tal que:

$$\left( A(\underline{\omega}) + B(\underline{\omega})F(\underline{\omega}) \right)^T P + P \left( A(\underline{\omega}) + B(\underline{\omega})F(\underline{\omega}) \right) < 0 \quad (5.1)$$

$$(A(\bar{\omega}) + B(\bar{\omega})F(\bar{\omega}))^T P + P(A(\bar{\omega}) + B(\bar{\omega})F(\bar{\omega})) < 0 \quad (5.2)$$

Tabela 3: Valor dos dados do ganho do controlador da malha de corrente  $i_d$  para à *LUT*

<b>Frequência</b>	<b>k</b>	<b>k31</b>	<b>k41</b>	<b>ki1</b>
0	-46	38344	0	0
50	-70	513630	-558040	713060
100	-70	236990	-41490	194360
150	-70	135350	53110	97210
200	-69	77708	83665	63013
250	-70	35433	95793	46043
300	-69	27470	98025	36797

Tabela 4: Valor dos dados do ganho do controlador da velocidade  $\omega_e$  para à *LUT*

<b>Frequência</b>	<b>k</b>	<b>kw</b>	<b>k32</b>	<b>k42</b>	<b>ki2</b>
0	-58	-42	22949	0	0
50	-80	-110	393660	-296080	456610
100	-80	-110	159640	30530	124160
150	-82	-106	65835	81796	62485
200	-82	-105	7387	89171	40606
250	-82	-103	-35871	80217	29948
300	-82	-100	-69818	61397	24188

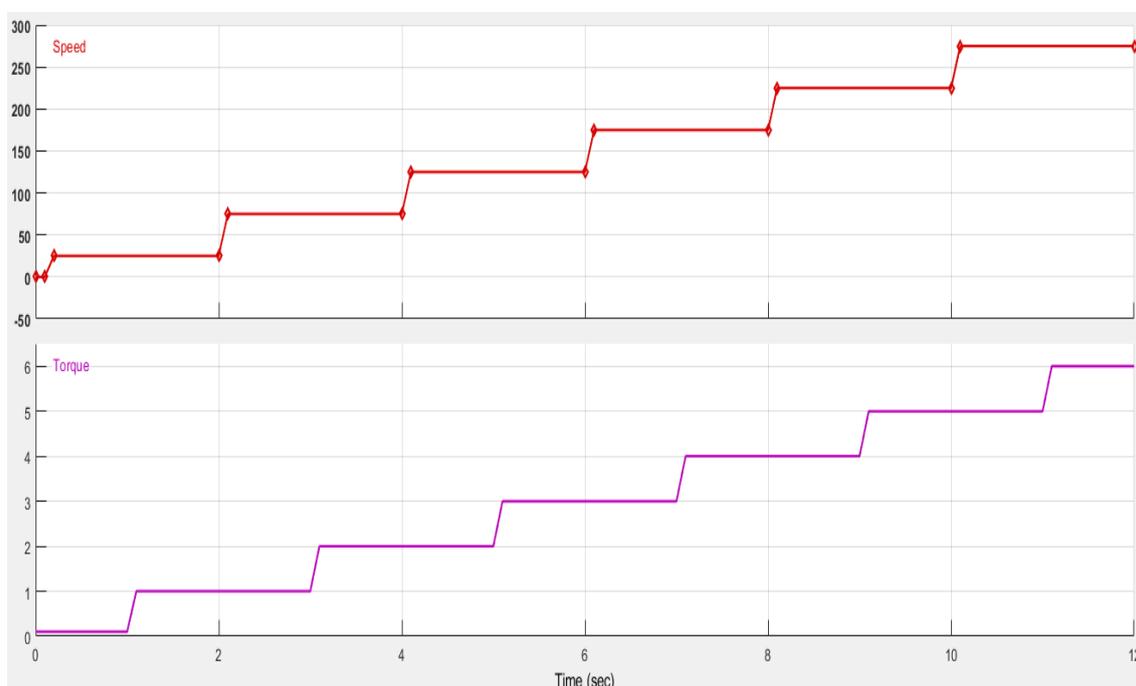
A Figura 26 expõe a estrutura do controlador ressonante dinâmico com síntese robusta.



### 5.2.4.1 Comparativo com velocidade elétrica variando para valores não calculados diretamente

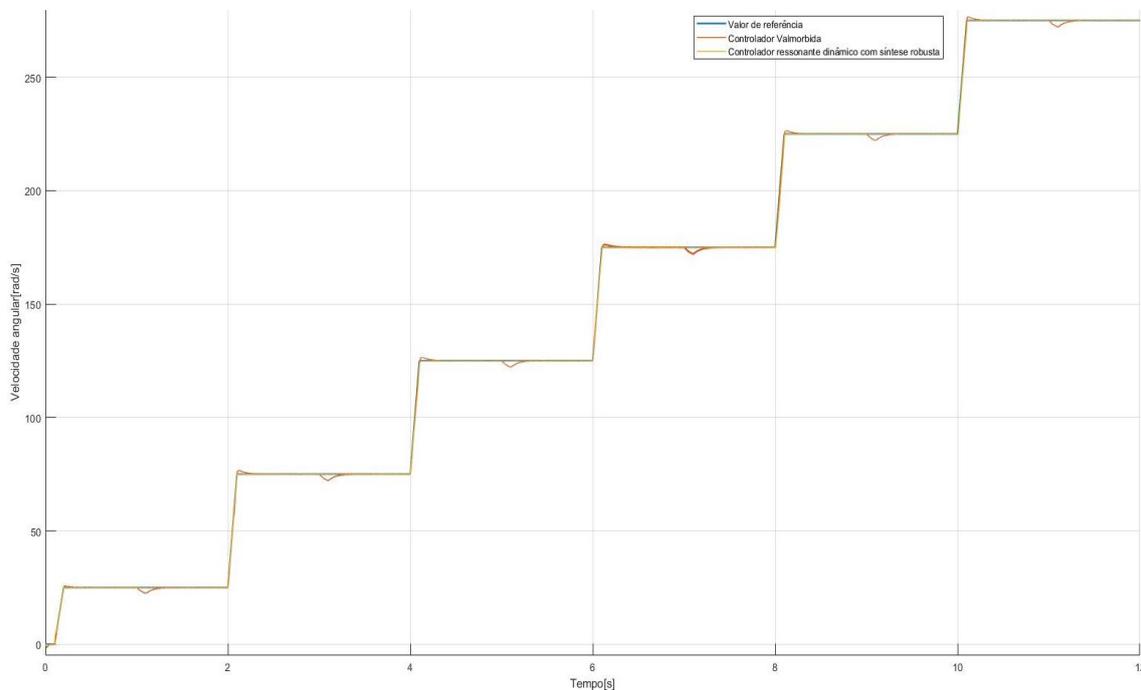
Parte-se agora para uma comparação sobre como o controlador ressonante dinâmico se comporta com relação à variação da velocidade de referência ao longo do tempo em relação ao controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018). Para tal embate, a Figura 27 apresenta a curva de velocidade de referência que será usada para analisar a eficiência do controlador construído para velocidades distintas as que o controlador dinâmico foi projetado.

Figura 27: Parâmetros de velocidade e conjugado para o teste do modelo completo com a velocidade de referência variando ao longo do tempo



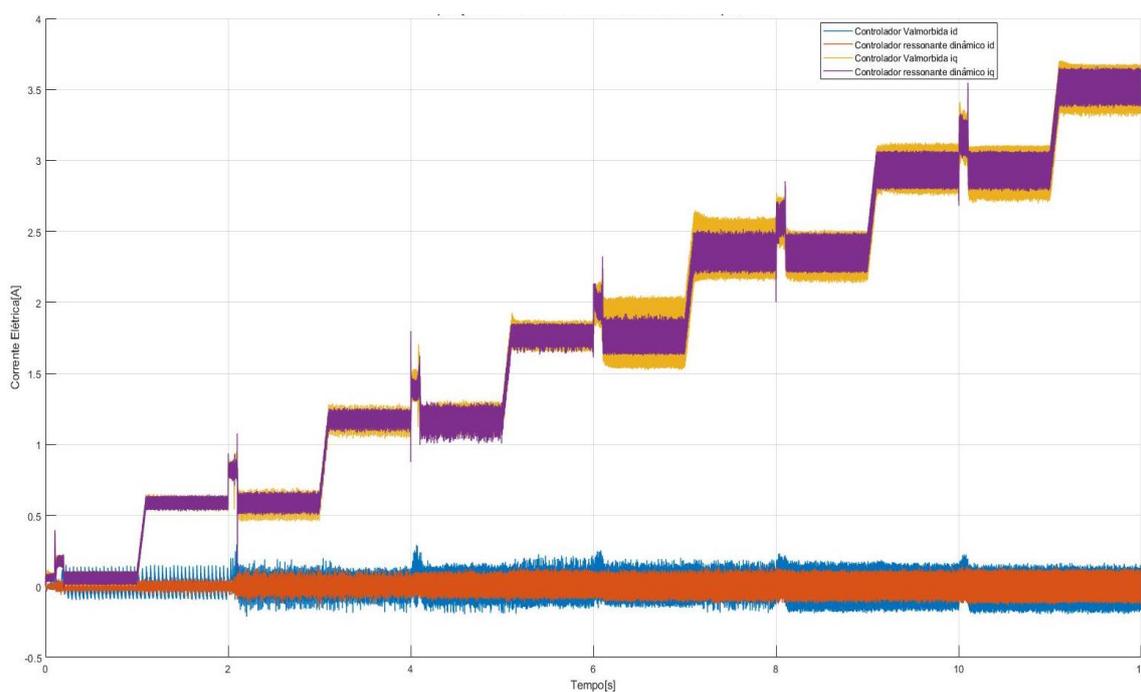
Na Figura 27 é possível observar que a velocidade é incrementada a cada um 2s e que passa pelas seguintes velocidades de referência: 25, 75, 125, 175, 225 e 275 *rad/s*. Essas velocidades foram exatamente escolhidas pois busca-se verificar se o controlador ressonante dinâmico vai operar para reduzir as oscilações mesmo nas velocidades em que ele não foi projetado diretamente. Seguindo a mesma lógica do teste anterior, é feito um incremento de conjugado de 1*N.m* para verificar como o controlador se comporta perante a referência e ao controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018) quando esse distúrbio acontece. A Figura 28 expõe o comparativo entre o controlador ressonante dinâmico e o proposto por (VALMORBIDA, 2018).

Figura 28: Comparativo da velocidade  $w_e$  entre o controlador ressonante dinâmico e o projetado por (VALMORBIDA, 2018) e a referência



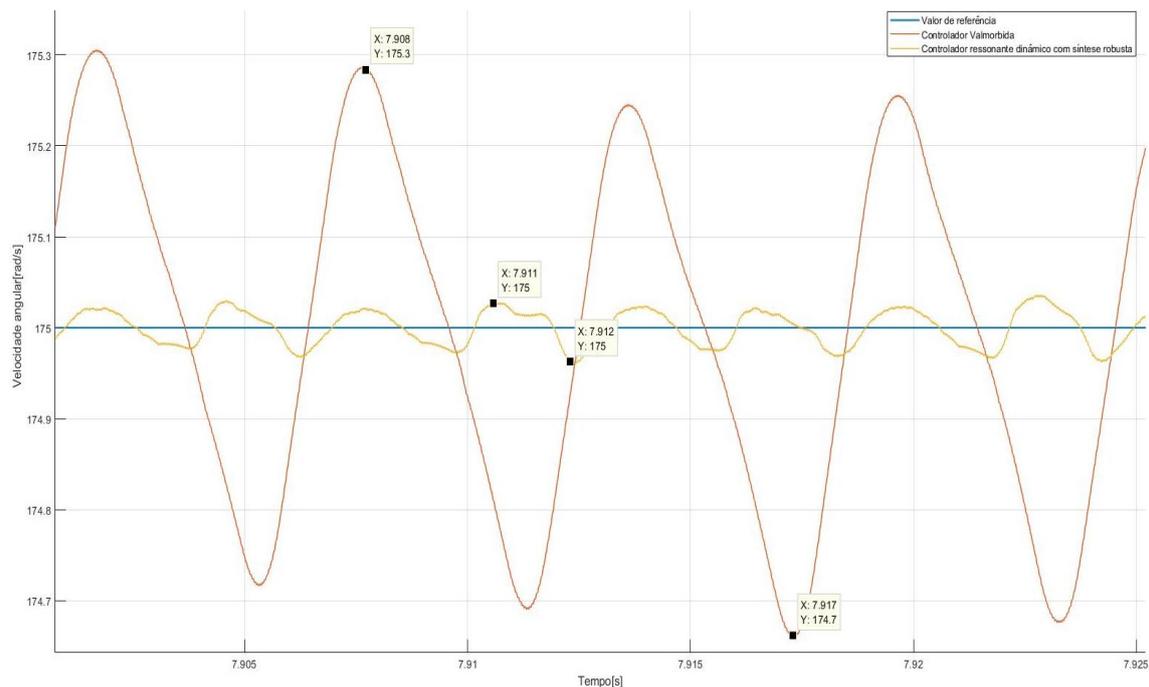
A Figura 29 exibe a comparação do comportamento da corrente de eixo direto e o de quadratura.

Figura 29: Comparação do comportamento das correntes com a variação da velocidade para valores não calculados diretamente



A Figura 29 mostra que o controlador desenvolvido consegue levar a corrente de eixo direto para um valor no entorno de zero, enquanto a corrente de quadratura é afetada pela variação do conjugado quando esse é demandado. Mesmo assim, é possível visualizar que ele oferece menos oscilação que o controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018).

Figura 30: Janela em regime permanente para a velocidade de  $175 \text{ rad/s}$  que não foi diretamente determinada



Para uma melhor observação do comportamento dos controladores quando é atingido o regime permanente, é mostrado nas Figuras 30 a janela para a velocidade de  $175 \text{ rad/s}$ .

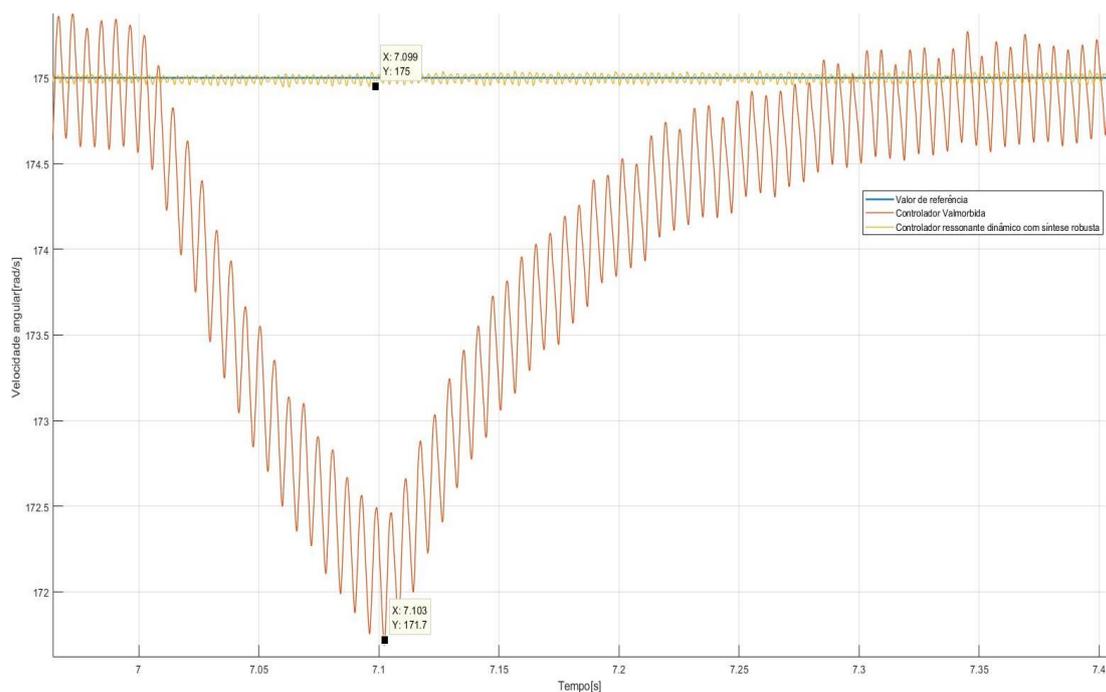
A Figura 30 mostra a janela para a velocidade elétrica de diferentes valores de referência. A Tabela 5 faz um resumo dos valores de oscilação para o controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018) e o controlador proposto nessa monografia.

Frequência (rad/s)	VALMORBIDA (pp)	Ressonante Dinâmico (pp)
25	0.24	0.02
75	0.31	0.03
125	0.20	≤0.01
175	0.60	≤0.01
225	0.30	≤0.01
275	0.20	≤0.01

Tabela 5 - Valor pp para as velocidades em regime permanente não determinadas diretamente

A partir desses dados levantados e da observação do comportamento dos dois controladores, verifica-se que o controlador ressonante dinâmico mesmo não sendo diretamente projetado para as velocidades levantadas mostra que ele apresenta uma oscilação consideravelmente menor que o elaborado por (VALMORBIDA, 2018), sendo esse projetado para qualquer valor de velocidade elétrica proposto. A Figura 31 apresenta como os controladores agiram quando foi inserido a rampa de conjugado.

Figura 31: Comparação com a inserção do aumento de conjugado na velocidade de 175 rad/s para cada controlador



Pode-se observar na Figura 31 expõe que o controlador ressonante dinâmico não apresenta diminuição na velocidade quando é imposto um aumento de conjugado. Enquanto para o controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018) para cada rampa de conjugado ocorre uma defasagem no valor da velocidade e em torno de 0,4s para que o sistema acabe por se estabilizar novamente e entre em regime permanente.

## 6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 Conclusão

O presente trabalho propôs o desenvolvimento de um controlador ressonante dinâmico com síntese robusta via *LMI* para a velocidade de *MSIP*, onde buscava-se realizar o seguimento de distúrbios para filtrá-los e, assim, reduzir de forma significativa a oscilação da velocidade em regime permanente em comparação ao controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018).

No Capítulo 2, realizou-se um breve estudo dos motores síncronos de ímãs permanentes (*MSIP*) e quanto à disposição dos ímãs do rotor. Foi demonstrado no Capítulo 3 que a principal estratégia empregada atualmente para o controle de *MSIP*, o *FOC*, dispõe de pontos negativos, entre eles a incapacidade de evitar as oscilações em regime permanente da velocidade empregada.

O Capítulo 4 teve por foco mostrar a estratégia para solucionar o problema da oscilação na velocidade, primeiramente na linearização para aplicação da estratégia de controle. Neste mesmo capítulo, é feita a formulação da estratégia a ser utilizada com o uso da metodologia do controlador ressonante via *LMI*, onde mostra-se matematicamente que é possível garantir o seguimento e a posterior rejeição das harmônicas de maior amplitude dependendo do valor da velocidade empregada.

Ao final, o Capítulo 5 trouxe a comparação entre o controle proposto por (VALMORBIDA, 2018) e controlador ressonante via *LMI* projetado no presente trabalho. Foi utilizado o software *MATLAB*<sup>®</sup> com o uso do *Simulink*<sup>®</sup> para a validação da estratégia de controle empregada. Inicialmente, fez-se o uso de um modelo simplificado no qual verificou-se para uma velocidade elétrica em regime de 100 *rad/s*, o uso de controladores ressoantes via *LMI* nas malhas de velocidade e da corrente do eixo direto conseguiu uma redução de 3,78 *rad/s pp* para apenas 0,3 *rad/s pp* de oscilação quando o sistema se encontrava em regime permanente.

A segunda análise presente no Capítulo 5 contou com a criação de um modelo completo, onde realizou-se dois tipos de testes. O primeiro teste constatou que a oscilação em regime permanente para o controlador elaborado por (VALMORBIDA, 2018) foi de 0,39 *rad/s pp* enquanto para o controlador elaborado com o uso de ressonantes foi de apenas 0,01 *rad/s pp*. Em um segundo teste, empregou-se o

mesmo controlador ressonante dinâmico para velocidades as quais não foram obtidos diretamente os valores dos ganhos dos controladores para projetar as *LUT*, onde constatou-se também que houve uma redução significativa da oscilação da velocidade de saída com o uso do controlador proposto nessa monografia em regime permanente.

Portanto, a partir de todos os resultados pode-se concluir que o controlador ressonante via *LMI* para motores síncronos de ímãs permanentes desenvolvido nessa monografia acabou diminuindo de forma significativa a magnitude das harmônicas de velocidade que foram sintonizadas para cada valor de velocidade empregada, respeitou os limites estabelecidos para a amplitude do sinal de controle e, com isso, conseguiu reduzir a oscilação da velocidade em regime permanente, que era o objetivo do trabalho. Mesmo que exista um incremento de conjugado, o controlador proposto conseguiu se manter estável, sem que a velocidade fosse afetada, ainda que o controlador desenvolvido não estivesse na velocidade para o qual ele foi projetado diretamente.

## **6.2 Trabalhos Futuros**

Como trabalhos futuros e dando continuidade aos resultados apresentados nos capítulos anteriores, é possível sugerir a realização de controladores ressonantes via *LMI* com o uso de *MSIPI*. Também, a implementação e validação de um controlador responsável pelo conjugado, para que junto do controlador proposto no presente trabalho, consiga reduzir a oscilação do conjugado. Por fim, realizar sua aplicação em um motor real.

## 7 REFERÊNCIAS

ALMEIDA, T. **Controle vetorial sensorless para máquinas síncronas de ímã permanente com força contra-eletromotriz não senoidal**. 2017. USP, [s. l.], 2017.

MARTINS, C. N. **Condicionantes da difusão do carro elétrico no Brasil: análise dos fatores institucionais, econômicos e técnicos**. 2015. UFRJ, [s. l.], 2015.

PANDA, A. **Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor**. 2014. National Institute of Technology Rourkela, [s. l.], 2014.

SOARES, Á. **Controle de Tração em Veículos Elétricos**. 2013. Universidade do Porto, [s. l.], 2013.

THOMPSON, M. P. et al. Grain-Boundary-Diffused Magnets : The challenges in obtaining reliable and representative BH curves for electromagnetic motor design. In : **IEEE Electrification Magazine**. [s.l: s.n.]. v. 5p. 19–27.

VOLTOLINI, H. **Controle vetorial em máquinas síncronas a ímãs permanentes com enfraquecimento de campo**. 1995. Universidade Federal de Santa Catarina, [s. l.], 1995.

SIGUIMOTO, C. **Projeto e análises de motores síncronos de ímãs permanentes internos com otimização do torque**. 2008. Universidade Federal de Santa Catarina, [s. l.], 2008.

MARIA, D. **Controle linear de máximo torque do motor síncrono de ímãs permanentes interiores**. 2009. Universidade Estadual de Campinas, [s. l.], 2009.

FERNANDES, C. B. **Inversores para veículos elétricos: aplicação do controle vetorial sem sensor para um motor de indução**. 2015. Universidade Federal do Rio de Janeiro, [s. l.], 2015.

ARAUJO, H. **Controle da máquina elétrica de um aerogerador com aerofólio cabeado na configuração pumping-kite**. 2017. Universidade Federal de Santa Catarina, [s. l.], 2017.

SWIERCZYNSKI, D. **Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive**. Thesis (PhD). WARSAW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2005.

VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. illustrated edition. [S.l.]: Oxford University Press, USA, 1998. (Monographs in Electrical and Electronic Engineering). ISBN 0198564651,9780198564652.

ZELECHOWSKI, M. **Space vector modulated-direct torque controlled (dtsvm) inverter-fed induction motor drive**. Thesis (PhD), 2005.

SMITH, C. A.; CORRIPIO, A. B. **Principles and practice of automatic process control**. [S.l.]: Wiley New York, 2008.

BARI, T. et al. **Control of generator-and grid-side converter for the interior permanent magnet synchronous generator**. In: IEEE. 2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). [S.l.], 2015. pp. 1015–1020.

FRANCHI, C. M. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**, 2ª Edição, São Paulo, Érica, 2009, 192p.

FERREIRA, S. B. **Estudo e avaliação do desempenho de estratégias de controle direto do torque em máquinas de indução**. 2008. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, [s. l.], 2008.

LUGLI, A. et al. **Controle vetorial e escalar para motores de indução trifásicos**. 2018.

MARCH, P. **Robust anti-windup control and its application to permanent magnet synchronous motor speed regulation**. 2009. University of Leicester, 2009.

VALMORBIDA, G ; BECIU, A. **Anti-windup design for synchronous machines**. 2018. Centrale Supélec, 2018.

SOARES, C.E. **Controladores baseados no princípio do modelo interno com ação anti-windup**. 2011. Universidade do Estado de Santa Catarina, [s. l.], 2011.

COUTINHO, M. S. **Projeto via LMI de Sistemas de controle comutado para um motor de indução**. 2006. Universidade Federal de Santa Catarina, [s. l.], 2006.

SILVA, E. R. **Implementação prática da D-Estabilidade robusta via realimentação derivativa em um sistema de suspensão ativa**. 2012. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, [s. l.], 2012.

LORENZINI, C. **Desenvolvimento de um controlador ressonante-repetitivo aplicado a fontes ininterruptas de energia**. 2015. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, [s. l.], 2015.

SCHILD, A. N. **Síntese de controladores ressonantes baseado em dados aplicado a fontes ininterruptas de energia**. 2014. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, [s. l.], 2014.

CHILALI, M. e GAHINET, P.  **$H_\infty$  design with pole placement constraints: an LMI approach**, *IEEE Transactions on Automatic Control*. Washington, vol. 41, n. 3, (1996).

PINHEIRO, M. **Acionamento de motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) em embarcações com sistema de propulsão elétrica**. 2013. Universidade Federal do Rio de Janeiro, [s. l.], 2013.

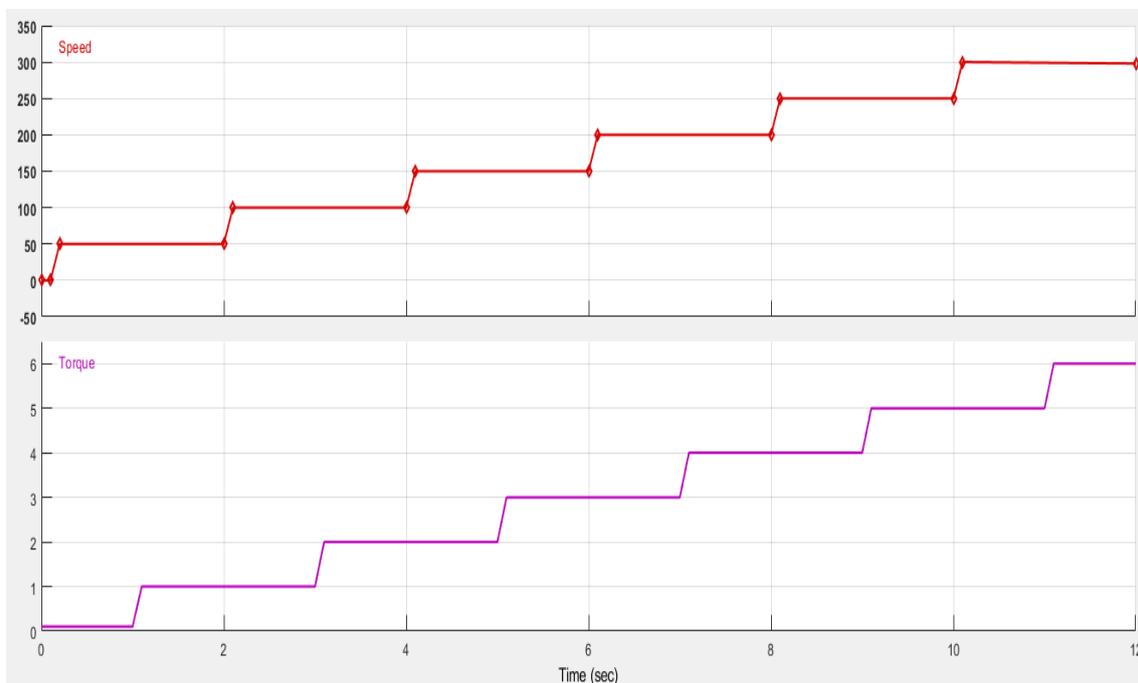
SUN, Zhi-yuan, LI, Shi-hua. **Method of Eliminating Velocity Ripple in Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Internal Model Principle**. 2015. Southeast University, 2015.

## APÊNDICE A - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM O MODELO COMPLETO COM O USO DO CONTROLADOR RESSONANTE ESCALONADO

### A.1 Comparativo com velocidade elétrica variando para velocidades medidas

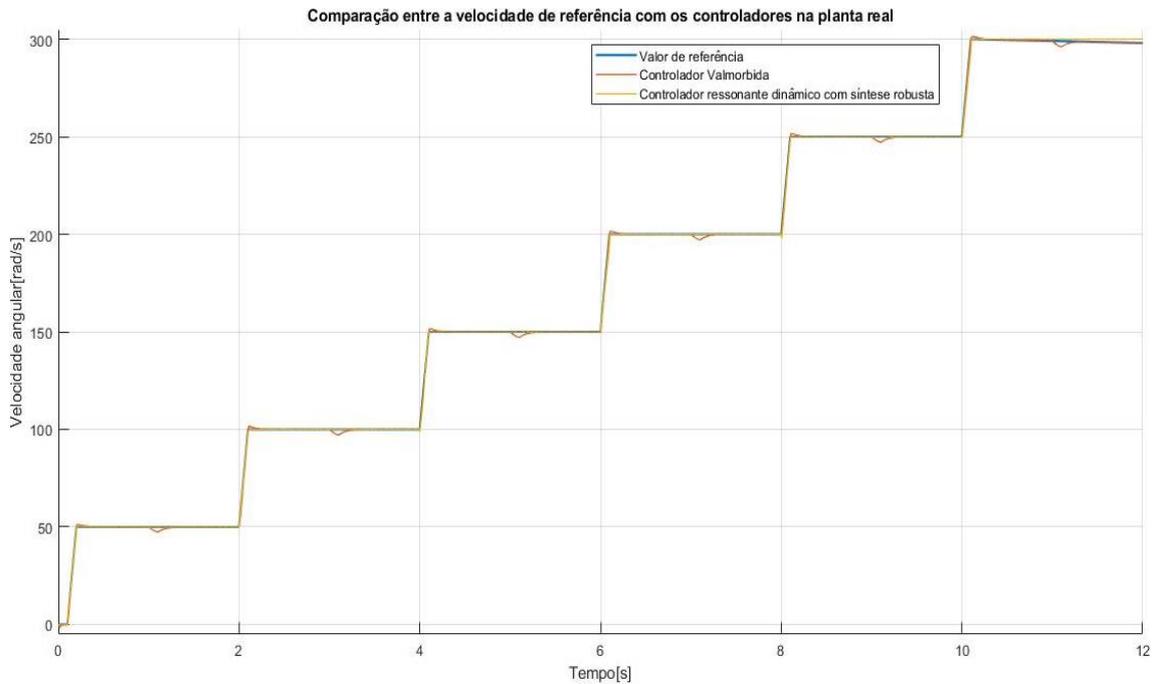
A partir do modelo da planta completo apresentado na Figura 21, foi feita a simulação para o controlador ressonante dinâmico e o proposto por (VALMORBIDA, 2018). Nesse caso foram feitas as simulações usando os parâmetros apresentados na Figura 32.

Figura 32: Parâmetros de velocidade e conjugado para o teste



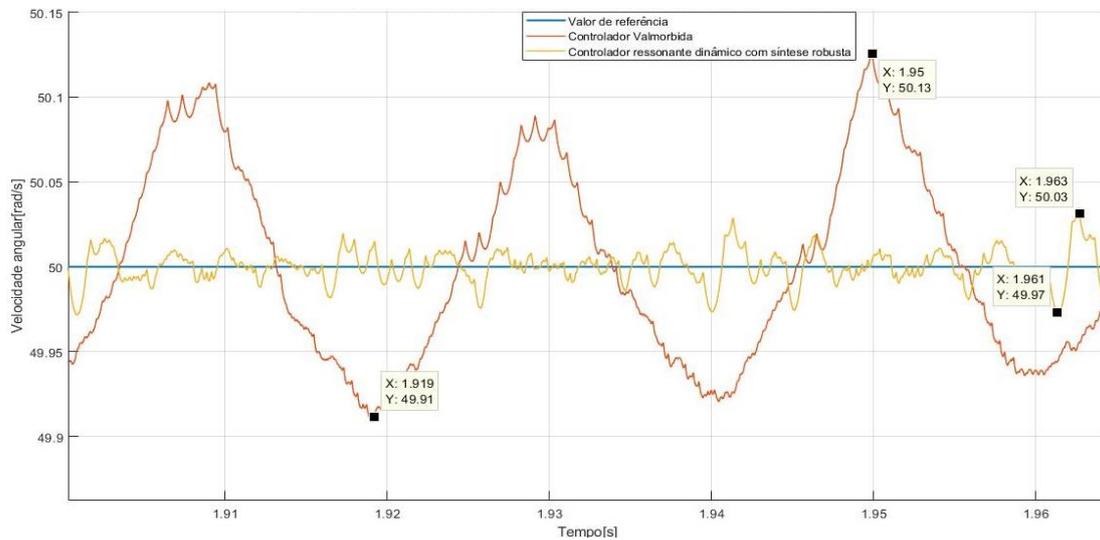
Para esses valores de referência é feito o comparativo da velocidade elétrica em relação a referência  $\omega_{er}$ , como pode ser visto na Figura 33.

Figura 33: Comparativo entre a velocidade com o controlador dinâmico e do proposto por (VALMORBIDA, 2018)

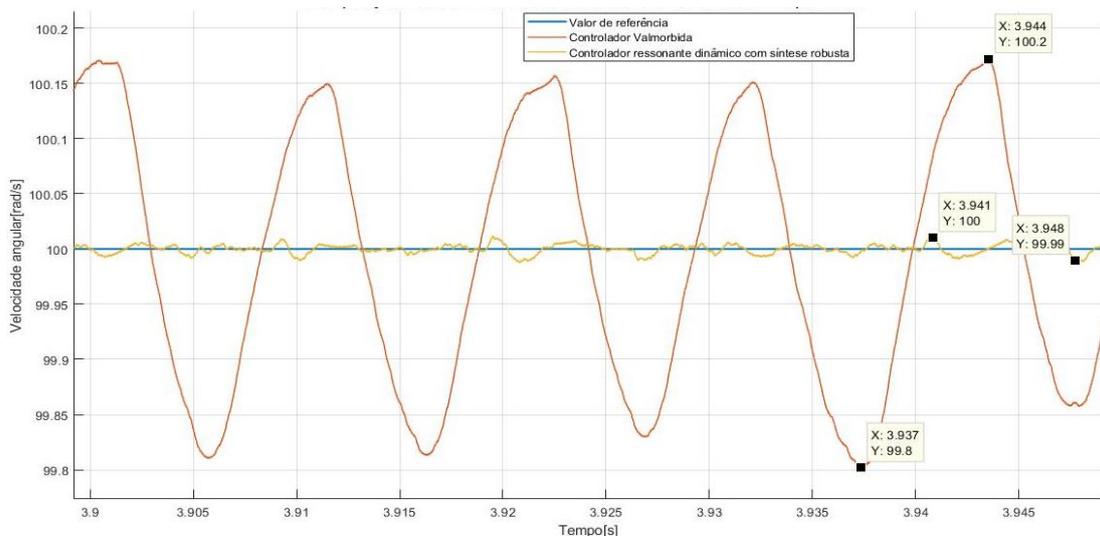


Conforme a Figura 33 mostrada acima, observa-se inicialmente que a cada inserção de conjugado temos uma queda acentuada na curva de velocidade do controlador elaborado por (VALMORBIDA, 2018). Além disso, podemos inferir que o controlador de (VALMORBIDA, 2018) tem um tempo de ajuste bem mais lento do que o que é apresentado pelo controlador ressonante dinâmico. Para verificar o comportamento em regime permanente, é mostrado na Figura 34 a janela para cada uma das velocidades impostas.

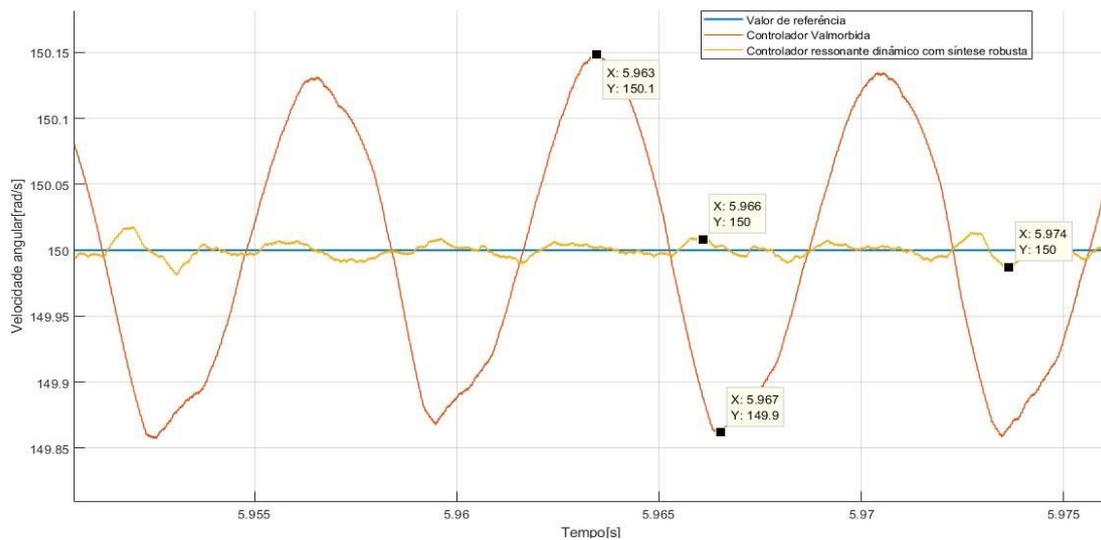
Figura 34: Janela em regime permanente entre a velocidade com o controlador dinâmico e (VALMORBIDA, 2018) para cada uma das velocidades de referência



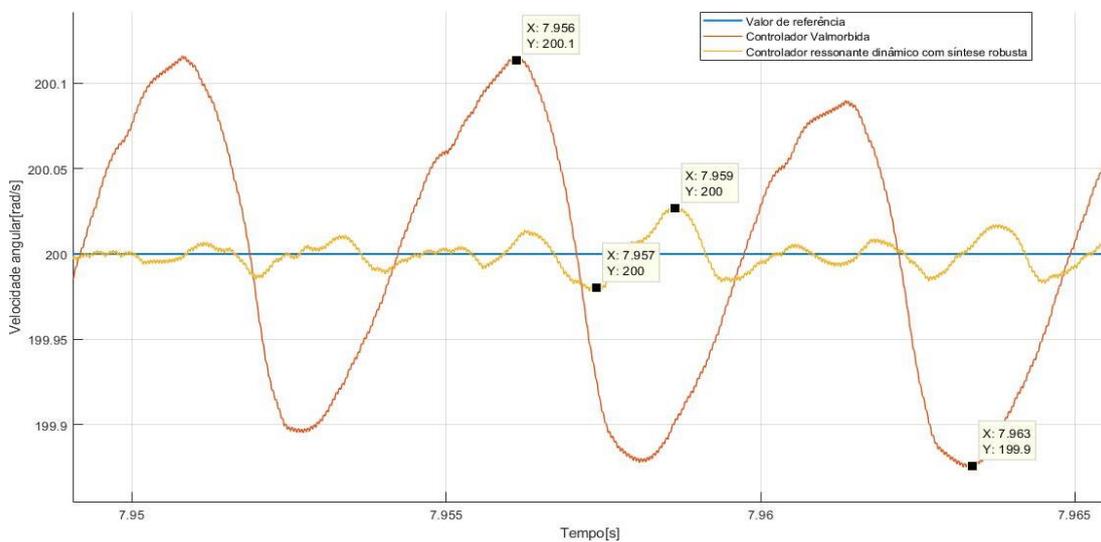
(a) – 50 rad/s



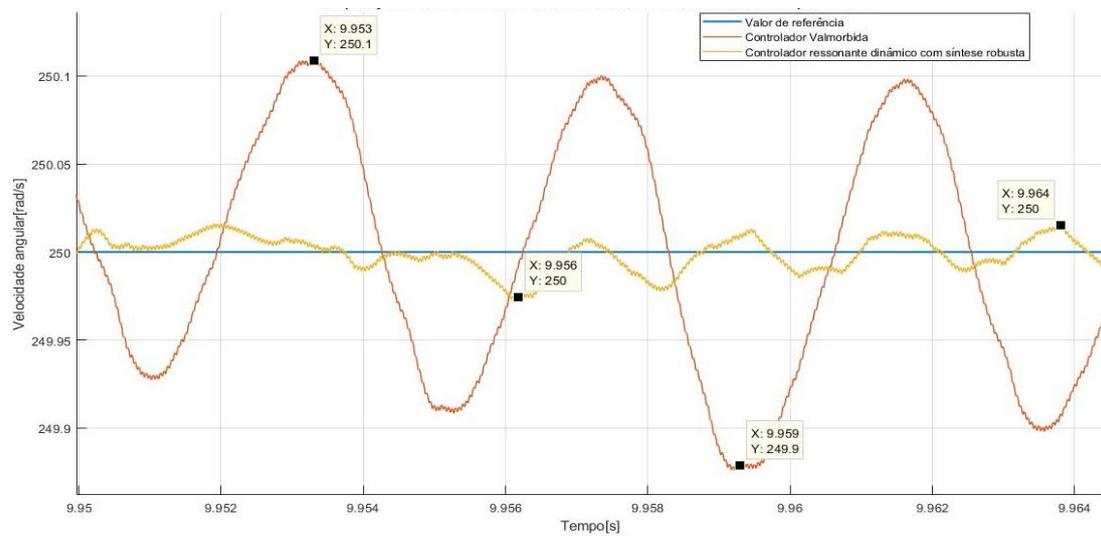
(b) – 100 rad/s



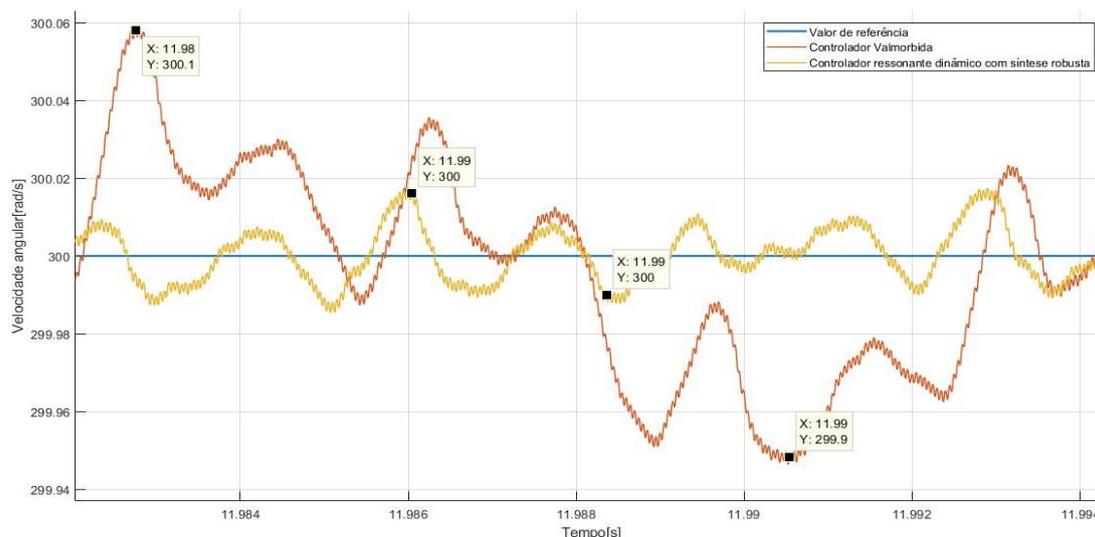
(c) – 150 rad/s



(d) – 200 rad/s



(e) – 250 rad/s



(f) – 300 rad/s

Na Figura 34 que exibe a janela em regime permanente das velocidades que foram calculados os ganhos para o controlador ressonante, pode-se computar o valor da oscilação do controlador elaborado por (VALMORBIDA, 2018) e do proposto nessa monografia. A Tabela 6 dispõe dos valores de oscilação máxima  $pp$  apresentados pelos controladores.

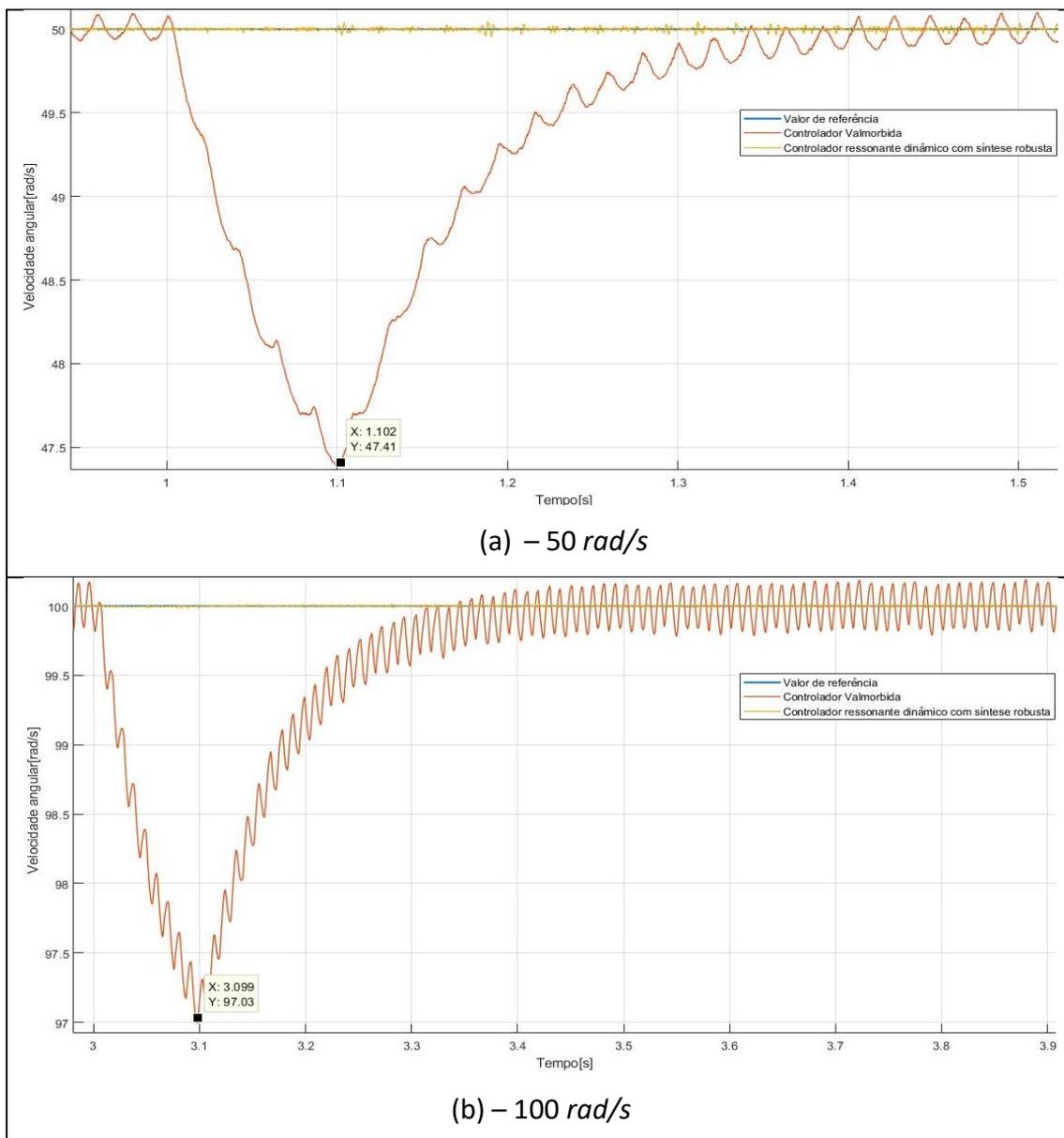
Frequência (rad/s)	VALMORBIDA ( $pp$ )	Ressonante Dinâmico ( $pp$ )
50	0.22	0.06
100	0.40	0.01
150	0.20	$\leq 0.01$
200	0.20	$\leq 0.01$
250	0.20	$\leq 0.01$
300	0.20	$\leq 0.01$

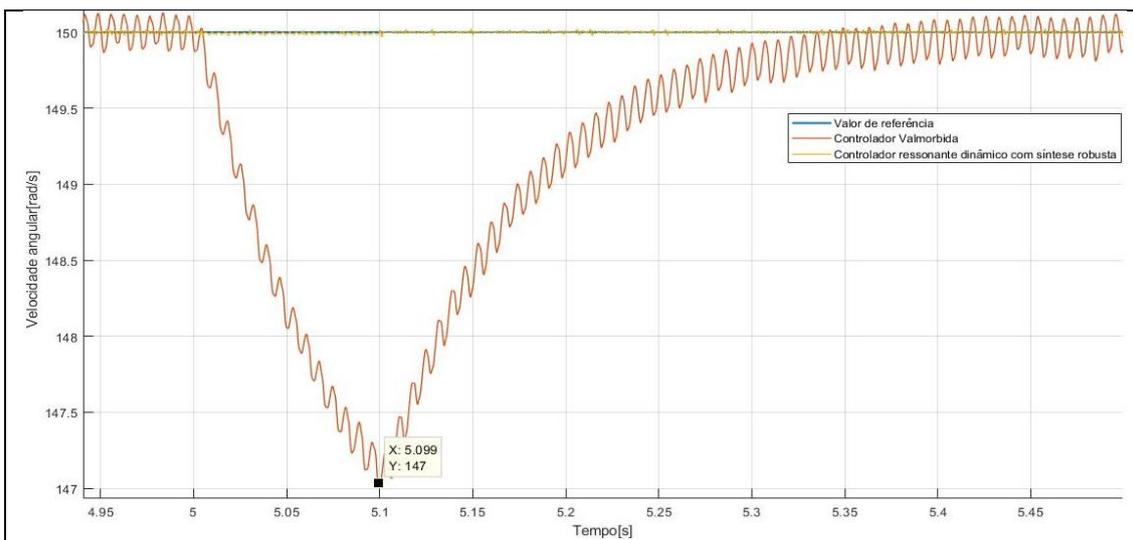
Tabela 6 – Valor  $pp$  para as velocidades em regime permanente

Como pode ser observado pela Tabela 6 e pelas Figuras que apresentam a comparação entre os controladores, o controlador ressonante dinâmico apresenta uma oscilação com uma ordem muito inferior à que é verificada no controlador proposto por (VALMORBIDA, 2018). Isso demonstra que o modo dinâmico do controlador ressonante consegue encontrar de forma eficiente a magnitude da maior frequência que se deseja sintonizar e a partir disso, determinar os ganhos que devem ser implementados nas malhas de velocidade e da corrente de eixo direto. Dessa maneira, a oscilação observada é praticamente nula. Agora parte-se para uma

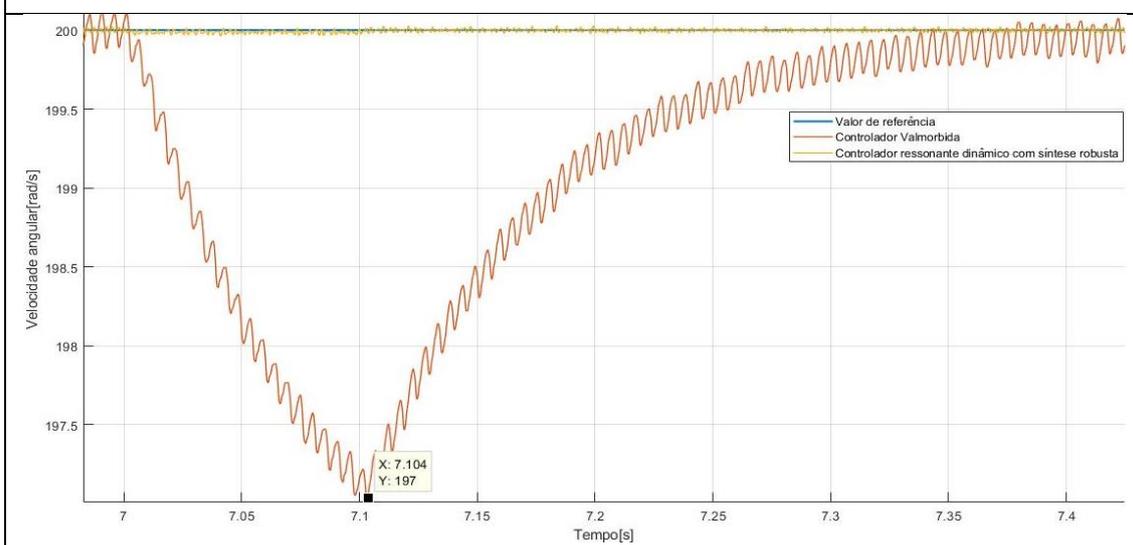
análise pormenorizada do comportamento da velocidade com a inserção de um distúrbio, nesse caso um aumento em rampa de 0,1s de 1 *N.m* de conjugado. A Figura 35 mostra como cada um dos controladores se comporta com relação a esse incremento de conjugado.

Figura 35 : Comparação com a inserção do aumento de conjugado na velocidade para cada controlador

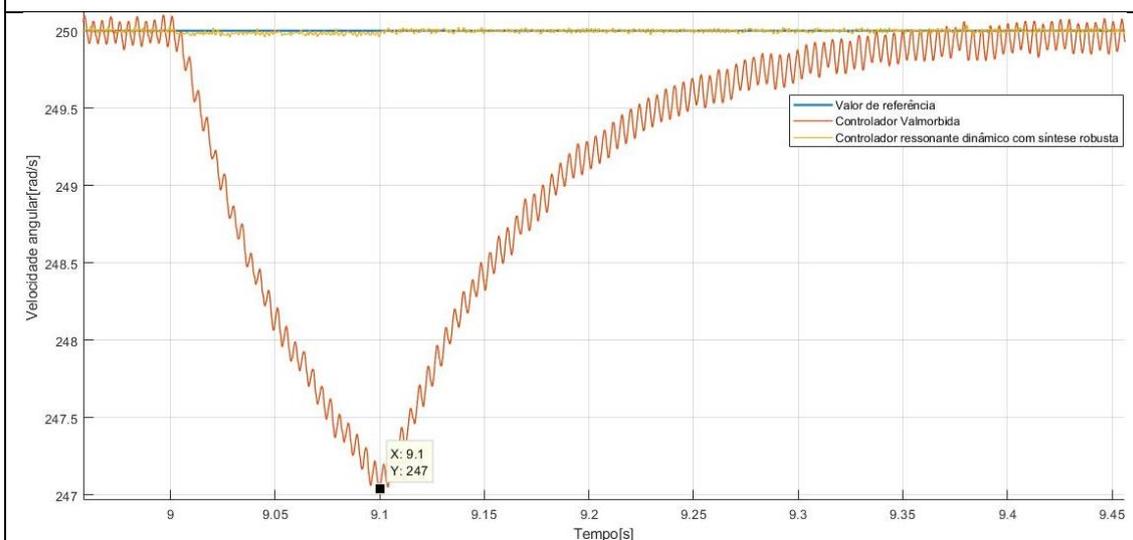




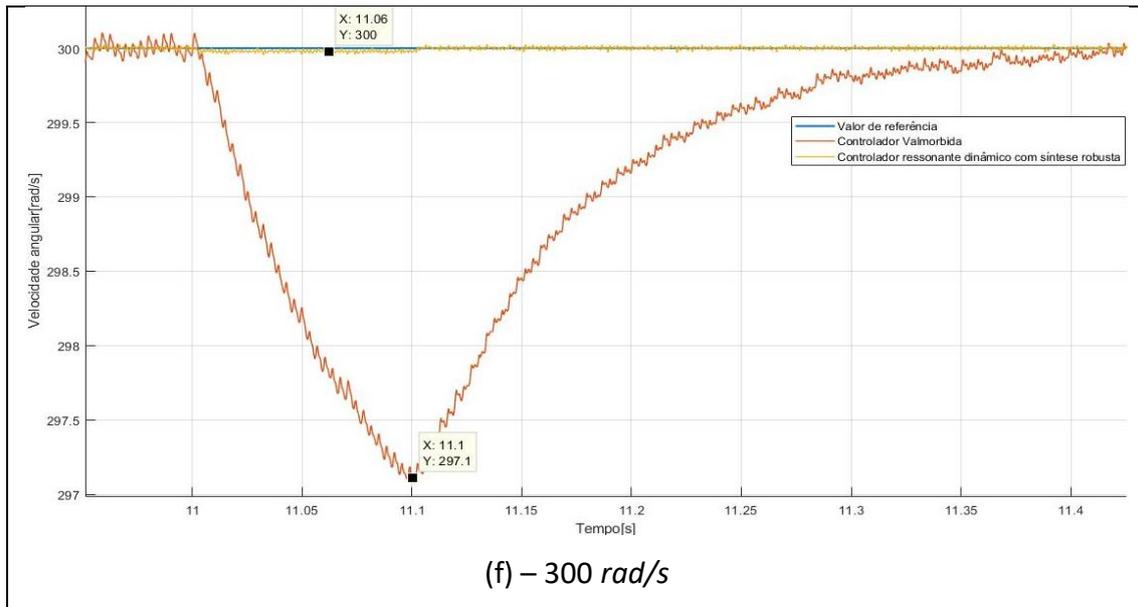
(c) – 150 rad/s



(d) – 200 rad/s

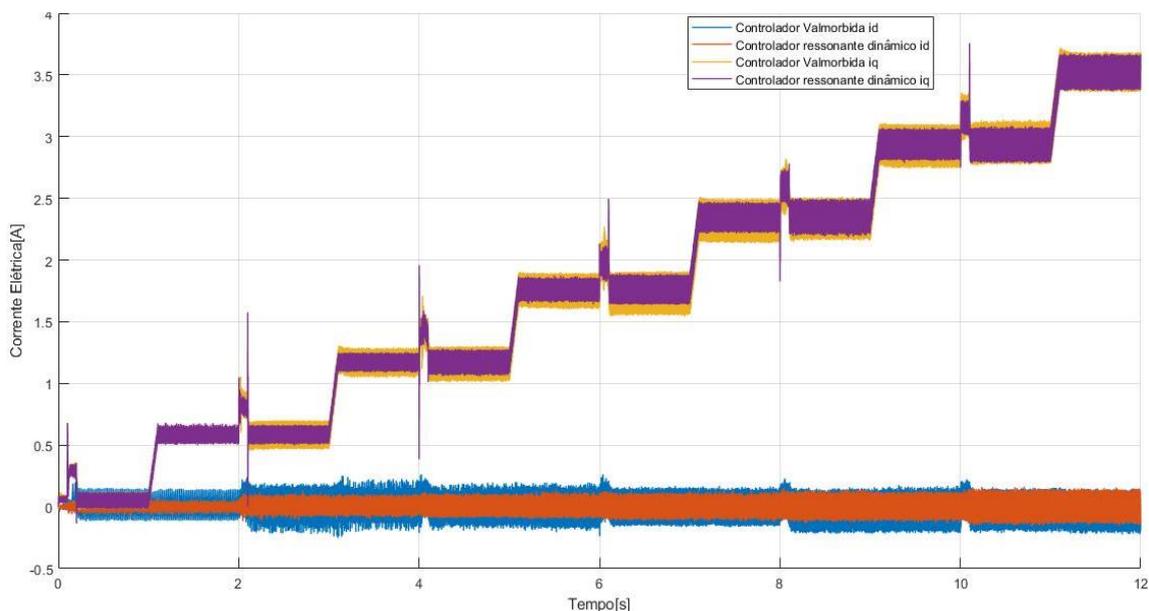


(e) – 250 rad/s



A Figura 35 expõe claramente que o controlador ressonante dinâmico não apresenta diminuição na velocidade quando é imposto um aumento de conjugado, mostrando que seu controle é robusto. Já para o controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018) para cada rampa de conjugado ocorre uma defasagem no valor da velocidade e em torno de 0,4s para que o sistema se estabilize novamente e entre em regime permanente. A Figuras 36 mostra a comparação do comportamento da corrente de eixo direto e o de quadratura.

Figura 36 : Comparação do comportamento das correntes com a variação da velocidade

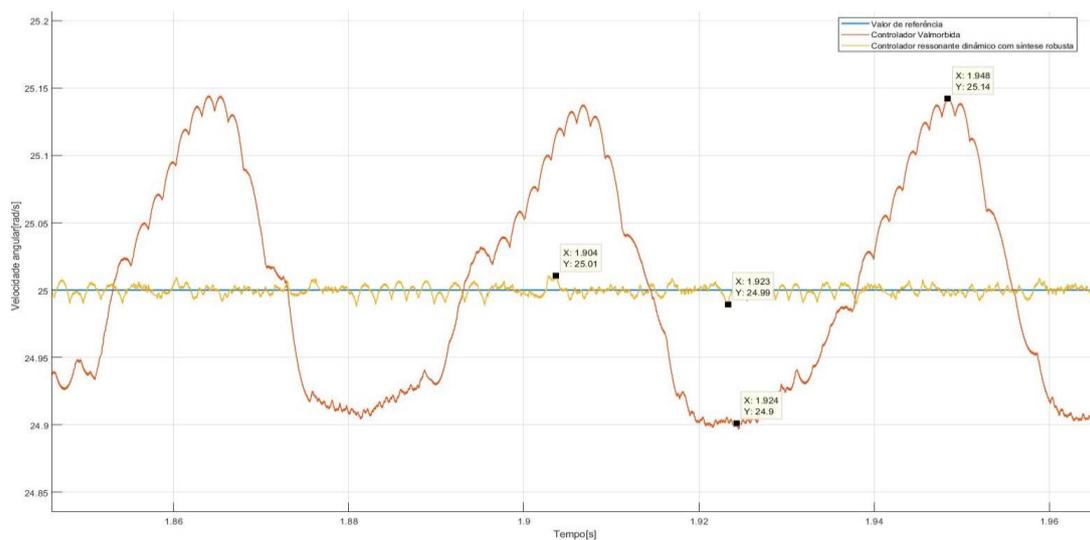


A Figura 36 mostra que o comportamento para a corrente do eixo direto para o controlador ressonante dinâmico projetado está de acordo com o que se deseja, que seu valor ficar perto de zero. A corrente de quadratura assume o reflexo do comportamento da curva de conjugado e na maior parte das mudanças de velocidade ela apresenta uma oscilação menor do que a presente em (VALMORBIDA, 2018).

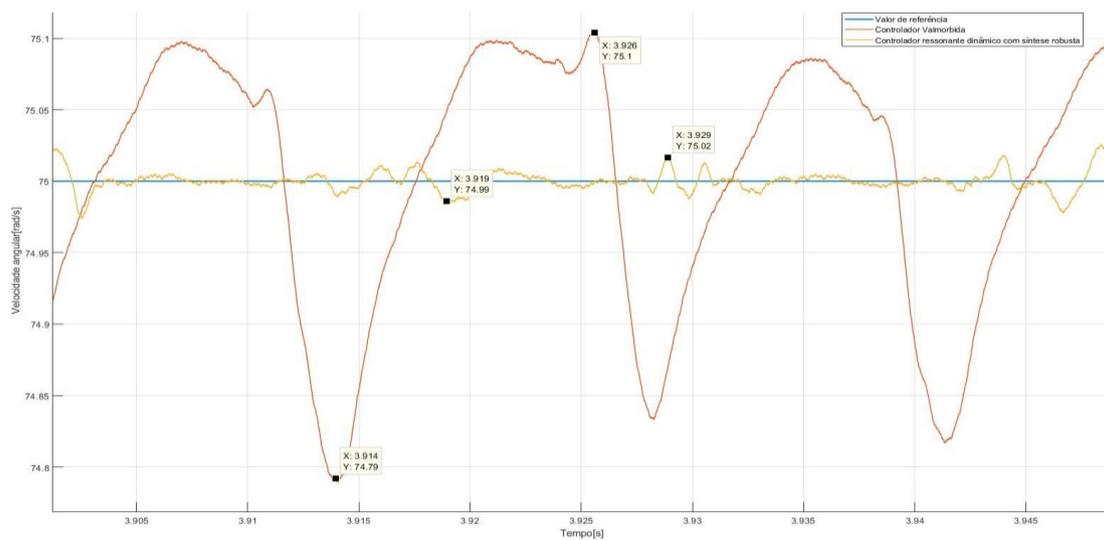
## A.2 Comparativo com velocidade elétrica variando para valores não calculados diretamente

Para uma melhor observação do comportamento dos controladores quando é atingido o regime permanente para velocidades elétricas não calculadas diretamente, é mostrado nas Figuras 37 a janela com as velocidades definidas.

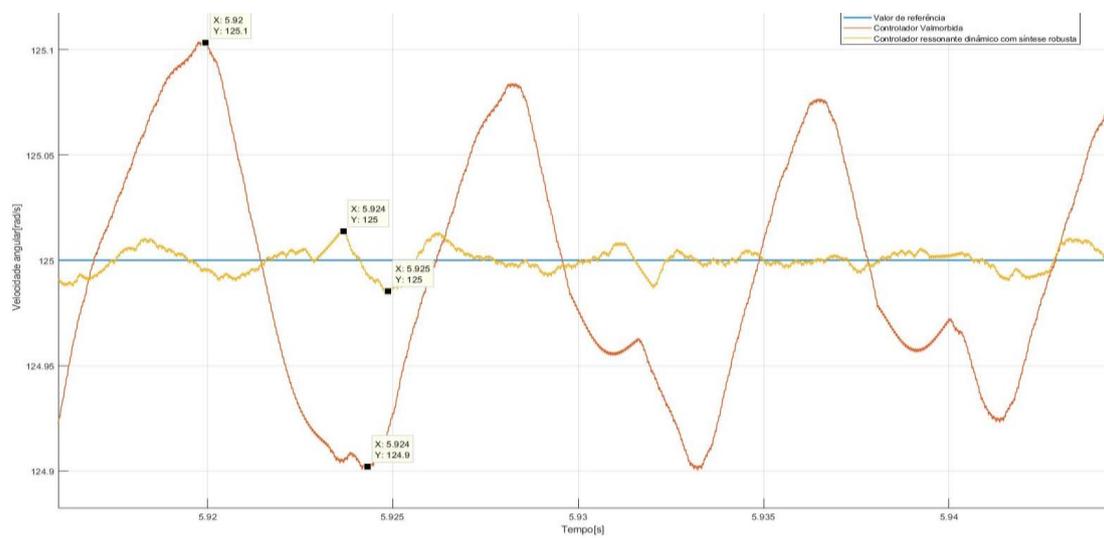
Figura 37: Janela em regime permanente para a velocidade definidas que não foram diretamente determinadas.



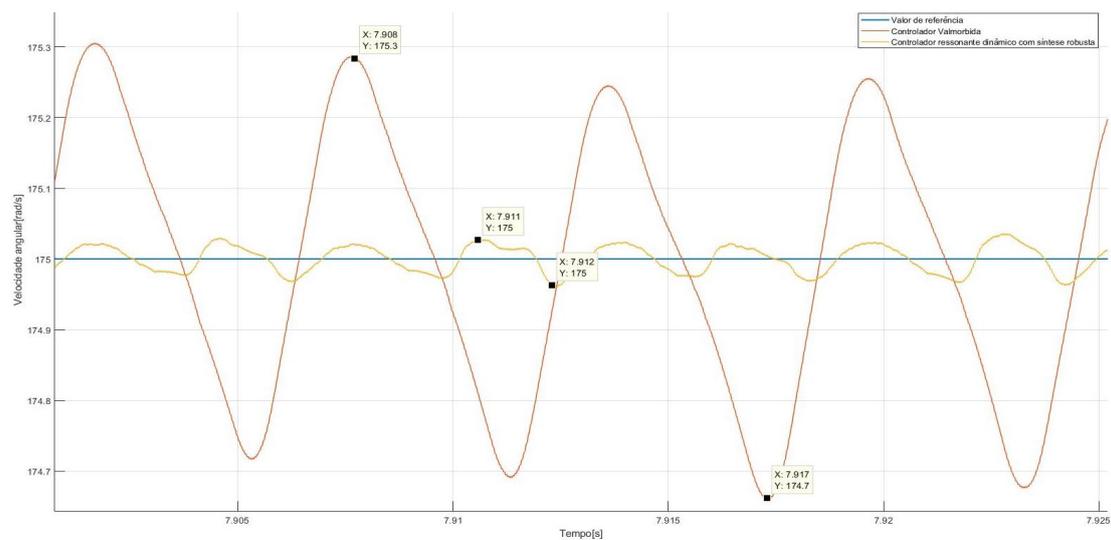
(a)-25 rad/s



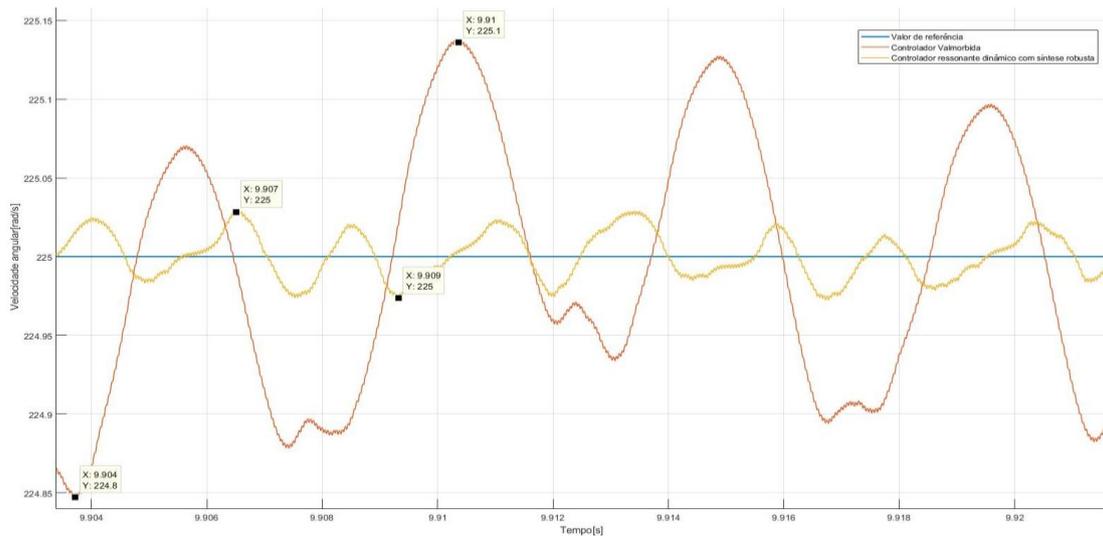
(b) – 75 rad/s



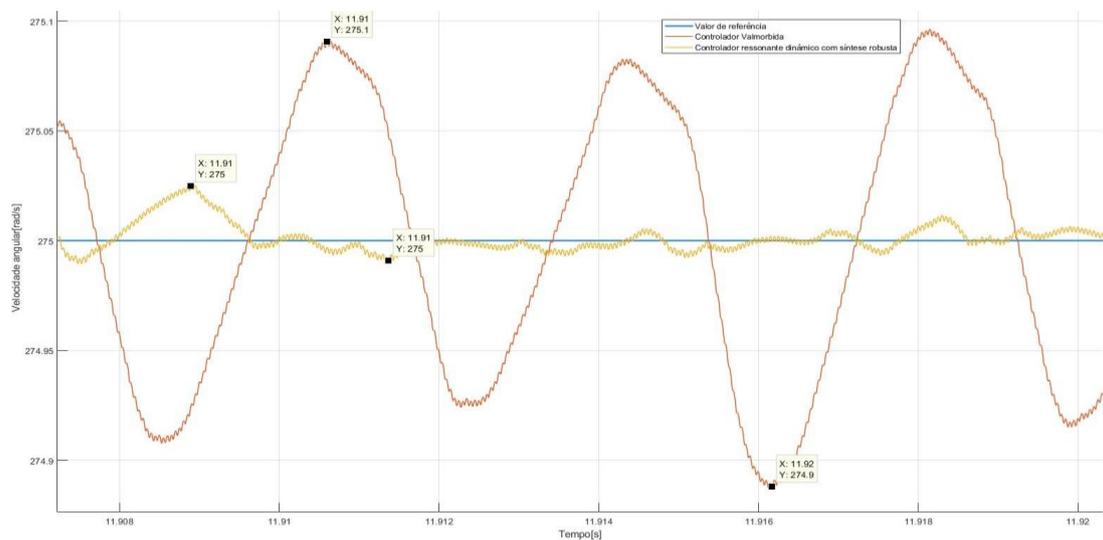
(c) – 125 rad/s



(d) – 175 rad/s



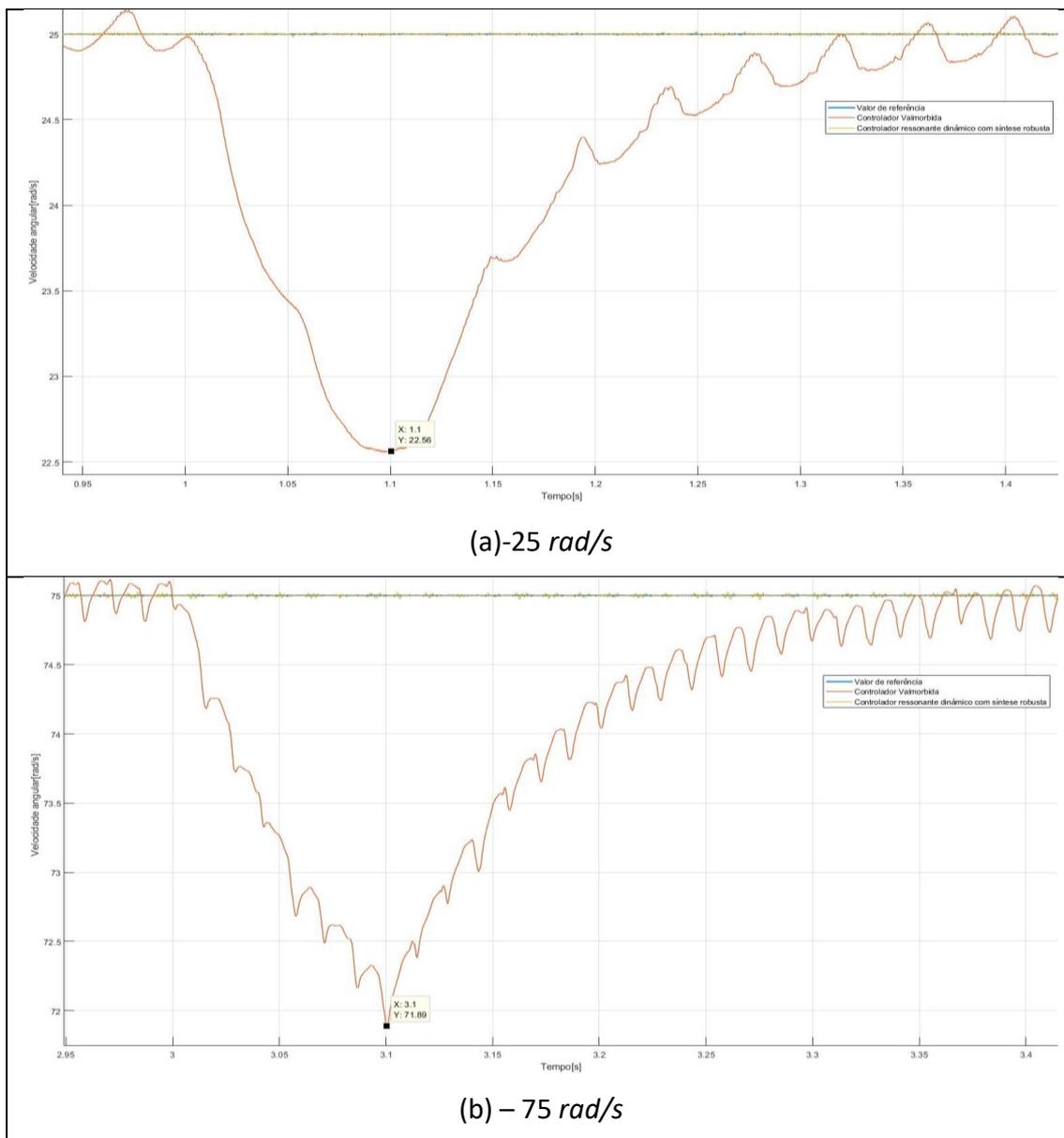
(e) – 225 rad/s

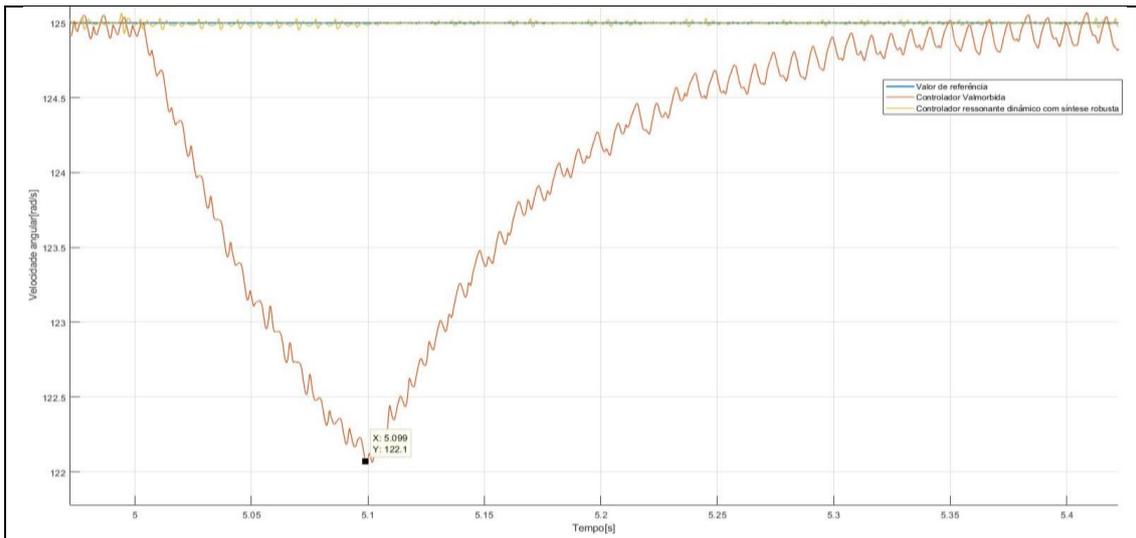


(f) – 275 rad/s

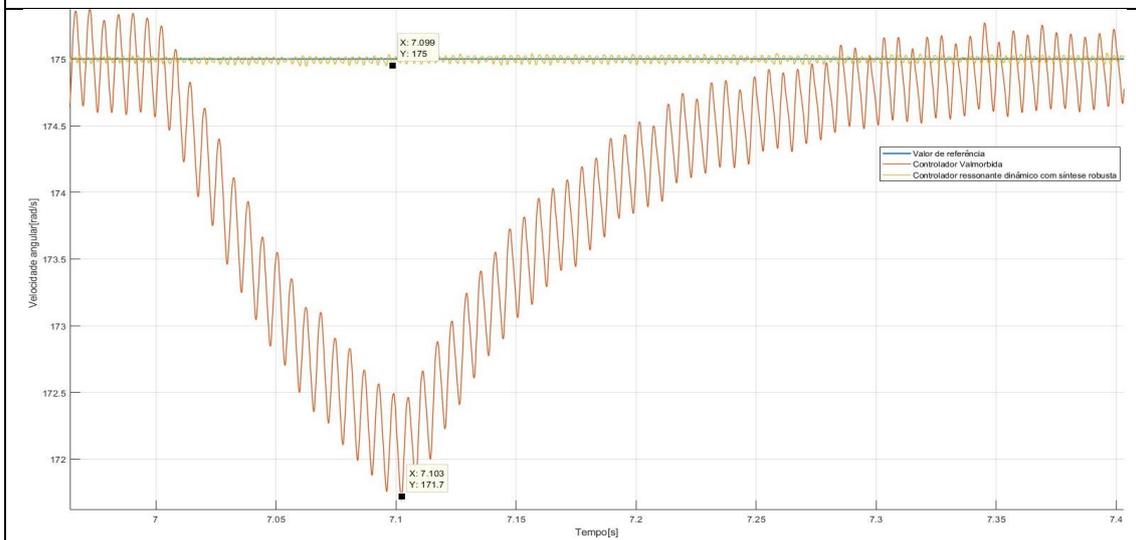
A partir desses dados levantados e da observação do comportamento dos dois controladores, verifica-se que o controlador ressonante dinâmico mesmo não sendo diretamente projetado para as velocidades levantadas mostra que ele apresenta uma oscilação consideravelmente menor que o elaborado por (VALMORBIDA, 2018), sendo esse projetado para qualquer valor de velocidade elétrica proposto. A Figura 38 apresenta como os controladores agiram quando foi inserido a rampa de conjugado.

Figura 38: Comparação com a inserção do aumento de conjugado na velocidade para cada controlador

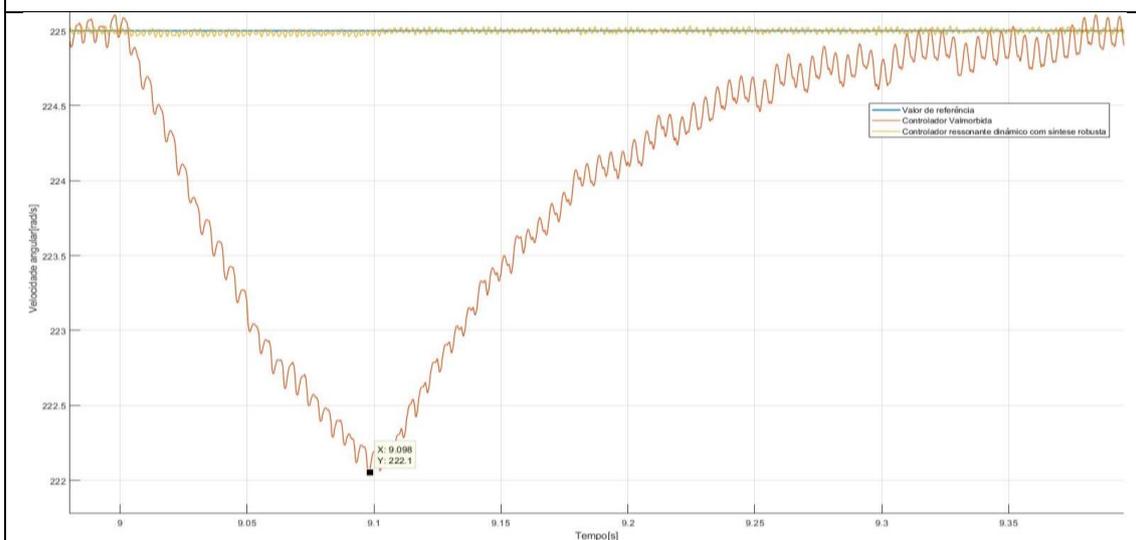




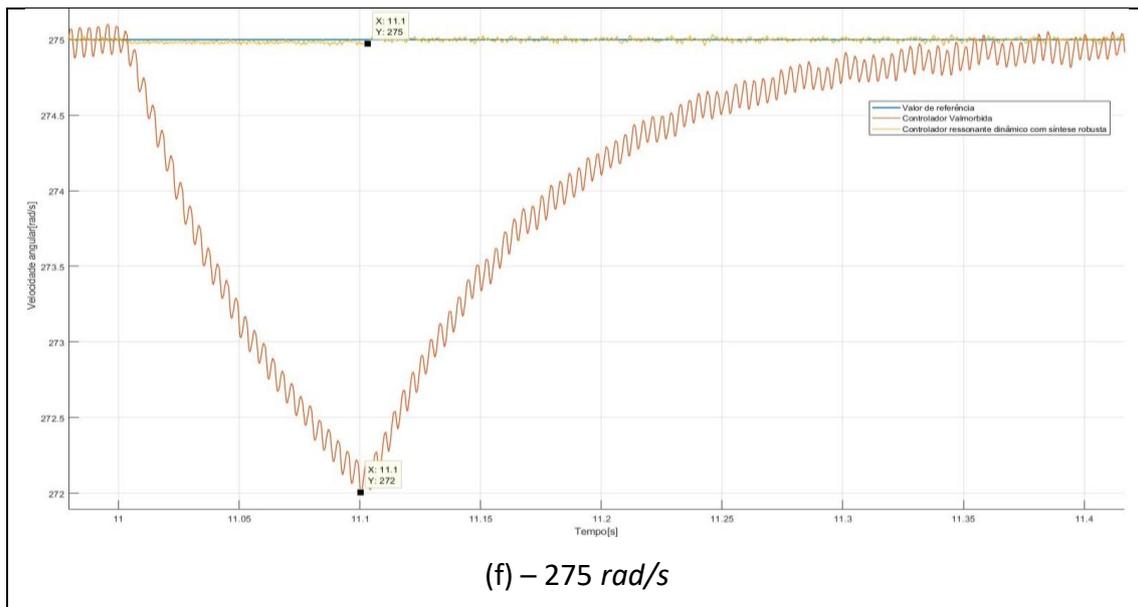
(c) – 125 rad/s



(d) – 175 rad/s



(e) – 225 rad/s



Pode-se observar na Figura 38 expõe que o controlador ressonante dinâmico não apresenta diminuição na velocidade quando é imposto um aumento de conjugado. Enquanto para o controlador projetado por (VALMORBIDA, 2018) para cada rampa de conjugado ocorre uma defasagem no valor da velocidade e em torno de 0,4s para que o sistema acabe por se estabilizar novamente e entre em regime permanente.