

Ronaldo Mourão Moraes

Uma Estratégia MRAC sem Sensor de Velocidade
para Sintonia do Controle com Orientação pelo
Campo de Motores de Indução

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Eletricidade.

Área de Concentração: Automação e Controle

Luiz Antonio de Souza Ribeiro, DSc. - CEFET/MA
Orientador

São Luís, Maranhão, Brasil

©Ronaldo Mourão Moraes, 2003

Uma Estratégia MRAC sem Sensor de Velocidade
para Sintonia do Controle com Orientação pelo
Campo de Motores de Indução

Ronaldo Mourão Moraes

Dissertação de Mestrado apresentada em /09/2003

Luiz Antonio de Souza Ribeiro, DSc. - CEFET/MA
Orientador

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing. - UFCG
Componente da Banca

Raimundo Nazareno Cunha Alves, DSc. - UFPA
Componente da Banca

São Luís, Maranhão, Brasil, setembro/2003

Dedicatória

Aos meus queridos pais Antenor (*in memoriam*) e Isabel.

Agradecimentos

Agradeço a minha esposa Josenice R. Souza e aos meus filhos Ladson S. Ribeiro e Vítor Hugo S. Moraes pelo incentivo e compreensão durante este período de relativa ausência familiar.

Agradeço ao orientador e amigo Luiz Antonio de S. Ribeiro por sua dedicação e orientação necessária para tornar possível a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Ribamar Oliveira, Marcelino Pacelli, Orlando Donato e Reginaldo Corteletti pelo apoio e incentivo durante a realização deste trabalho.

Agradeço a professora Maria da Guia pela compreensão e incentivo durante a fase de conclusão deste trabalho.

Agradeço ao secretário Alcides da CPGEE pelo apoio logístico necessário para a realização e defesa deste trabalho.

Agradeço aos amigos Jorge Renato, Deusdete Brito, Evandro Gomes, Natália Abreu, Ronaldo Soares, Welflen Ricardo, Patrickson, Patrícia e a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para realização deste trabalho.

Ao CNPq, a UFMA e ao CEFET/MA que proporcionaram as condições necessárias para viabilizar a realização deste trabalho.

Resumo

Na maioria das aplicações industriais de acionamentos com alto desempenho as máquinas *ca* são utilizadas. No entanto, este tipo de acionamento depende fortemente de um controle de corrente eficiente e do tipo de estratégia de controle utilizada. Portanto, neste trabalho é realizado um estudo dos principais controladores *PI* de corrente usados em acionamentos *ca* e é proposta e analisada uma técnica de controle adaptativo do tipo modelo de referência para estimar diretamente a velocidade e posição do vetor de fluxo rotórico. É feita uma análise de desempenho e sensibilidade paramétrica dos principais modelos de referência utilizados em controladores adaptativos e é proposta uma técnica para a estimação dos parâmetros dos quais o modelo escolhido depende. Além disso, é feita uma análise comparativa da técnica proposta com a técnica baseada na estimação da velocidade rotórica para determinar a posição do vetor de fluxo.

Abstract

In most of the high performance industrial applications of drives the *ac* machines are used. However, this kind of drive is highly dependent on the efficiency of the current regulators and the type of control strategy used. Therefore, in this work a study of the main *PI* current regulators used in *ac* drives is realized, and is proposed and analyzed a model reference adaptive control technique to directly estimate the speed and position of the rotor flux vector. A performance analysis and a parameter sensitivity study of the main reference models employed with the adaptive control strategy are carried out, and a scheme is proposed to on-line estimate the relevant parameters of the selected reference model. Furthermore, a comparative analysis of proposed technique with the technique based on the estimation of the rotor speed to determine the position of the rotor flux vector is made.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

g	:	expoente que representa a posição genérica dos eixos de referência dq
s	:	expoente que representa grandezas no referencial estático
r	:	expoente que representa grandezas no referencial da velocidade rotórica
e	:	expoente que representa grandezas num referencial síncrono genérico
rf	:	expoente que representa grandezas no referencial de fluxo rotórico
$*$:	expoente que indica grandezas de referência
r_s, r_r	:	resistências estática e rotórica (referida ao estator) (Ω)
L_s, L_r	:	indutâncias próprias do estator e do rotor (referida ao estator) (H)
L_m	:	indutância mútua entre estator e rotor (H)
J	:	momento de inércia da máquina ($Kg.m^2$)
b_p	:	coeficiente de atrito viscoso ($N.m/rad/s$)
P	:	número de pares de pólos
τ_r	:	constante de tempo rotórica (s)
t_s	:	tempo de acomodação (s)
T_e	:	conjugado eletromagnético ($N.m$)
C_m	:	conjugado mecânico ($N.m$)

v_s^g	:	vetor de tensão estatórica (V)
v_{ds}^g, v_{qs}^g	:	tensões estatóricas de eixos d e q (V)
v_r^g	:	vetor de tensão rotórica (V)
v_{dr}^g, v_{qr}^g	:	tensões rotóricas de eixos d e q (V)
i_s^g	:	vetor de corrente estatórica (A)
i_{ds}^g, i_{qs}^g	:	correntes estatóricas de eixos d e q (A)
i_r^g	:	vetor de corrente rotórica (A)
i_{dr}^g, i_{qr}^g	:	correntes rotóricas de eixos d e q (A)
λ_s^g	:	vetor de fluxo estatórico (Wb)
$\lambda_{ds}^g, \lambda_{qs}^g$:	fluxos estatóricos de eixos d e q (Wb)
λ_r^g	:	vetor de fluxo rotórico (Wb)
$\lambda_{dr}^g, \lambda_{qr}^g$:	fluxos rotóricos de eixos d e q (Wb)
cc	:	corrente contínua
ca	:	corrente alternada
k_s	:	ganho de escorregamento
K_p	:	ganho proporcional do controlador PI de corrente
K_i	:	ganho integral do controlador PI de corrente
σL_s	:	indutância transiente estatórica (H)
P_a	:	potência ativa da máquina de indução
Q	:	potência reativa da máquina de indução
odq	:	sistema ortogonal de eixos girantes
f_{cem}	:	força contra-eletromotriz (V)
ω_g	:	velocidade angular elétrica dos eixos dq (rad/s)
ω_s	:	velocidade angular de escorregamento (rad/s)
ω_r	:	velocidade angular elétrica do rotor (rad/s)
ω_e	:	velocidade angular elétrica síncrona qualquer das grandezas da máquina (rad/s)
ω_{rf}	:	velocidade angular elétrica do vetor de fluxo rotórico (rad/s)

θ_r	:	posição mecânica do rotor (<i>rad</i>)
θ_e	:	posição angular das grandezas da máquina em relação ao referencial estacionário
θ_{rf}	:	posição do fluxo rotórico (<i>rad</i>)
θ_s^*	:	posição de escorregamento (<i>rad</i>)
$u(t)$:	vetor de entrada
$y(t)$:	vetor de saída
$e(t)$:	erro entre os vetores de entrada e saída
B_{wi}	:	largura de faixa do controlador de corrente
P_c, Z_c	:	polo e zero do controlador de corrente
P_p, Z_p	:	polo e zero da planta (motor de indução)
S	:	operador Laplace
FOC	:	controle com orientação pelo campo (Field Oriented Control)
DFO	:	controle com orientação direta pelo fluxo rotórico (Direct Field Oriented)
IFO	:	controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico (Indirect Field Oriented)
FRF	:	função de resposta em frequência (Frequency Response Function)
DSF	:	função de rigidez dinâmica (Dynamic Stiffness Function)
$MRAC$:	controle adaptativo modelo de referência (Model Reference Adaptive Controller)
IP	:	índice de desempenho

Lista de Figuras

2.1	Diagrama vetorial do modelo rotórico da máquina de indução com orientação indireta pelo fluxo rotórico, com valor correto da frequência de escorregamento	12
2.2	Sistema <i>PWM</i> com controlador de corrente para produzir uma fonte de corrente trifásica controlada	13
2.3	Controle <i>PI</i> de corrente estacionário aplicado ao motor de indução, usando-se notação vetorial complexa e mostrando o desacoplamento da <i>f_{cem}</i>	14
2.4	Diagrama de blocos do Estimador de fluxo rotórico baseado no modelo de corrente, no referencial da velocidade rotórica	16
2.5	Modelo de um sistema de controle de processo	17
2.6	Controle <i>PI</i> de corrente estacionário, aplicado a uma carga <i>RL</i> (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da <i>f_{cem}</i>), usando-se notação vetorial complexa	18
2.7	Diagrama vetorial complexo simplificado para o controlador <i>PI</i> , considerando o cancelamento do pólo da planta pelo zero do controlador	19
2.8	Controle <i>PI</i> de corrente estacionário, aplicado ao modelo elétrico de um motor de indução, usando-se notação vetorial complexa	20
2.9	Lugar das raízes da máquina de indução em função da velocidade de operação, mostrado no referencial estacionário	22

2.10	Lugar das raízes para a malha de corrente de um motor de indução com controlador PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem} , mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 20, 60Hz$)	23
2.11	FRF vetorial complexa para a malha de corrente de um motor de indução com controlador PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem} , mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 20, 60Hz$)	24
2.12	Lugar das raízes de uma carga RL (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da f_{cem}), com controlador PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), mostrado no referencial estacionário	25
2.13	FRF vetorial complexa para a malha de corrente do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da f_{cem} , com controlador PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), mostrado no referencial estacionário	26
2.14	Correntes de referência e real de eixo “ d ” e o respectivo erro entre elas: (a) $\omega_r = 30 rad/s$ e (b) $\omega_r = 250 rad/s$. Controle PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem}	27
2.15	Fluxos de eixos “ d ” e “ q ”: (a) $\omega_r = 30 rad/s$ e (b) $\omega_r = 250 rad/s$. Controle PI de corrente estacionário. ($500Hz$ largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem} mostrado no referencial síncrono	28
2.16	Correntes de referência e real de eixo “ d ” e o respectivo erro entre elas; $\omega_r = 250 rad/s$. Controle PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), com desacoplamento da f_{cem}	29
2.17	Fluxos de eixos “ d ” e “ q ”; $\omega_r = 250 rad/s$. Controle PI de corrente estacionário. ($500Hz$ largura de faixa), com desacoplamento da f_{cem} mostrado no referencial síncrono	29

2.18	Controle PI de corrente síncrono aplicado no controle de corrente do motor de indução	30
2.19	Controle PI de corrente síncrono clássico aplicado no controle de corrente do motor de indução	32
2.20	Controle PI de corrente síncrono clássico, aplicado a uma carga RL (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da f_{cem})	33
2.21	Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI sem desacoplamento da f_{cem} e com controlador PI de corrente síncrono clássico, $Bw = 200Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	35
2.22	Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI sem desacoplamento da f_{cem} e com controlador PI de corrente síncrono clássico, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	36
2.23	FRF vetorial complexa para a malha corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono clássico, sem desacoplamento da f_{cem} : (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário, ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	37
2.24	Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI com desacoplamento da f_{cem} e com controlador PI de corrente síncrono clássico, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	39
2.25	FRF vetorial complexa para a malha corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono clássico, com desacoplamento da f_{cem} : (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário, ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	40
2.26	Diagrama de blocos mostrando a f_{cem} como uma perturbação ao controle PI de corrente síncrono clássico	41
2.27	Análise de rigidez dinâmica para o motor de indução com controle PI de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial estacionário para: (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$. ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	42

2.28	Correntes i_{qs}^{rf*} e i_{qs}^{rf} , destacando-se a região do transitório. Controle PI de corrente síncrono clássico ($500Hz$ largura de faixa), operação com fluxo nominal: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 1.0ms$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 4.9ms$	44
2.29	Correntes i_{qs}^{rf*} e i_{qs}^{rf} , destacando-se a região do transitório. Controle PI de corrente síncrono clássico ($500Hz$ largura de faixa), operação com campo enfraquecido: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 1.1ms$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 5.0ms$	45
2.30	Fluxos de eixos “ d ” e “ q ”: (a) fluxo nominal e (b) campo enfraquecido. Controle PI de corrente síncrono clássico. ($500Hz$ largura de faixa), sem desacoplamento da $fcem$. mostrado no referencial síncrono	46
2.31	Controle PI de corrente síncrono vetorial, aplicado ao modelo elétrico de um motor de indução, sem o desacoplamento da $fcem$	47
2.32	Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI sem desacoplamento da $fcem$ e com controlador PI de corrente síncrono vetorial para, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($fe = 0, 60$ e $160Hz$)	48
2.33	FRF vetorial complexa para a malha de corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono vetorial, sem desacoplamento da $fcem$, para: (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($fe = 0, 60$ e $160Hz$)	49
2.34	Controle PI de corrente síncrono vetorial, aplicado a uma carga RL (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da $fcem$)	50
2.35	Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI com desacoplamento da $fcem$ e com controlador PI de corrente síncrono vetorial, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($fe = 0, 60$ e $160Hz$)	51

2.36	<i>FRF</i> vetorial complexa para a malha de corrente de um <i>MI</i> com controlador <i>PI</i> de corrente síncrono vetorial e desacoplamento da <i>f_{cem}</i> , para: (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	52
2.37	Diagrama de blocos mostrando a <i>f_{cem}</i> como uma perturbação ao controle <i>PI</i> de corrente síncrono vetorial	53
2.38	Análise de rigidez dinâmica para o motor de indução com controle <i>PI</i> de corrente síncrono vetorial, mostrado no referencial estacionário para: (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$, ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	54
2.39	Correntes de referência e real de eixo <i>q</i> , destacando-se a região do transitório. Controle <i>PI</i> de corrente síncrono vetorial ($500Hz$ largura de faixa), operação com fluxo nominal: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 0.9ms$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 3.0ms$	56
2.40	Correntes de referência e real de eixo <i>q</i> , destacando-se a região do transitório. Controle <i>PI</i> de corrente síncrono vetorial ($500Hz$ largura de faixa), operação com campo enfraquecido: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 0.9ms$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 5.0ms$	57
2.41	Diagrama de blocos vetorial complexo mostrando o controlador <i>PI</i> de corrente síncrono clássico e o desacoplamento do acoplamento cruzado mostrado no referencial síncrono	58
2.42	Lugar das raízes para a malha de corrente de um <i>MI</i> com desacoplamento da <i>f_{cem}</i> , com controlador <i>PI</i> de corrente síncrono clássico e com desacoplamento do acoplamento cruzado ($j\omega_e\sigma L_s$), $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)	60
2.43	<i>FRF</i> vetorial complexa para a malha de corrente de um motor de indução com controladores <i>PI</i> de corrente síncronos, clássico e vetorial ($f_e = 60Hz$ e $Bw = 200Hz$) e variações em σL_s , mostrado no referencial estacionário: (a) com controlador <i>PI</i> de corrente síncrono vetorial e (b) desacoplamento direto de $j\omega_e\sigma L_s$	61

3.1	Configuração básica de um Sistema Adaptativo	65
3.2	Diagrama de blocos do <i>MRAC</i>	66
3.3	Diagrama de blocos do esquema adaptativo convencional aplicado a máquinas de indução	68
3.4	Diagrama de blocos do esquema adaptativo aplicado a máquinas de indução, com adaptação da velocidade mecânica, proposto por Jacobina et alii [1]	70
3.5	Diagrama de blocos do esquema <i>IFOC</i> modificado, aplicado a máquinas de indução, com estimação direta da frequência do vetor de fluxo rotórico, proposto por Azevedo et alii [2]	74
3.6	Diagrama de blocos do esquema adaptativo aplicado à máquinas de indução, com estimação direta da frequência do vetor de fluxo rotórico, proposto neste trabalho	76
3.7	Tensão de eixo- <i>q</i> normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	80
3.8	Potência reativa normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	81
3.9	Tensão de eixo- <i>d</i> normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	82
3.10	Conjugado normalizado \times velocidade rotórica normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	83
3.11	Potência ativa normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	84
3.12	Tensão de eixo- <i>q</i> normalizada \times velocidade angular elétrica síncrona normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	85
3.13	Potência reativa normalizada \times velocidade angular elétrica síncrona normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	86

3.14	Tensão de eixo- d normalizada \times velocidade angular elétrica síncrona normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	86
3.15	Sensibilidade do modelo de tensão de eixo- d à Δr_s : (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	88
3.16	Sensibilidade do modelo de tensão de eixo- d à $\Delta(\sigma L_s)$: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	89
3.17	Sensibilidade do modelo de potência ativa à Δr_s : (a) $5Hz$; (b) $60Hz$.	90
3.18	Sensibilidade do modelo de potência ativa à ΔL_s e/ou $\Delta(\sigma L_s)$: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$	91
3.19	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para variações nos parâmetros do modelo de referência: (a) $\hat{r}_s = 0.7r_s$ em $t = 2s$; (b) $\widehat{\sigma L}_s = 0.7\sigma L_s$ em $t = 2s$.	92
3.20	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para variações nos parâmetros do modelo de referência: (a) $\hat{r}_s = 0.7r_s$ em $t = 2s$; (b) $\widehat{\sigma L}_s = 0.7\sigma L_s$ em $t = 2s$.	93
3.21	<i>FRF</i> da impedância de entrada Z_{in} : (a) $\omega_r = 0 rad/s$; (b) $\omega_r = 2\pi 60 rad/s$	95
3.22	Modelo da máquina de indução em altas frequências	96
3.23	Estimação em $\omega_r = 0$: a) r'_s ; b) σL_s	99
3.24	Estimação em ω_r baixa: (a) r'_s ; (b) σL_s	100
3.25	Filtro passa-alta de primeira ordem no referencial síncrono	100
3.26	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,0s$ e em baixa velocidade com conjugado pequeno: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s, i_{qs}^s	103
3.27	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,0s$ e em alta velocidade com conjugado pequeno: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s, i_{qs}^s	104
3.28	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,5s$ e em alta velocidade com aproximadamente conjugado nominal: (a) T_e ; (b) $\lambda_{dr}^{rf}, \lambda_{qr}^{rf}$; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s, i_{qs}^s	106

3.29	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,5s$ e em alta velocidade com aproximadamente conjugado nominal e $Bw = 200Hz$: (a) T_e ; (b) $\lambda_{dr}^{rf}, \lambda_{qr}^{rf}$; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s, i_{qs}^s	107
3.30	Desempenho dinâmico do <i>MRAC</i> para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,5s$ e em alta velocidade com aproximadamente conjugado nominal com variação suave no conjugado: (a) T_e ; (b) $\lambda_{dr}^{rf}, \lambda_{qr}^{rf}$; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s, i_{qs}^s	108
3.31	Configuração do sistema de acionamento <i>CA</i>	109
3.32	Estimação de r'_s e σL_s com a máquina 1 em $20Hz$: (a) r'_s ; (b) σL_s . . .	110
3.33	Estimação de r'_s e σL_s com a máquina 2 em repouso: (a) r'_s ; (b) σL_s . .	111
3.34	Comparação entre as correntes de <i>eixo-d</i> medida (i_{ds}) e estimada (\hat{i}_{ds}) para a máquina 1 em $60Hz$	112

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros do Motor de Indução de 3 Hp, 220 V, 5.8 A, 1710 rpm utilizado na simulação	20
2.2	Tempos de acomodação dos controladores <i>PI</i> síncronos Clássico e Vetorial	55
3.1	Parâmetros dos Motores de Indução utilizados nos experimentos . . .	110

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contribuições desta Pesquisa	3
1.2	Organização do Trabalho	4
2	Controle de Corrente	6
2.1	Introdução	6
2.2	Modelo da Máquina de Indução	7
2.3	Controle com Orientação pelo Campo	11
2.4	Sistema básico de controle	12
2.4.1	Influência e desacoplamento da f_{cem}	14
2.4.2	Estimação do Fluxo Rotórico	15
2.5	O Controlador PI	17
2.5.1	Sintonia clássica do Controlador PI de corrente	18
2.5.2	Controlador PI de corrente Estacionário	19
2.5.3	Controlador PI de corrente Síncrono	30
2.6	Conclusões	59

3	Controle Adaptativo Aplicado a Máquinas de Indução	63
3.1	Introdução	63
3.2	Controle Adaptativo Modelo de Referência	64
3.2.1	<i>MRAC</i> aplicado a máquinas de Indução	66
3.2.2	<i>MRAC</i> com estimação da frequência síncrona ω_{rf}	75
3.3	Análise de Desempenho	75
3.3.1	Sensibilidade em relação a ω_r	78
3.3.2	Sensibilidade em relação a ω_{rf}	84
3.4	Sensibilidade Paramétrica	87
3.4.1	Análise de regime permanente	87
3.4.2	Análise dinâmica	90
3.5	Estimação de Parâmetros	94
3.6	Resultados de Simulação	97
3.6.1	Estimação de Parâmetros	98
3.6.2	Estratégia <i>MRAC</i> proposta	101
3.7	Resultados Experimentais	109
3.8	Conclusão	111
4	Conclusão e Trabalhos Futuros	114
4.1	Trabalhos futuros	115

Capítulo 1

Introdução

As máquinas de corrente contínua (*cc*) foram, durante muitos anos, utilizadas nos acionamentos com alto desempenho onde se precisa dos controles de conjugado e posição, com alta precisão. Esta utilização deveu-se ao fato das máquinas *cc* apresentarem um comportamento dinâmico bem mais simples que as máquinas de corrente alternada (*ca*). A estrutura física das máquinas *cc* garante o desacoplamento entre as malhas de controle de fluxo e conjugado. No entanto, as máquinas *ca* tornaram-se uma alternativa atrativa a partir do surgimento de novas técnicas de controle baseadas na teoria dos dois eixos girantes (*sistema de eixos odq*). Dentre estas técnicas, o chamado “*controle vetorial*” ou “*com orientação pelo campo*” tornou possível o controle independente de conjugado e fluxo nos acionamentos *ca*, tornando possível o acionamento *ca* semelhante ao acionamento *cc* com excitação independente [3]. Porém, para a aplicação desta técnica, é necessário que se conheça a posição do vetor de fluxo utilizado para a orientação. Atualmente utiliza-se o controle com orientação pelo campo (*FOC*) de duas formas básicas, dependendo de como a posição do vetor de fluxo é obtida: a orientação pelo campo direta (*DFO*) ou indireta (*IFO*).

No método com orientação pelo campo direta, realiza-se a medição direta da posição do vetor de fluxo através de sensores de fluxo ou estima-se a magnitude e ângulo deste vetor.

A forma clássica de implementação do controle com orientação indireta pelo campo

está baseada na imposição de um comando de escorregamento à máquina e do conhecimento da posição mecânica do rotor. O modo prático de se obter a posição do rotor é acoplar sensores ao eixo da máquina como “*encoder*” ou “*resolver*”, elevando, portanto, o custo do sistema de controle e diminuindo a sua confiabilidade [4]. Em ambos os métodos de controle com orientação pelo campo (*DFO* ou *IFO*), o sistema de eixos *odq* pode estar alinhado basicamente com os vetores de fluxo rotórico (*orientação clássica*), estático ou de entreferro [5].

Independentemente do referencial utilizado, o *FOC* apresenta problemas com relação às variações nos parâmetros da máquina, principalmente, variações na constante de tempo rotórica (τ_r) em função das condições de operação. Kamarudin B. Nordin et alii [6] estudaram a influência das variações paramétricas em sistemas com orientação pelo campo. As análises mostraram que variações nos parâmetros das máquinas podem levar a perda de sintonia dos controladores vetoriais e o conseqüente acoplamento entre as malhas de fluxo e conjugado, ocasionando, desta forma, erro de regime permanente no fluxo e conjugado e oscilações transitórias em ambos [7]. A conseqüência imediata deste fato é a diminuição no desempenho e o aumento nas perdas da máquina.

Várias técnicas de controle têm sido estudadas e utilizadas com o objetivo de diminuir ou eliminar os efeitos destas variações no desempenho do controle com orientação pelo campo das máquinas *ca* [8],[9],[10],[11],[12]. Particularmente, a técnica do controle adaptativo tipo modelo de referência (*MRAC*) tem sido motivo de intensas pesquisas em virtude de sua simplicidade, robustez e aplicabilidade, tanto na sintonia de controladores com orientação pelo campo, quanto na estimação de parâmetros da máquina [1],[13],[14],[15],[16],[17],[18]. Porém, para a implementação desta técnica, é necessário o conhecimento de alguns parâmetros da máquina. A obtenção destes parâmetros é conseguida utilizando-se técnicas de estimação paramétrica [19],[20],[21],[22],[23],[24],[25]. Métodos de estimação dos parâmetros da máquina, do fluxo e da velocidade mecânica e/ou o emprego de esquemas adaptativos cada vez mais precisos, utilizados para compensar as variações ocorridas nos parâmetros em virtude das condições de operação da máquina, tem proporcionado a eliminação de sensores (*fluxo, posição e velocidade*), e tornado os sistemas de acionamentos com alto desempenho mais robustos e confiáveis

[2],[4]. Um grande número de trabalhos que tratam de acionamentos sem sensor de velocidade tem surgido nos últimos anos [26],[27],[28],[29],[30],[31]. Porém, o desempenho destes acionamentos depende grandemente da precisão com a qual os parâmetros são conhecidos e da eficiência dos controladores de corrente utilizados. Portanto, um controle com orientação pelo campo eficiente só é possível se controladores de corrente igualmente eficientes forem utilizados na implementação do sistema de controle.

1.1 Contribuições desta Pesquisa

Este trabalho de pesquisa apresenta um método de estimação da velocidade e posição do vetor de fluxo rotórico, através de uma técnica adaptativa do tipo modelo de referência, necessária para a sintonia do controle com orientação pelo campo da máquina de indução. A utilização da técnica proposta, possibilita a implementação do controle sem a necessidade de sensores de velocidade e, principalmente, independente das variações na constante de tempo rotórica. Este método é avaliado e o seu desempenho é comparado ao da técnica utilizada para a estimação de ω_r , apresentada em [1]. Os principais modelos de referência utilizados em controladores adaptativos são analisados em termos de desempenho e sensibilidade paramétrica, com vistas à escolha daquele com melhor desempenho.

O desempenho dos controladores com orientação pelo campo apresenta forte dependência em relação ao tipo de controle de corrente utilizado e ainda, da precisão com que os parâmetros da máquina são conhecidos. Por isso, um estudo comparativo entre controladores de corrente do tipo proporcional e integral (*PI*) é apresentado e é proposto um modelo para a estimação da resistência transiente estatórica r'_s e da indutância transitória do estator σL_s . O procedimento para a estimação dos referidos parâmetros está baseado no circuito equivalente em regime permanente. Estes parâmetros são utilizados na estratégia de controle adaptativo proposta, que tem o objetivo de manter a sintonia do controle com orientação pelo campo e na sintonia dos controladores de corrente.

As principais contribuições deste trabalho são:

- Proposta para a estimação direta da velocidade e posição do vetor de fluxo rotórico do motor de indução usando a técnica do controle adaptativo tipo modelo de referência, para utilização no *FOC*;
- Análise de desempenho e sensibilidade paramétrica dos principais modelos utilizados em *MRAC*, para sintonia de controladores com rientação pelo campo;
- Proposta para estimação dos parâmetros r'_s e σL_s da máquina de indução utilizando-se o circuito equivalente em regime permanente. Esta estimação é usada para atualizar os parâmetros utilizados no modelo de referência do *MRAC* e na sintonia dos controladores de corrente;
- Análise comparativa entre a técnica *MRAC* proposta e a técnica baseada na estimação da velocidade rotórica ω_r , para determinar a posição do vetor de fluxo rotórico;
- Análise de desempenho dos controladores *PI* de corrente nos referenciais estacionário e síncrono.

1.2 Organização do Trabalho

No capítulo 2 apresenta-se a análise dinâmica e em regime permanente do controlador *PI* de corrente no referencial *estacionário* e síncrono: *clássico* e *vetorial*. O estudo realizado é a base para a escolha daquele com melhor desempenho e que será utilizado para controle das correntes da máquina de indução na implementação do sistema de controle proposto.

No capítulo 3 é proposto um controle adaptativo aplicado ao motor de indução com o objetivo de compensar as variações na constante de tempo rotórica e eliminar o sensor de velocidade. É feita uma análise de desempenho e de sensibilidade paramétrica dos principais modelos de referência utilizados em controladores adaptativos do tipo modelo de referência. Desta análise, é escolhido um modelo e proposto um método para a estimação dos parâmetros dos quais tal modelo depende. Neste capítulo, também

é realizado um estudo comparativo entre as técnicas *MRAC* de estimação da posição e velocidade do vetor de fluxo rotórico mediante a estimação de ω_r com a técnica proposta.

Capítulo 2

Controle de Corrente

2.1 Introdução

O objetivo principal da aplicação do controle desacoplado de fluxo e conjugado em máquinas elétricas é produzir uma resposta dinâmica rápida com bom desempenho em regime e transitórios. Porém, um controle de conjugado eficiente requer controladores de corrente eficientes para que se possa ajustar o conjugado tão precisamente e tão rapidamente quanto a corrente. Os controladores de corrente utilizados nos acionamentos em corrente alternada com alto desempenho devem ser capazes de controlar tanto a amplitude quanto a fase das correntes. Isto é, particularmente, a origem do termo “*controle vetorial*”. Controladores de corrente para acionamentos *ca* são mais complexos que aqueles para acionamentos *cc*, pois as grandezas a se controlar são alternadas e a utilização de controladores *PI* clássicos não produzem erro de regime permanente nulo devido à dependência destes com relação à frequência de operação. Além disso, nos acionamentos com alto desempenho ambos os controles de amplitude e fase das correntes devem ser realizados, conforme citado anteriormente. Os controladores de corrente formam o laço mais interno de todos os controladores. Como tal, eles devem possuir a maior largura de faixa do sistema e produzir erro nulo (ou aproximadamente nulo) em regime [3].

Nesse capítulo são apresentados estudos sobre os controladores de corrente do tipo

proporcional e integral (*PI*). São estudados os controladores estacionário e síncrono. Nesse estudo, são analisados alguns pontos básicos como:

- Complexidade da implementação
- Desempenho dinâmico
- Vantagens e desvantagens

Como ferramentas de análise utilizou-se técnicas de controle clássico, lugar das raízes, função de resposta em frequência (*FRF*), função de rigidez dinâmica (*DSF*) e função de transferência.

Ao final da análise das características de cada controlador apresentado, são mostrados resultados de simulação, com o objetivo de possibilitar melhor compreensão e assimilação sobre o desempenho destes controladores.

2.2 Modelo da Máquina de Indução

O modelo dinâmico da máquina de indução pode ser representado usando-se a notação vetorial complexa ou a notação escalar. A representação de um vetor complexo na forma escalar é mostrada em (2.1)

$$f_{qd} = f_q - j f_d \quad (2.1)$$

onde f está representando uma quantidade vetorial complexa genérica.

A relação entre as grandezas trifásicas estáticas abc e as bifásicas dq é mostrada em (2.2) [32]. Esta relação também mostra a transformação destas grandezas para um referencial arbitrário. θ representa a posição angular deste referencial em relação ao referencial estacionário.

$$f_{qdos} = K_s f_{abcs} \quad (2.2)$$

onde

$$(f_{qdos})^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{os}] \quad (2.3)$$

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \quad (2.4)$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen} \theta & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

A inversa de (2.5) é dada por

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

De modo semelhante às grandezas estatóricas, as grandezas trifásicas rotóricas abc e as bifásicas dq estão relacionadas através de (2.7)

$$f_{qdor} = K_r f_{abcr} \quad (2.7)$$

onde

$$(f_{qdor})^T = [f_{qr} \quad f_{dr} \quad f_{or}] \quad (2.8)$$

$$(f_{abcr})^T = [f_{ar} \quad f_{br} \quad f_{cr}] \quad (2.9)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen} \beta & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (2.11)$$

onde θ_r é a posição angular rotórica e β é a posição angular do referencial para o qual as grandezas estão sendo transformadas em relação ao referencial rotórico

A inversa de (2.10) é mostrada em (2.12)

$$K_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \text{sen} \beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A notação vetorial complexa, em relação a notação escalar, reduz o número de equações do sistema pela metade. Utilizando-se esta notação, as equações da máquina de indução em um referencial dq genérico ficam como mostradas em (2.13)-(2.18) [3],[32]. O sobrescrito “ g ” representa um referencial genérico.

- Expressões das tensões estatórica e rotórica

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.13)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g = 0 \quad (2.14)$$

- Expressões dos fluxos estatórico e rotórico

$$\lambda_s^g = L_s i_s^g + L_m i_r^g \quad (2.15)$$

$$\lambda_r^g = L_r i_r^g + L_m i_s^g \quad (2.16)$$

- Expressões do conjugado eletromagnético e equação mecânica

$$T_e = P \frac{L_m}{L_r} \left(i_{qs}^g \lambda_{dr}^g - i_{ds}^g \lambda_{qr}^g \right) \quad (2.17)$$

$$P (T_e - C_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + b_p \omega_r \quad (2.18)$$

com

$$v_s^g = v_{qs}^g - j v_{ds}^g$$

$$v_r^g = v_{qr}^g - j v_{dr}^g = 0$$

$$i_s^g = i_{qs}^g - j i_{ds}^g$$

$$i_r^g = i_{qr}^g - j i_{dr}^g$$

$$\lambda_s^g = \lambda_{qs}^g - j \lambda_{ds}^g$$

$$\lambda_r^g = \lambda_{qr}^g - j \lambda_{dr}^g$$

onde ω_g é a velocidade angular do sistema de coordenadas dq ; ω_r é a velocidade angular elétrica do rotor; T_e , C_m são os conjugados eletromagnético e de carga, respectivamente; v_s^g , v_r^g são os vetores de tensão estatórica e rotórica; v_{qs}^g , v_{ds}^g são as tensões estatóricas de eixos q e d ; v_{qr}^g , v_{dr}^g são as tensões rotóricas de eixos q e d ; i_s^g , i_r^g são os vetores de corrente estatórica e rotórica; i_{qs}^g , i_{ds}^g são as correntes estatóricas de eixos q e d ; i_{qr}^g , i_{dr}^g são as correntes rotóricas de eixos q e d ; λ_s^g , λ_r^g são os vetores de fluxo estatórico e rotórico; λ_{qs}^g , λ_{ds}^g são os fluxos estatóricos de eixos q e d ; λ_{qr}^g , λ_{dr}^g são os fluxos rotóricos de eixos q e d ; r_s e r_r são as resistências estatórica e rotórica (referida ao estator), respectivamente; L_s e L_r são as indutâncias próprias do estator e do rotor (referida ao estator), respectivamente; L_m é a indutância mútua entre o estator e rotor; J é o momento de inércia, b_p é o coeficiente de atrito viscoso, P é o número de pares de pólos e S é o operador Laplace. Sempre que os parâmetros rotóricos forem citados neste texto está subentendido que os mesmos estão referenciados ao estator.

O modelo tensão-corrente dado por (2.19) pode ser obtido de (2.13)-(2.16) após algumas manipulações algébricas [33].

$$v_s^g = r_s' i_s^g + \sigma L_s \frac{di_s^g}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \omega_{br} \lambda_r^g + j \omega_g \sigma L_s i_s^g \quad (2.19)$$

onde

$$\begin{aligned}\omega_{br} &= \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \\ r'_s &= r_s + r_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \\ \sigma L_s &= L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\end{aligned}$$

sendo r'_s é a resistência transiente estatórica e σL_s é a indutância transiente estatórica.

O vetor de tensão estatórica da máquina de indução, no referencial estacionário é obtido a partir de (2.19), fazendo-se $\omega_g = 0$ e substituindo-se g por s .

$$v_s^s = r'_s i_s^s + \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} - e_s^s \quad (2.20)$$

onde

$$e_s^s = \frac{L_m}{L_r} \omega_{br} \lambda_r^s$$

sendo e_s^s a força contra-eletromotriz (*fcem*), que pode ser considerada como uma perturbação ao controle de corrente.

2.3 Controle com Orientação pelo Campo

O controle com orientação pelo vetor de fluxo rotórico é conseguido obtendo-se a posição deste vetor e alinhando-o com o eixo “ d ” do sistema “ dq ” de referência, ou através da imposição de um escorregamento à máquina. O valor deste escorregamento está mostrado em (2.21). Caso uma destas condições seja satisfeita, o fluxo rotórico só conterà componente de eixo “ d ” e estará efetivamente alinhado com o sistema de eixos dq de referência, conforme mostrado no diagrama vetorial da Figura 2.1. Deste fato, resulta o chamado “*controle com orientação pelo fluxo rotórico*”. O sobrescrito “*rf*” que aparece nas figuras deste trabalho foi utilizado para representar a orientação pelo fluxo rotórico, que é a forma clássica de orientação. Com $\lambda_{qr}^{rf} = 0$, os controles de conjugado e fluxo podem ser feitos de forma independente através de i_{qs}^{rf} e i_{ds}^{rf} , respectivamente. Os valores de referência destas grandezas são obtidos através de (2.23) e (2.24). O sobrescrito “ $*$ ” representa uma quantidade de referência.

$$\omega_s = k_s i_{qs}^e \quad (2.21)$$

com

$$k_s = \frac{1}{\lambda_{dr}^e} \frac{L_m}{\tau_r} \quad (2.22)$$

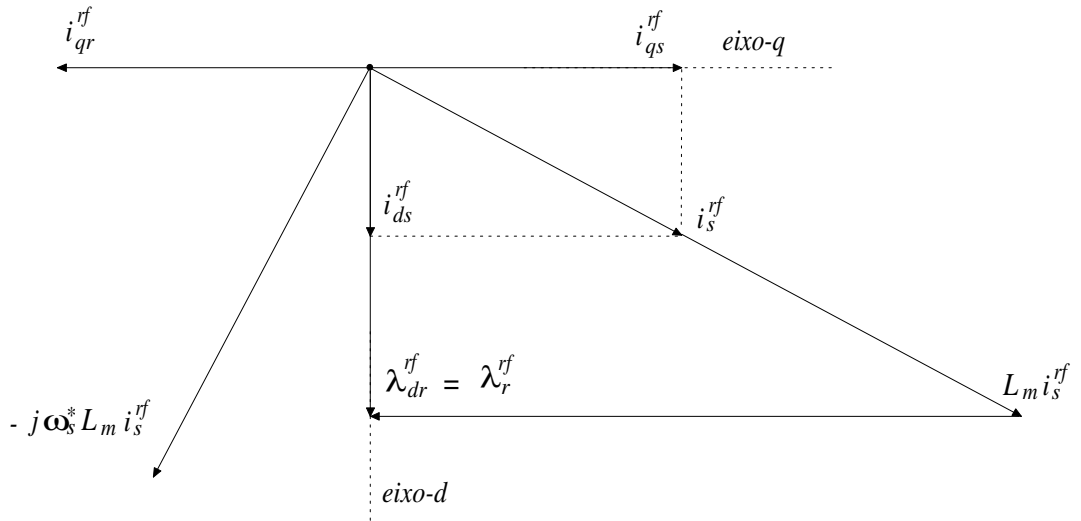


Figura 2.1: Diagrama vetorial do modelo rotórico da máquina de indução com orientação indireta pelo fluxo rotórico, com valor correto da frequência de escorregamento

$$i_{qs}^{rf*} = \frac{1}{P} \frac{L_r}{L_m \lambda_{dr}^{rf*}} T_e^* \quad (2.23)$$

$$i_{ds}^{rf*} = \frac{1}{L_m} \lambda_{dr}^{rf*} \quad (2.24)$$

2.4 Sistema básico de controle

A Figura 2.2 ilustra o sistema básico de controle de corrente [34],[35]. Normalmente, somente dois sensores de corrente são utilizados nas medições das correntes da máquina,

uma vez que devido a ausência de conexão do neutro a soma das três correntes é zero sendo, portanto, uma delas a combinação linear das outras duas. A utilização de somente dois sensores diminui o custo do sistema de controle. Observa-se, nesta figura, que os controladores de corrente fornecem as tensões de referência necessárias para que o inversor forneça os sinais de tensão, via uma estratégia *PWM*, para alimentar o motor e fornecer erro de regime zero ou o menor possível.

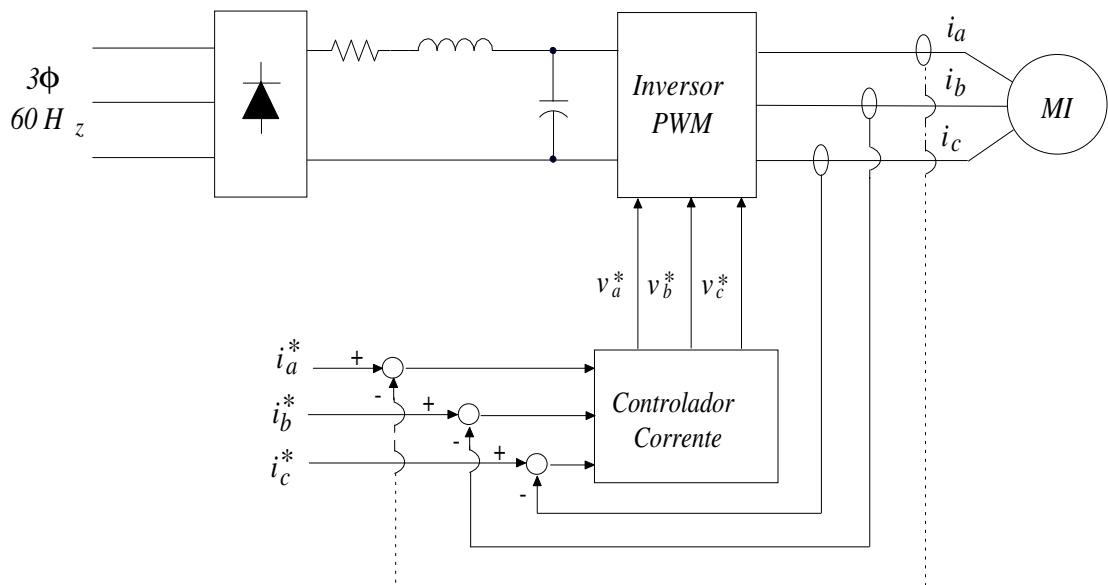


Figura 2.2: Sistema *PWM* com controlador de corrente para produzir uma fonte de corrente trifásica controlada

Controladores de corrente são bastante estudados pela comunidade científica da área [36],[37],[38],[39],[40],[41],[42], e várias estratégias e topologias para controle de corrente em máquinas *ca* já foram propostas. Algumas bem conhecidas e simples como o controle por histerese que possui um bom desempenho no controle da amplitude das correntes. Porém, tem a desvantagem de operar com frequência de chaveamento variável (*depende do erro*) e, ainda, apresentar erros, que não estão estritamente limitados à banda de histerese (*o erro máximo de corrente é igual à duas vezes a banda de histerese em determinados instantes*) [3],[34]. Embora o controlador do tipo histerese seja de fácil implementação, e novas configurações tenham sido apresentadas com vistas à redução da frequência de chaveamento [41],[43], uma outra estratégia está

sendo bastante estudada e empregada atualmente. Esta estratégia é a do controlador *PI* estacionário e síncrono. O controlador *PI* síncrono pode e, normalmente, é implementado no referencial estacionário. Este controlador tem sido comprovadamente o que apresenta melhor desempenho, pois opera com frequência de chaveamento fixa e, diferentemente do controlador *PI* estacionário, apresenta erro zero em regime [35],[44], conforme será descrito a seguir.

2.4.1 Influência e desacoplamento da *f_{cem}*

A *f_{cem}* funciona como uma perturbação ao controle de corrente. Então, visando melhoria no desempenho do controlador, é interessante que se desacople esta perturbação, conforme ilustrado em diagrama de blocos na Figura 2.3. Nesta figura, v_s^{st} é o valor de tensão estatórica sem o fator de perturbação (*f_{cem}*), que controlará as correntes da máquina e \hat{e}_s^s é o valor da *f_{cem}* medida ou estimada.

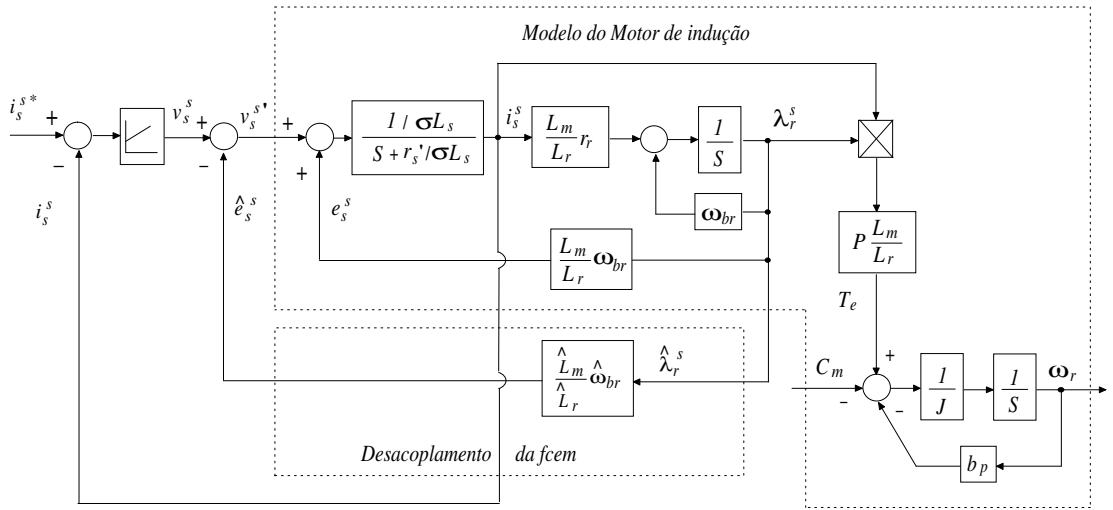


Figura 2.3: Controle *PI* de corrente estacionário aplicado ao motor de indução, usando-se notação vetorial complexa e mostrando o desacoplamento da *f_{cem}*

Usando-se componentes *dq*, pode-se converter (2.20) em:

$$v_{ds}^s = r_s' i_{ds}^s + \sigma L_s \frac{di_{ds}^s}{dt} - e_{ds}^s \quad (2.25)$$

$$v_{qs}^s = r_s' i_{qs}^s + \sigma L_s \frac{di_{qs}^s}{dt} - e_{qs}^s \quad (2.26)$$

onde os termos de perturbação e_{ds}^s e e_{qs}^s são dados por:

$$e_{ds}^s = \frac{L_m}{L_r} \left(\omega_r \lambda_{qr}^s + \frac{1}{\tau_r} \lambda_{dr}^s \right) \quad (2.27)$$

$$e_{qs}^s = -\frac{L_m}{L_r} \left(\omega_r \lambda_{dr}^s - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{qr}^s \right) \quad (2.28)$$

Observando (2.33) e (2.34), conclui-se que para a estimação da *fcm* é necessário, portanto, a estimação do fluxo rotórico.

2.4.2 Estimação do Fluxo Rotórico

A estimação do fluxo rotórico geralmente é feita no referencial da velocidade rotórica, devido a dinâmica do estimador de fluxo utilizado (*usualmente chamado modelo de corrente*), ser independente desta grandeza. Naturalmente, a transformação das quantidades terminais da máquina, necessárias para a estimação do fluxo, para o referencial síncrono com a posição rotórica requer o conhecimento da posição do rotor. Infelizmente, este estimador exibe sensibilidade às incertezas paramétricas da máquina, sendo esta mais acentuada em operação com a velocidade de escorregamento próximo à seu valor nominal [4],[45]. A Figura 2.4 mostra o estimador de fluxo rotórico citado. Observa-se que as correntes estatóricas são rotacionadas do referencial estacionário para o da velocidade rotórica. O fluxo é estimado neste referencial e, então, rotacionado para o referencial estacionário. O sobrescrito “r” indica o referencial da velocidade rotórica.

Os blocos indicados por $e^{-j\theta_r}$ e $e^{j\theta_r}$ representam os operadores de transformação de coordenadas. O bloco $e^{-j\theta_r}$ leva as quantidades estatóricas para o referencial da velocidade rotórica, enquanto que $e^{j\theta_r}$ realiza a operação inversa e, θ_r indica a posição do rotor em relação ao estator.

A partir do modelo da máquina de indução, tem-se a equação rotórica de tensão, escrita em um referencial genérico.

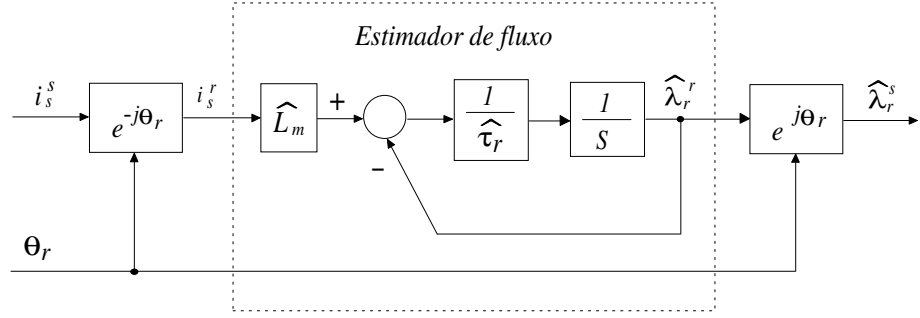


Figura 2.4: Diagrama de blocos do Estimador de fluxo rotórico baseado no modelo de corrente, no referencial da velocidade rotórica

$$v_r^g = \frac{r_r}{L_r} (\lambda_r^g - L_m i_s^g) + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g = 0 \quad (2.29)$$

A transformação para o referencial da velocidade rotórica, faz-se com $\omega_g = \omega_r$ e $g = r$. Portanto, (2.29) torna-se:

$$\frac{r_r}{L_r} (\lambda_r^r - L_m i_s^r) + \frac{d\lambda_r^r}{dt} = 0 \quad (2.30)$$

Os valores dos fluxos estimados de eixos “d” e “q”, portanto, podem ser obtidos de:

$$\frac{d\hat{\lambda}_{dr}^r}{dt} = \frac{1}{\hat{\tau}_r} (\hat{L}_m i_{ds}^r - \hat{\lambda}_{dr}^r) \quad (2.31)$$

$$\frac{d\hat{\lambda}_{qr}^r}{dt} = \frac{1}{\hat{\tau}_r} (\hat{L}_m i_{qs}^r - \hat{\lambda}_{qr}^r) \quad (2.32)$$

Os termos de perturbação estimados e_{ds}^s e e_{qs}^s , então, são dados por:

$$\hat{e}_{ds}^s = \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \left(\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{qr}^s + \frac{1}{\hat{\tau}_r} \hat{\lambda}_{dr}^s \right) \quad (2.33)$$

$$\hat{e}_{qs}^s = -\frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \left(\hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{dr}^s - \frac{1}{\hat{\tau}_r} \hat{\lambda}_{qr}^s \right) \quad (2.34)$$

O último termo na equação (2.20) representa a força contra-eletromotriz da máquina de indução, e é uma função da velocidade e do fluxo rotórico. Estimando-se a f_{cem} pelo uso de (2.33) e (2.34) e, então, considerando-se o seu desacoplamento exato, tem-se:

$$v_s^s = r'_s i_s^s + \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} \quad (2.35)$$

Obsevando a equação (2.35), nota-se que é semelhante à equação de tensão para uma carga RL . Portanto, com o desacoplamento da f_{cem} o comportamento dinâmico do MI , sob o ponto de vista do controle de corrente, assemelha-se ao comportamento de uma simples carga RL , como ilustrado na Figura 2.6. Nesta figura, percebe-se que o zero do controlador e o pólo da planta possuem a mesma natureza (*ambos são reais*).

2.5 O Controlador PI

Muitos problemas de controle podem ser resolvidos simplesmente utilizando-se o controlador PI , que é a ferramenta padrão para resolver problemas de controle de processo [46], conforme ilustrado na Figura 2.5. Nesta figura, $e(t)$ é a diferença entre os sinais de comando $u_c(t)$ (*variável de referência*) e a saída do processo $y(t)$ (*variável medida e que deve ser controlada*). A saída $v(t)$ alimenta o processo de tal forma que o erro $e(t)$ seja zero ou o menor possível.

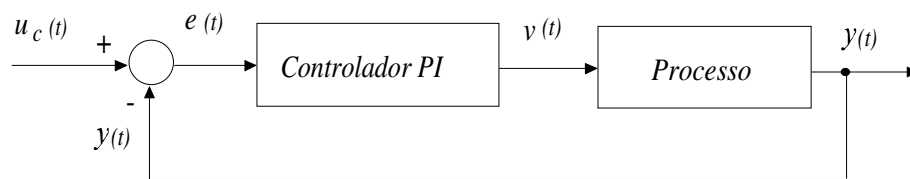


Figura 2.5: Modelo de um sistema de controle de processo

O controlador PI pode ser descrito matematicamente por

$$G(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (2.36)$$

onde K_p e K_i denotam os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente.

A principal razão para o controle integral é reduzir ou eliminar o erro de regime permanente [47]. Isto pode ser conseguido, em regime permanente, caso as grandezas a serem controladas sejam *cc*.

2.5.1 Sintonia clássica do Controlador PI de corrente

Sob o ponto de vista do controle de corrente, o motor de indução se assemelha a uma carga *RL*, pois considera-se um desacoplamento perfeito da *fcem*. Desta consideração, obtém-se o diagrama de blocos da Figura 2.6. A sintonia clássica é feita considerando-se que o zero do controlador deve cancelar o pólo da planta, logo:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{r'_s}{\sigma L_s} \Rightarrow K_i = \frac{r'_s}{\sigma L_s} K_p \quad (2.37)$$

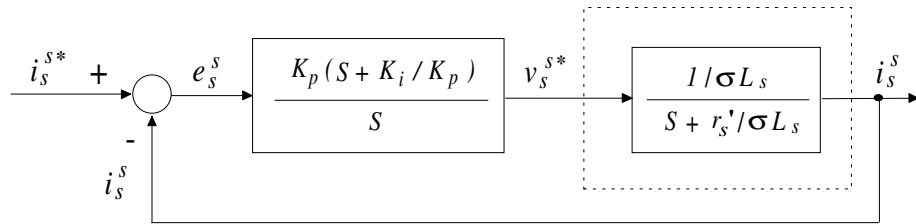


Figura 2.6: Controle *PI* de corrente estacionário, aplicado a uma carga *RL* (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da *fcem*), usando-se notação vetorial complexa

Da consideração acima, obtém-se o diagrama de blocos simplificado mostrado na Figura 2.7. Deve-se então, projetar o ganho K_p necessário para fornecer a largura de faixa desejada para o controlador de corrente, ou seja:

$$K_p = 2\pi\sigma L_s B_{\omega_i} \quad (2.38)$$

onde B_{ω_i} é a largura de faixa do controlador de corrente, em *Hz*.

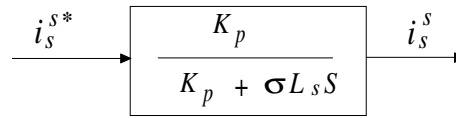


Figura 2.7: Diagrama vetorial complexo simplificado para o controlador PI , considerando o cancelamento do pólo da planta pelo zero do controlador

Observando-se a Figura 2.7, nota-se que o controlador PI apresentará erro zero em regime permanente ($i_s^{s*} = i_s^s$), somente se as grandezas a ser controladas sejam cc ($S = 0$), conforme mencionado anteriormente. Caso contrário, o erro entre as correntes dependerá da frequência de operação, sendo cada vez maior à medida que a frequência aumenta.

2.5.2 Controlador PI de corrente Estacionário

A complexidade das estruturas dos sistemas de controle de corrente está diretamente relacionada ao tipo de referencial sob o qual o controlador deve ser implementado. A escolha do referencial estacionário evita o uso de transformações entre referenciais. As equações que descrevem o modelo do controlador possuem apenas grandezas estatóricas que são obtidas a partir dos terminais da máquina. No entanto, o controlador terá que operar com sinais cuja frequência é igual à dos sinais de referência.

A Figura 2.8 representa a estrutura geral de um controlador PI estacionário. Como citado anteriormente e observando-se a figura, pode-se notar que as correntes não sofrem mudança de referencial, diminuindo, portanto, o número de operações na implementação do sistema. Por outro lado, a situação de regime deste sistema requer sinais com determinada frequência, fazendo com que este controlador não apresente erro de regime zero devido a sua dependência com a frequência de operação [3],[33].

Análise de Desempenho do Controlador

A seguir são apresentados resultados de simulação obtidos para a análise do controlador PI de corrente estacionário. As análises foram feitas considerando-se o compor-

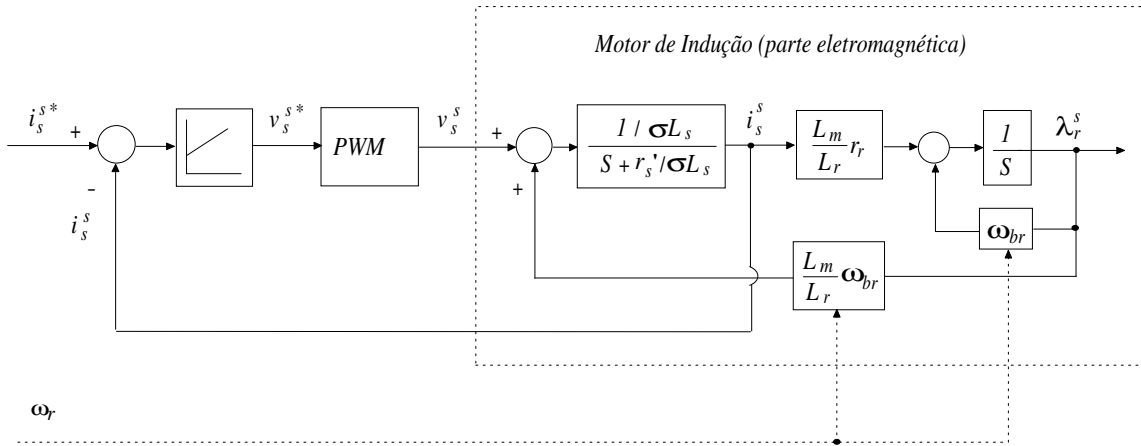


Figura 2.8: Controle *PI* de corrente estacionário, aplicado ao modelo elétrico de um motor de indução, usando-se notação vetorial complexa

tamento do controlador sob as condições de operação em regime permanente (*análise estática*) e dinâmica. Os gráficos foram obtidos utilizando-se os dados referentes ao motor de indução trifásico, cujos parâmetros estão listados na Tabela 2.1. Inicialmente foi considerada a situação sem desacoplamento da *f_{cem}* e, posteriormente, com o desacoplamento, como uma forma de melhor observar e avaliar a influência deste fator de perturbação no controle das correntes.

Parâmetro	Unidades
pólos	4
J	$0.089 Kg.m^2$
bp	$0.01 Nm.s/rad$
L_s	$105.96mH$
L_r	$105.96mH$
L_m	$103.96mH$
r_s	0.435Ω
r_r	0.816Ω

Tabela 2.1: Parâmetros do Motor de Indução de 3 Hp, 220 V, 5.8 A, 1710 rpm utilizado na simulação

Análise de Regime Permanente O projeto clássico do controlador PI , comentado no item 2.5.1, é fazer com que o zero do controlador cancele o pólo mais lento da planta (*mais próximo da origem*), ou seja, que o zero do controlador ocupe a mesma posição do pólo da planta ($\frac{K_i}{K_p} = \frac{r_s'}{\sigma L_s}$), e então, determinar o ganho K_p para fornecer a largura de faixa desejada. Neste caso, o valor foi selecionado para fornecer a largura de faixa de $500Hz$. No entanto, no projeto considera-se o desacoplamento exato da $fcem$. Caso este desacoplamento não se dê de forma perfeita, seja pela medição ou estimação incorreta desta grandeza, o zero do controlador não cancelará o pólo da planta como desejado.

Para a obtenção das curvas foi utilizado um escorregamento fixo de 5% para os casos em que não foi considerado o desacoplamento da $fcem$, a fim de estabelecer uma relação entre a velocidade rotórica ω_r e a frequência síncrona de operação ω_e .

A função de transferência corrente-tensão complexa da máquina de indução é mostrada em (2.39) [7]. Através da análise desta equação, percebe-se que a posição dos pólos e zeros da máquina dependem da velocidade de operação, conforme ilustrado na Figura 2.9. Esta figura mostra o deslocamento das raízes devido a variações na velocidade rotórica (ω_r) de $0Hz$ a $57Hz$.

$$\frac{i_s^s}{v_s^s} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}S + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)}{S^2 + \left(\frac{r_s + \left(\frac{L_s}{\tau_r} \right)}{\sigma L_s} - j\omega_r \right) S + \frac{r_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)} \quad (2.39)$$

A Figura 2.10 mostra o deslocamento das raízes do sistema da Figura 2.8 com a frequência de operação. Os gráficos foram obtidos para três condições de frequência de operação: $0Hz$, $20Hz$ e $60Hz$. Os símbolos “x”, “*” e “o” estão representando os pólos do sistema de malha aberta, malha fechada e os zeros, respectivamente, onde: P_c e Z_c estão representando o pólo e o zero do controlador enquanto que, P_m e Z_m representam o pólo e o zero da máquina de indução, respectivamente. Observa-se, na Figura 2.10, que o zero do controlador é um número real e, portanto, de posição fixa e que os pólos do sistema de malha fechada deslocam-se para posições mais distantes do zero do controlador à medida que a frequência de operação aumenta, inviabilizando, portanto, o cancelamento desejado. Isto deve-se à influência da $fcem$, que no projeto

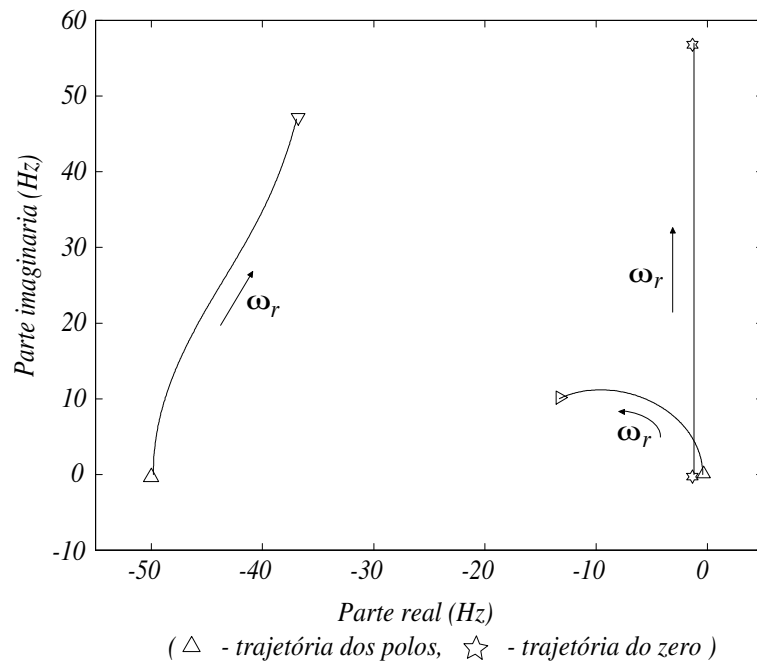


Figura 2.9: Lugar das raízes da máquina de indução em função da velocidade de operação, mostrado no referencial estacionário

do controlador é desprezada. O zero do controlador, então, passa a interagir com o seu próprio pólo. Em frequência zero, o pólo da planta é aproximadamente cancelado pelo zero do controlador como desejado. Este fato está ilustrado na Figura 2.10a. Porém, em frequências diferentes desta, esta interação deixa de existir pelos motivos já mencionados.

A função de resposta em frequência (*FRF*) mostra como o sistema responderá a frequências diferentes daquela de operação em regime. Variações na frequência de operação podem ocorrer devido à perturbações ou mudanças nas variáveis de referência. As *FRFs* foram plotadas para frequências positivas e negativas, uma vez que os vetores complexos podem girar em ambos os sentidos e, por isso, utiliza-se escala linear de frequência em vez de logarítmica. A Figura 2.11 mostra *FRFs* para o sistema da Figura 2.8, obtidas para as mesmas frequências e condições de operação anteriores. O maior sobressinal, durante transitórios, ocorre para a maior frequência de operação, conforme mostrado de forma clara no gráfico, em virtude da dependência deste controlador em

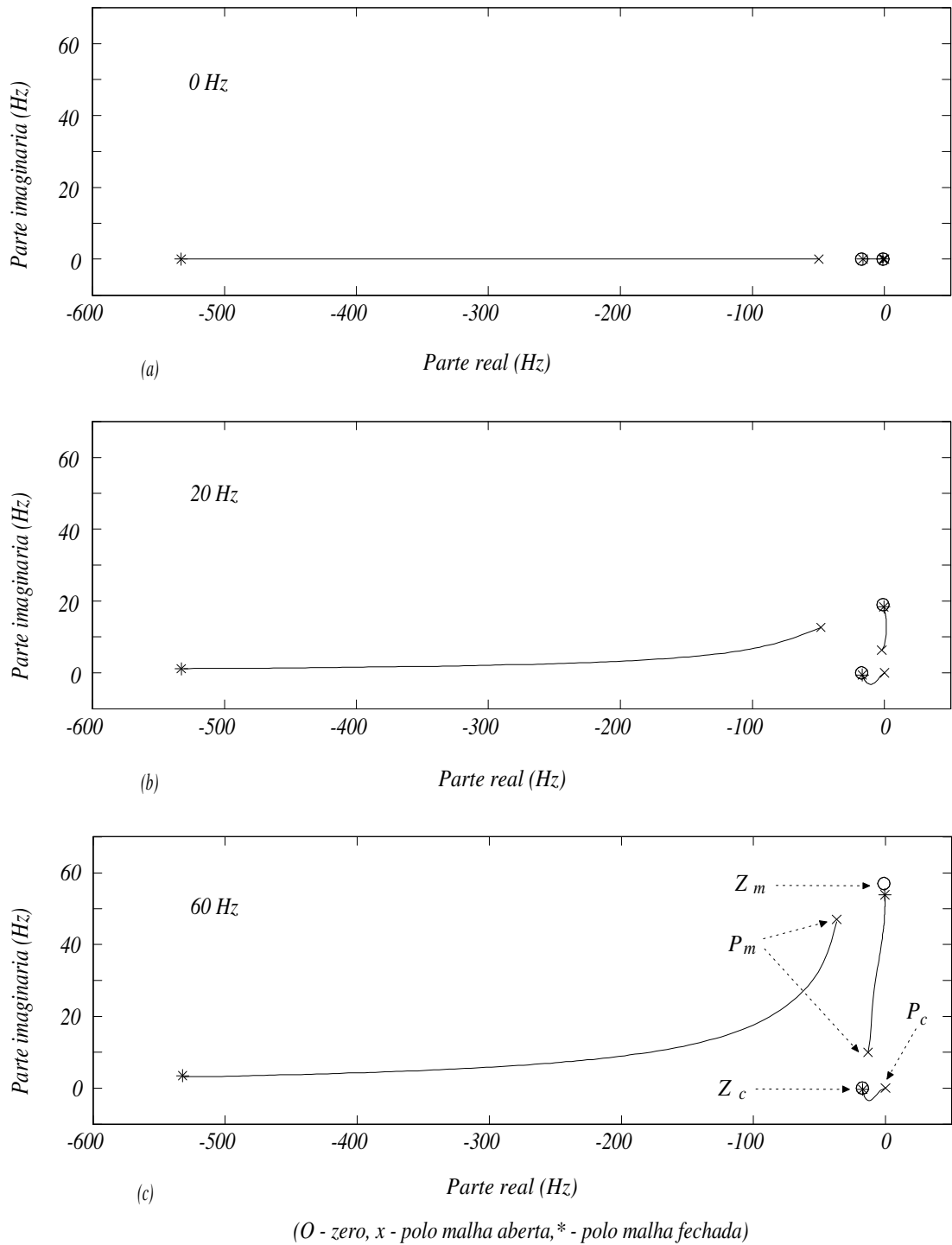


Figura 2.10: Lugar das raízes para a malha de corrente de um motor de indução com controlador PI de corrente estacionário (500 Hz largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem} , mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 20, 60\text{ Hz}$)

relação à esta frequência. Maiores sobressinais, representam erros maiores, tanto em magnitude quanto em fase, entre as correntes de referência e real. O aumento na distância pólo/zero da planta com o aumento da frequência de operação, conforme pode-se observar no diagrama do lugar das raízes da Figura 2.10, justifica este aumento no sobressinal, uma vez que, da teoria de controle, sabe-se que os zeros têm influência direta na resposta do sistema, sendo esta influência cada vez maior à medida que ele estiver mais afastado do pólo [46]. Os erros de regime permanente podem ser melhor visualizados através da análise dinâmica mostrada mais adiante.

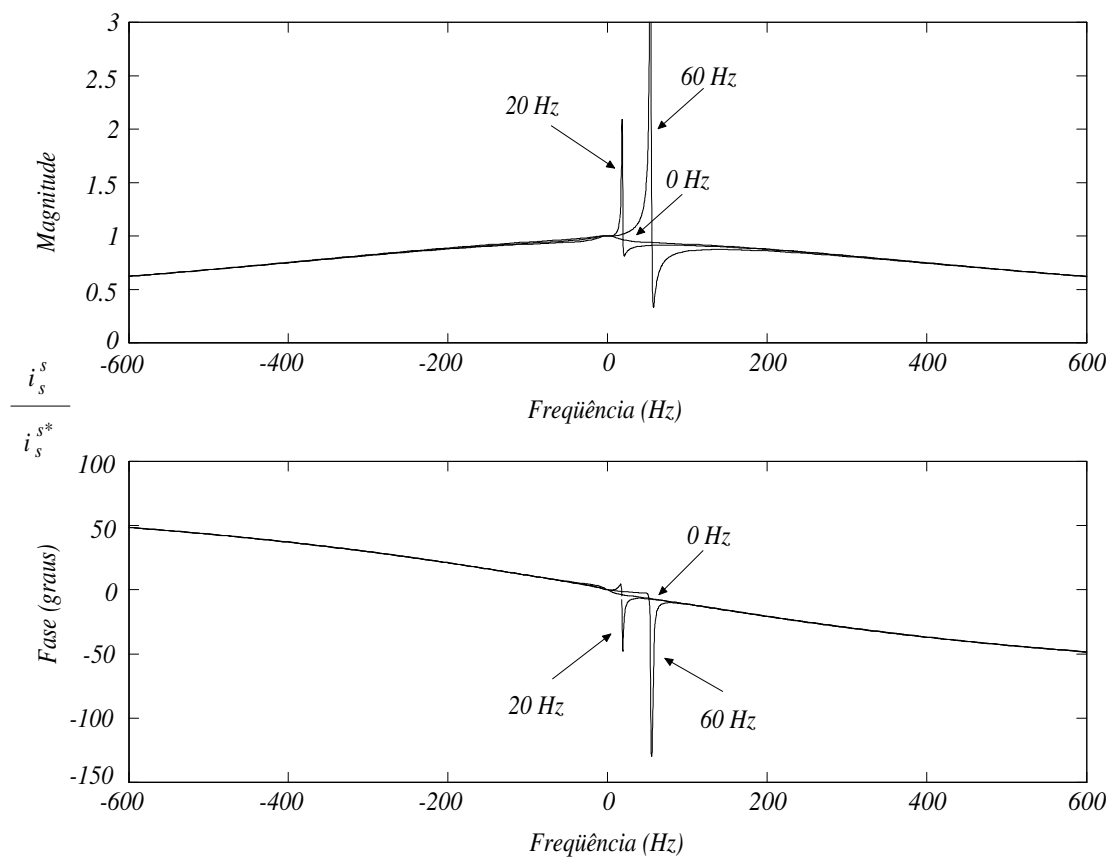


Figura 2.11: *FRF* vetorial complexa para a malha de corrente de um motor de indução com controlador *PI* de corrente estacionário (500Hz largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem} , mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 20, 60 Hz$)

Considerando-se que a medição ou estimação da f_{cem} é exata, possibilitando um

desacoplamento perfeito desta perturbação, o zero do controlador estará localizado precisamente em cima do pólo da planta, conforme desejado, uma vez que este foi o critério de projeto utilizado. Esta situação está mostrada na Figura 2.12. O cancelamento do pólo mais lento da planta pelo zero do controlador possibilita que a resposta do sistema seja dominada pelo pólo mais rápido (*mais distante da origem*), localizado na frequência desejada.

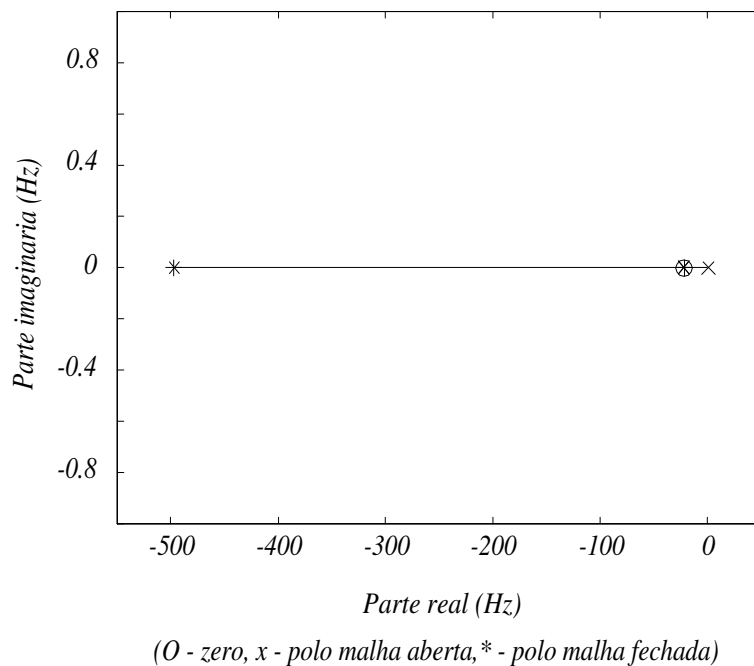


Figura 2.12: Lugar das raízes de uma carga RL (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da f_{cem}), com controlador PI de corrente estacionário ($500Hz$ largura de faixa), mostrado no referencial estacionário

O desacoplamento da f_{cem} e o conseqüente cancelamento exato, zero do controlador/pólo da planta, faz com que o sistema apresente resposta simétrica em torno da frequência zero e isenta de sobressinal, como mostrado na Figura 2.13. Nota-se também, nesta figura, que o controlador tem ganho unitário e erro de fase zero em frequência zero, como era de se esperar pois, nesta frequência, as grandezas são cc e o controlador PI apresenta erro zero em regime [3],[35]. Para qualquer outro valor de frequência, este controlador apresentará erro diferente de zero, o que é a sua principal

desvantagem.

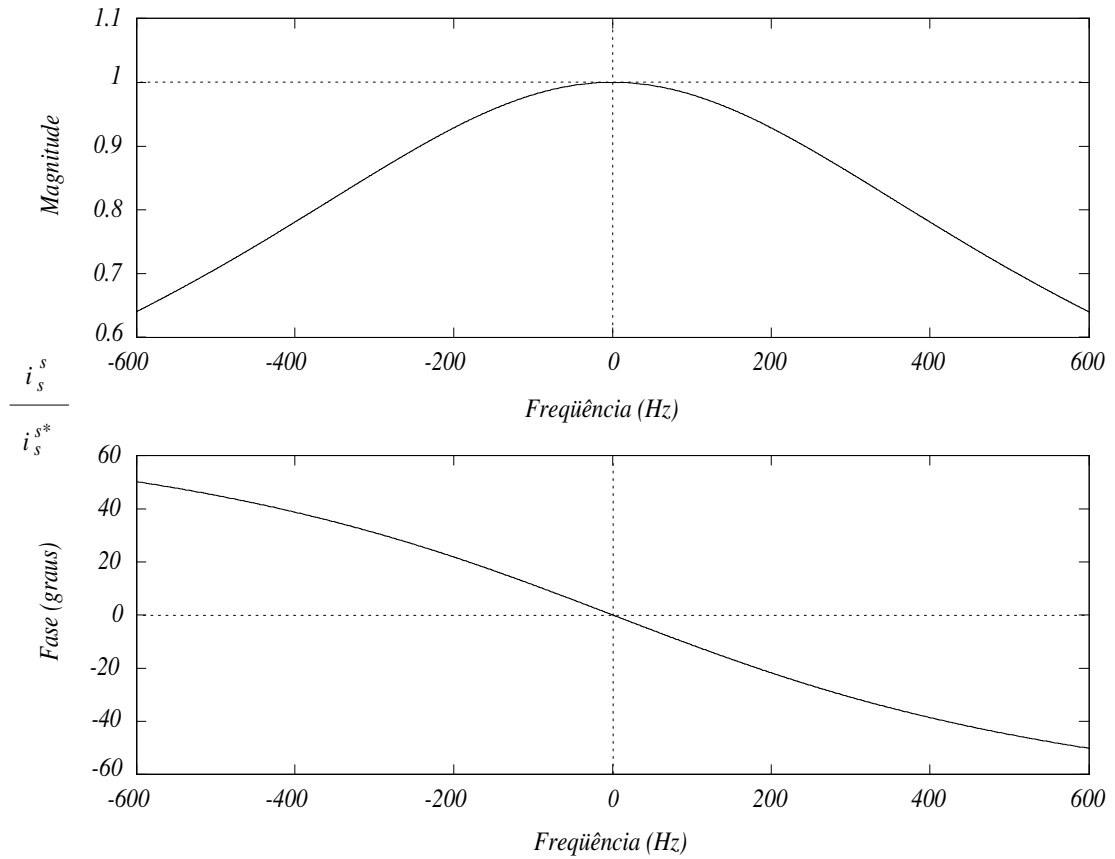


Figura 2.13: *FRF* vetorial complexa para a malha de corrente do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da *f_{cem}*, com controlador *PI* de corrente estacionário (500Hz largura de faixa), mostrado no referencial estacionário

Análise Dinâmica Os gráficos mostrados nesta seção, são resultados de simulação do motor de indução. Na estratégia de controle em campo orientado empregada nesta simulação, utilizou-se um inversor de tensão *PWM*, conforme ilustrado na Figura 2.2, com frequência de chaveamento de $10kHz$. Os ganhos do controlador foram igualmente selecionados para fornecer a mesma largura de faixa de $500Hz$. Para a condição de operação dinâmica, a máquina de indução foi acionada para girar nas velocidades de $30 rad/s$ e $250 rad/s$. Dessa forma, pode-se avaliar o desempenho deste controlador

em diferentes valores de frequência de operação.

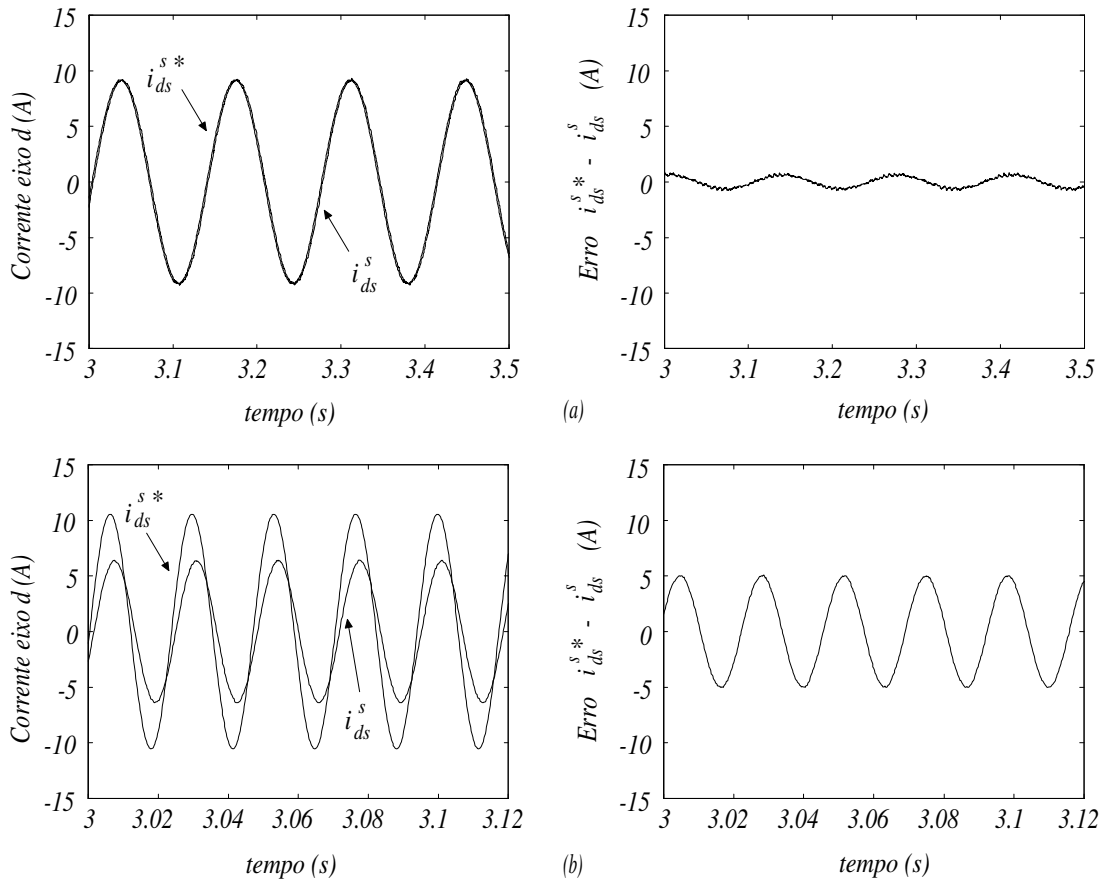


Figura 2.14: Correntes de referência e real de eixo “d” e o respectivo erro entre elas: (a) $\omega_r = 30 \text{ rad/s}$ e (b) $\omega_r = 250 \text{ rad/s}$. Controle *PI* de corrente estacionário (500 Hz largura de faixa), sem desacoplamento da *f_{cem}*

As Figuras 2.14 a 2.17 mostram o desempenho dinâmico deste controlador para as duas condições de velocidade citadas. As Figuras 2.14 e 2.15 mostram o desempenho para a condição de operação sem o desacoplamento da *f_{cem}*, enquanto que as Figuras 2.16 e 2.17, para a condição com desacoplamento. Em todos os casos são apresentadas as curvas das correntes de referência e real de eixo “d” e os respectivos erros entre elas, ambas no referencial estacionário e as curvas do fluxo rotórico mostradas no referencial síncrono. Este último, apenas para demonstrar a perda de sintonia da estratégia de

controle *IFO* devido a erros na regulação de corrente apresentados pelo controlador estacionário.

A Figura 2.14 mostra, de forma clara, que o controlador *PI* estacionário apresenta perda de desempenho com o aumento da frequência de operação. Estes erros são cada vez maiores, tanto em magnitude quanto em fase, à medida que a frequência aumenta.

Observando a Figura 2.15, nota-se, também, a perda da sintonia do controle *IFO*, pois o fluxo de eixo “*q*” possui valor diferente de zero. Com esta perda de sintonia, alguns problemas surgem, como por exemplo:

- 1 - O nível de fluxo não é mantido igual ao valor desejado;
- 2 - O conjugado resultante em regime não é exatamente o valor comandado;
- 3 - A resposta a comandos de conjugado não é instantânea e;
- 4 - Os controles de conjugado e fluxo não são mais executados de forma independente.

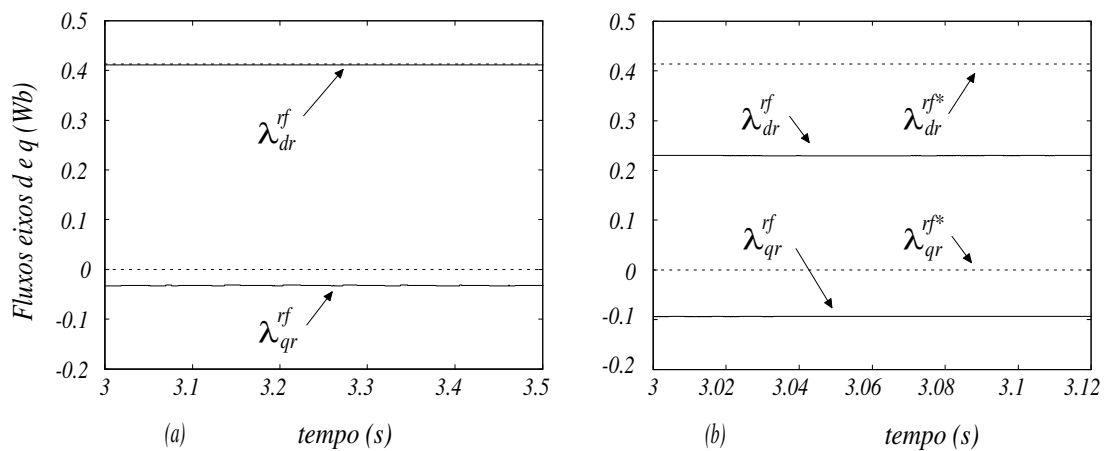


Figura 2.15: Fluxos de eixos “*d*” e “*q*”: (a) $\omega_r = 30 \text{ rad/s}$ e (b) $\omega_r = 250 \text{ rad/s}$. Controle *PI* de corrente estacionário. (500Hz largura de faixa), sem desacoplamento da *f_{cem}* mostrado no referencial síncrono

Com o desacoplamento da *f_{cem}*, o controlador apresenta melhora de desempenho, conforme pode-se notar na Figura 2.16. Porém, ainda apresenta erro de regime, e perda

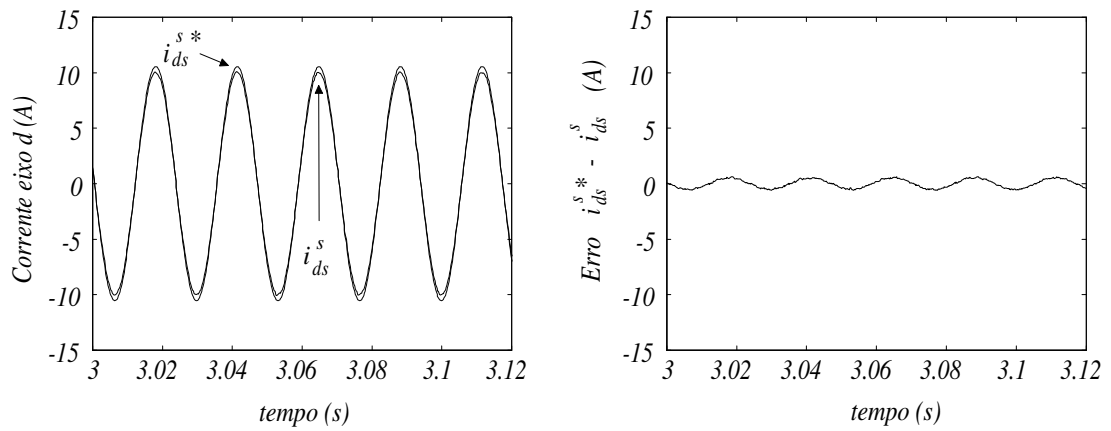


Figura 2.16: Correntes de referência e real de eixo “d” e o respectivo erro entre elas; $\omega_r = 250 \text{ rad/s}$. Controle *PI* de corrente estacionário (500Hz largura de faixa), com desacoplamento da *fcem*

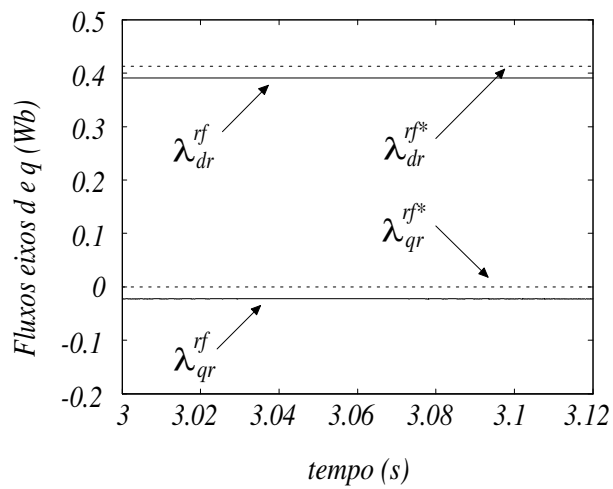


Figura 2.17: Fluxos de eixos “d” e “q”; $\omega_r = 250 \text{ rad/s}$. Controle *PI* de corrente estacionário. (500Hz largura de faixa), com desacoplamento da *fcem* mostrado no referencial síncrono

de sintonia do controle *IFO*, ilustrado na Figura 2.17, por não conseguir controlar as correntes de forma adequada.

2.5.3 Controlador PI de corrente Síncrono

A Figura 2.18 representa a estrutura geral de um controle *PI* de corrente implementado no referencial síncrono. Diferentemente do referencial estacionário, o sistema implementado sob o ponto de vista deste referencial apresenta mudança no referencial das correntes. Nesta figura, observa-se que as correntes são rotacionadas do referencial estacionário onde são obtidas, para o referencial síncrono a fim de que sejam controladas. A saída do controlador é, então, rotacionada de volta para o referencial estacionário para que seja aplicada à máquina *ca*. As rotações realizadas aumentam o número de operações do sistema. Porém, esta implementação possui a grande vantagem de trabalhar com grandezas contínuas, o que possibilita ao controlador fornecer erro de regime zero.

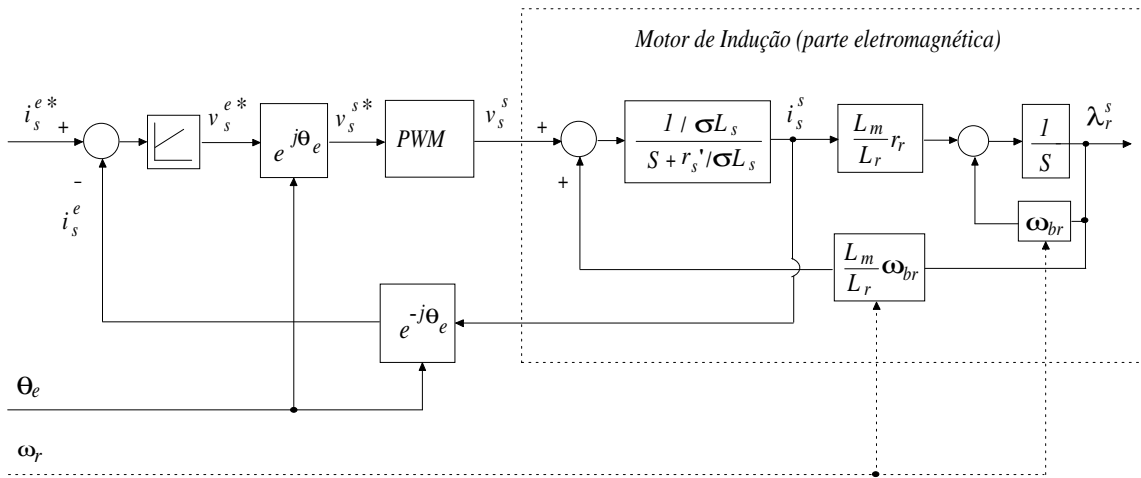


Figura 2.18: Controle *PI* de corrente síncrono aplicado no controle de corrente do motor de indução

Os blocos indicados por $e^{-j\theta_e}$ e $e^{j\theta_e}$ representam os operadores de transformação de coordenadas. O bloco $e^{-j\theta_e}$ leva as quantidades estáticas para o referencial síncrono,

enquanto que $e^{j\theta_e}$ realiza a operação inversa e, θ_e é a posição do vetor de fluxo utilizado para orientação, em relação ao referencial estacionário.

O controlador de corrente *PI* implementado no referencial síncrono tornou-se o controlador padrão para controle de correntes em máquinas *ca* devido à sua grande capacidade em regular correntes em uma ampla faixa de frequência e por apresentar erro zero em regime, como consequência do fato de operar com grandezas *cc*. Devido às suas características e vantagens este tipo de estrutura tem sido estudada e implementada por diversos pesquisadores da área, visando a melhora do desempenho destes controladores para aplicações em acionamentos com alto desempenho, onde a rapidez e precisão são características altamente desejáveis.

Algumas topologias de controladores *PI* tem sido propostas e implementadas. Neste trabalho, será estudada a estrutura *clássica* e a denominada *vetorial* [48],[49], visando, desta forma, estabelecer um comparativo em termos de desempenho entre as duas, e ainda, em relação ao controlador estacionário comentado no ítem anterior.

Controlador PI de corrente Síncrono Clássico

A Figura 2.19 representa a estrutura vetorial complexa de um sistema de controle de corrente da máquina de indução através de um controlador *PI* de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial síncrono. ω_e representa a frequência síncrona em *rad/s*.

A transformação de um vetor complexo genérico, f_{qd} , entre os referenciais estacionário e síncrono é definida por (2.40) para uma quantidade vetorial complexa simples e por (2.41) para uma quantidade derivativa.

$$f_{qd}^s = f_{qd}^e e^{j\omega_e t} \quad (2.40)$$

$$\frac{df_{qd}^s}{dt} = \frac{d}{dt} (f_{qd}^e e^{j\omega_e t}) \quad (2.41)$$

Transformando-se (2.35) para o referencial síncrono, tem-se:

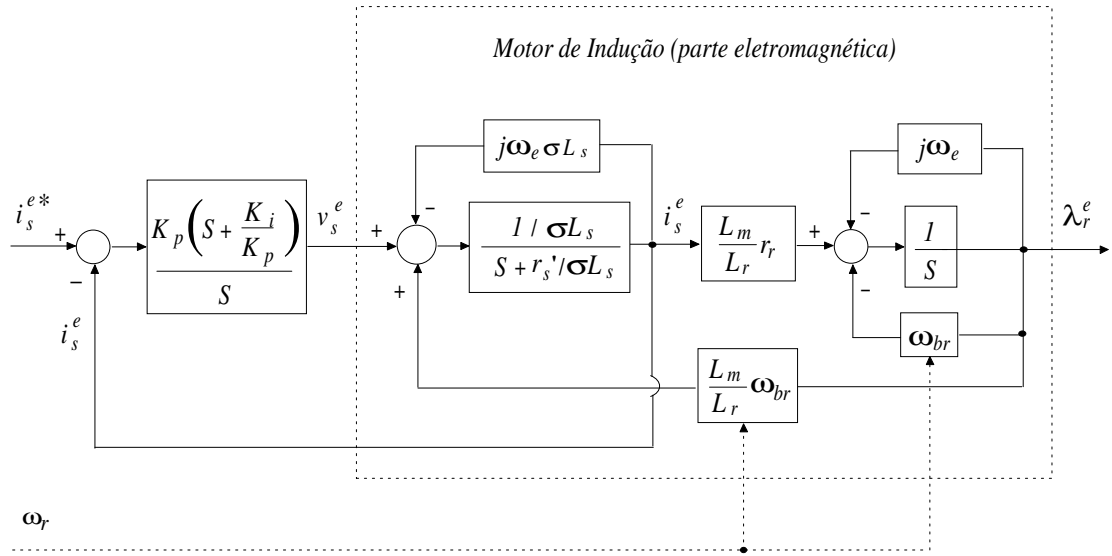


Figura 2.19: Controle *PI* de corrente síncrono clássico aplicado no controle de corrente do motor de indução

$$v_s^e = r_s' i_s^e + \sigma L_s \frac{di_s^e}{dt} + j\omega_e \sigma L_s i_s^e \quad (2.42)$$

o termo $j\omega_e \sigma L_s i_s^e$ representa o acoplamento cruzado entre os eixos “*d*” e “*q*” e é resultante simplesmente da transformação para o referencial síncrono, não se constituindo em uma característica particular do motor de indução.

A função de transferência pode então ser obtida a partir de (2.42) e é a mesma para uma carga *RL*, como anteriormente comentado.

$$\frac{i_s^e}{v_s^e} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{r_s'}{\sigma L_s} + j\omega_e} \quad (2.43)$$

De (2.43), observa-se que a planta (*parte elétrica da máquina de indução*), tem um pólo complexo localizado em $-\frac{r_s'}{\sigma L_s} - j\omega_e$. Portanto, o pólo da planta possui dependência em relação à frequência síncrona de operação.

A representação do sistema de controle *PI* de corrente síncrono clássico aplicado a uma máquina de indução considerando-se o desacoplamento da *fcm*, está ilustrada

na Figura 2.20. Esta figura, mostra de forma clara que o zero do controlador é real e está localizado em $\frac{K_i}{K_p}$, enquanto que o pólo da planta é um número complexo que depende da frequência de operação.

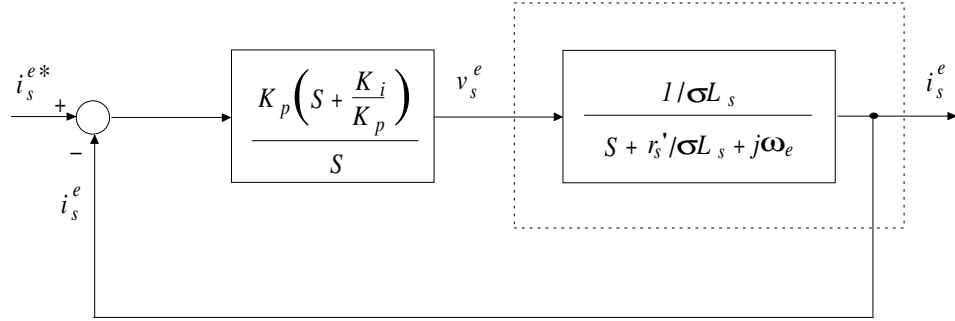


Figura 2.20: Controle *PI* de corrente síncrono clássico, aplicado a uma carga *RL* (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da *f_{cem}*)

A natureza diferente do zero do controlador em relação ao pólo da planta constitui-se no principal problema para a sintonia clássica do controlador *PI* síncrono clássico ($\frac{K_i}{K_p} = \frac{r_s'}{\sigma L_s} + j\omega_e$), uma vez que só haverá cancelamento pólo/zero perfeito em frequência zero, quando ambos são reais e iguais. O desempenho deste controlador pode ser observado a seguir, onde são apresentados resultados de simulação, visando facilitar o entendimento acerca de suas características e propriedades.

Análise de Regime Permanente Para o estudo e análise de desempenho do controlador *PI* de corrente síncrono clássico, utilizou-se os mesmos dados referentes ao motor de indução trifásico empregado no estudo do controlador *PI* de corrente estacionário e que estão listados na Tabela 2.1. O controlador *PI* síncrono clássico foi sintonizado para fornecer as larguras de faixas de $200Hz$ e $500Hz$. As *FRFs* e diagramas do lugar das raízes foram obtidos para três condições de frequências de operação: 0 , 60 e $160Hz$. De forma semelhante ao estudo do controlador estacionário, as análises foram realizadas inicialmente sem, e posteriormente com desacoplamento da *f_{cem}*. Um estudo adicional de rigidez dinâmica considerando-se a *f_{cem}* como uma perturbação ao controle de corrente foi realizado. Os dados obtidos através destas análises estão de acordo com os apresentados em [48],[49].

As Figuras 2.21 e 2.22 mostram o lugar das raízes obtido para o sistema da Figura 2.19, plotados para as larguras de faixas de $200Hz$ e $500Hz$, respectivamente. Dos diagramas, nota-se que a interação entre pólos e zeros do sistema de malha fechada, diminui com o aumento da frequência síncrona de operação e aumenta quando utiliza-se uma maior largura de faixa do controlador. Esta variação na intensidade da interação acontece porque, independentemente do referencial utilizado, as raízes sempre terão naturezas diferentes (*uma real e outra complexa*). Portanto, haverá um distanciamento maior entre elas com o aumento da frequência síncrona de operação, impossibilitando que o cancelamento pólo/zero desejado seja obtido. Embora este efeito seja minimizado com o aumento da largura de faixa do controlador (compare as Figuras 2.21 e 2.22), o cancelamento ideal só acontece na frequência zero, quando $\frac{K_i}{K_p} = \frac{r'_s}{\sigma L_s}$. As *FRFs* para este mesmo sistema estão mostradas na Figura 2.23. Nesta figura, percebe-se que na frequência síncrona (*frequência fundamental de regime*) o sistema possui ganho unitário e erro de fase zero, uma vez que as grandezas são *cc* e o controlador *PI* apresenta erro de regime zero. Porém, em frequências diferentes desta, onde as grandezas são *ca*, os gráficos mostram aumento no erro entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase, com o aumento da frequência de operação. Isto está representado através de maiores sobressinais para as frequências mais elevadas. Estes erros são proporcionais ao valor da frequência de operação e inversamente proporcionais à largura de faixa do controlador, ou seja, são tanto maiores quanto maiores forem os valores destas frequências, e diminuem à medida que utiliza-se larguras de faixa maiores. Em resumo, durante transitórios os sinais a serem controlados contém harmônicos sendo estes amplificados ou mesmo atenuados.

O diagrama do lugar das raízes para o sistema da Figura 2.20, onde considera-se o desacoplamento da *f_{cem}*, está mostrado na Figura 2.24. Embora o efeito desta perturbação tenha sido eliminado, o cancelamento desejado por imposição de projeto, só é obtido em frequência zero. Isto deve-se, como já mencionado, ao fato do zero do controlador e pólo da planta serem de naturezas diferentes. No entanto, o desempenho do controlador melhora durante os transitórios. Este melhor desempenho está representado através de menores erros entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase, em relação ao caso anterior (com a *f_{cem}*). Isto pode ser

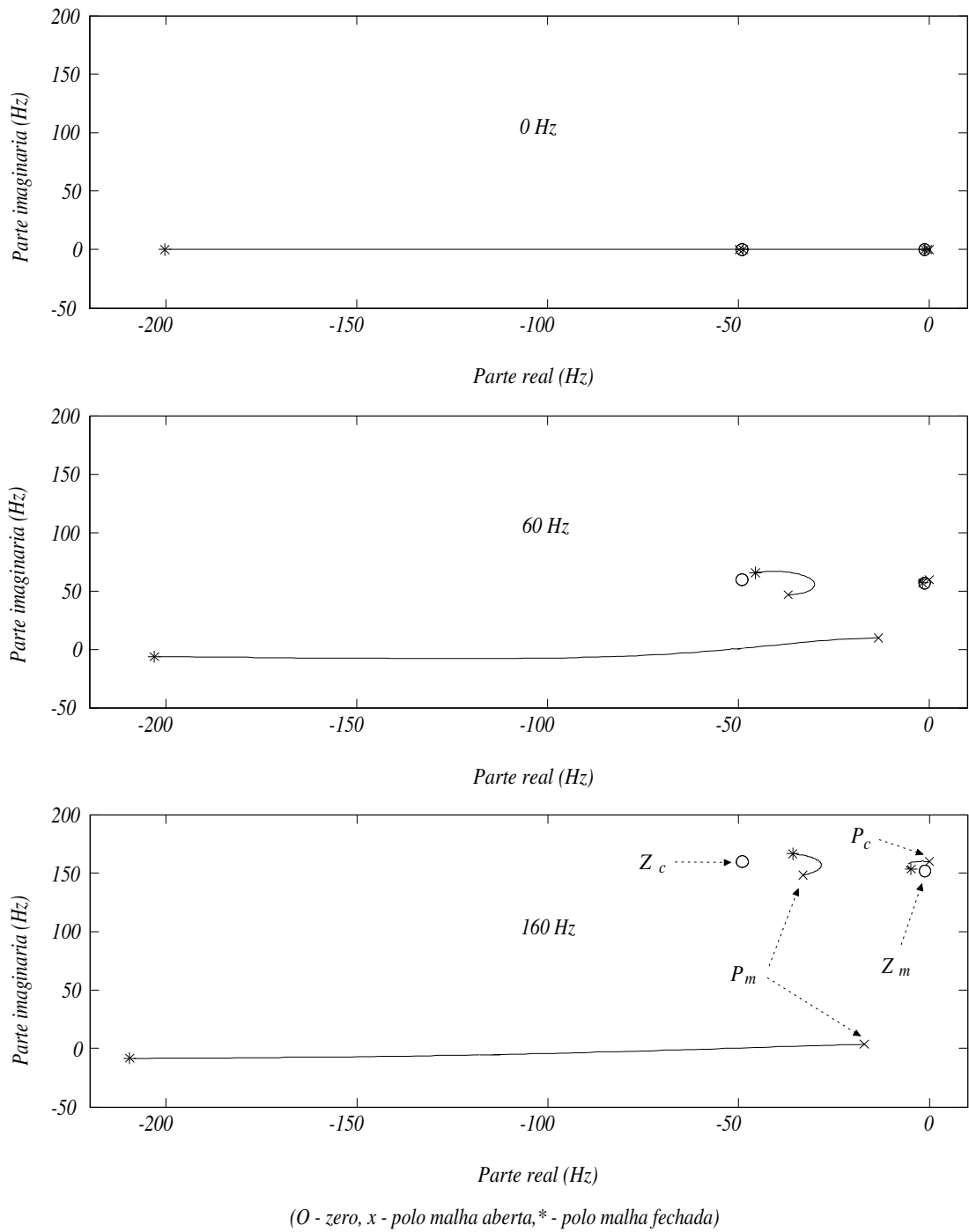


Figura 2.21: Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI sem desacoplamento da f_{cem} e com controlador PI de corrente síncrono clássico, $Bw = 200Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

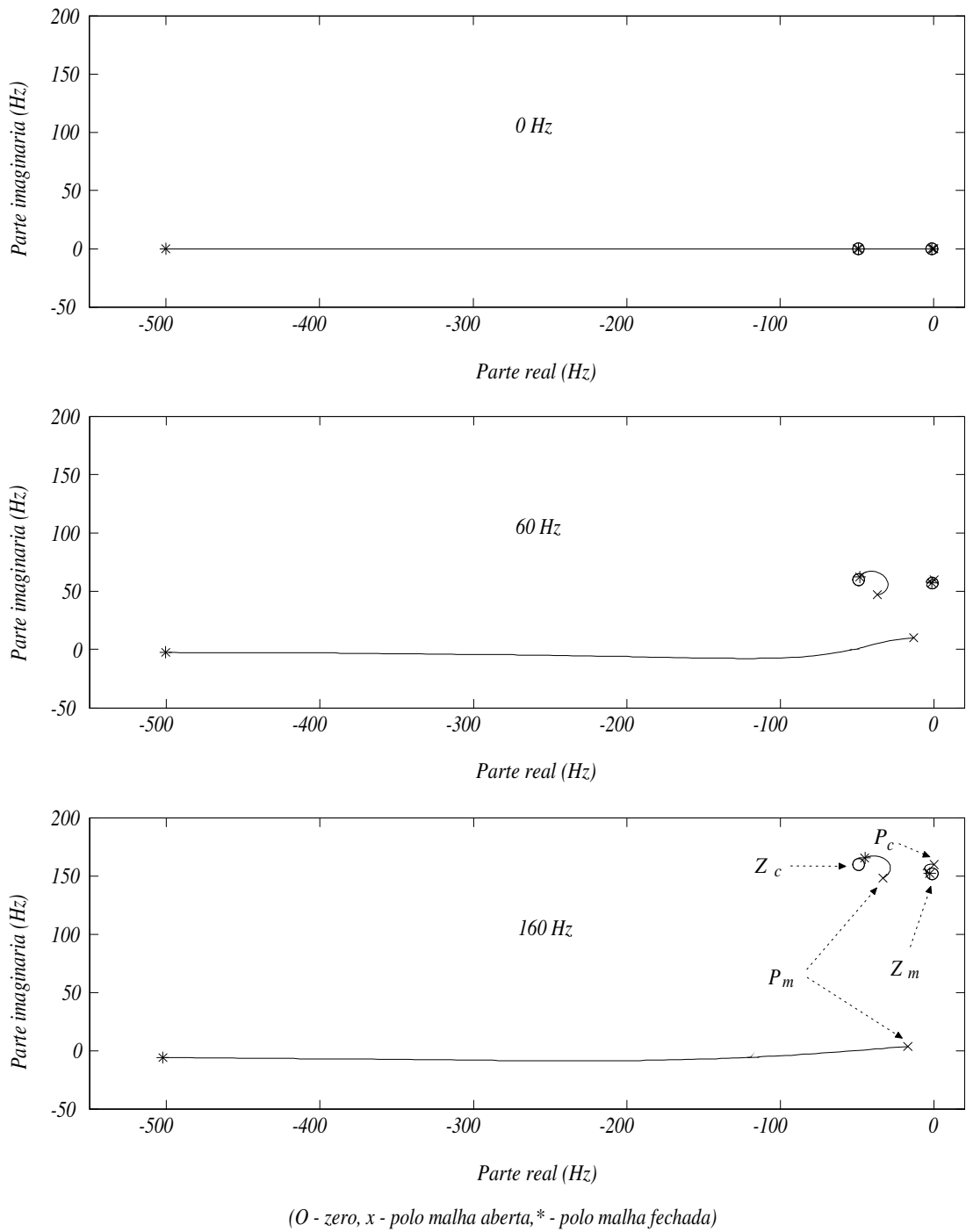


Figura 2.22: Lugar das raízes para a malha de corrente de um *MI* sem desacoplamento da *f_{cem}* e com controlador *PI* de corrente síncrono clássico, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

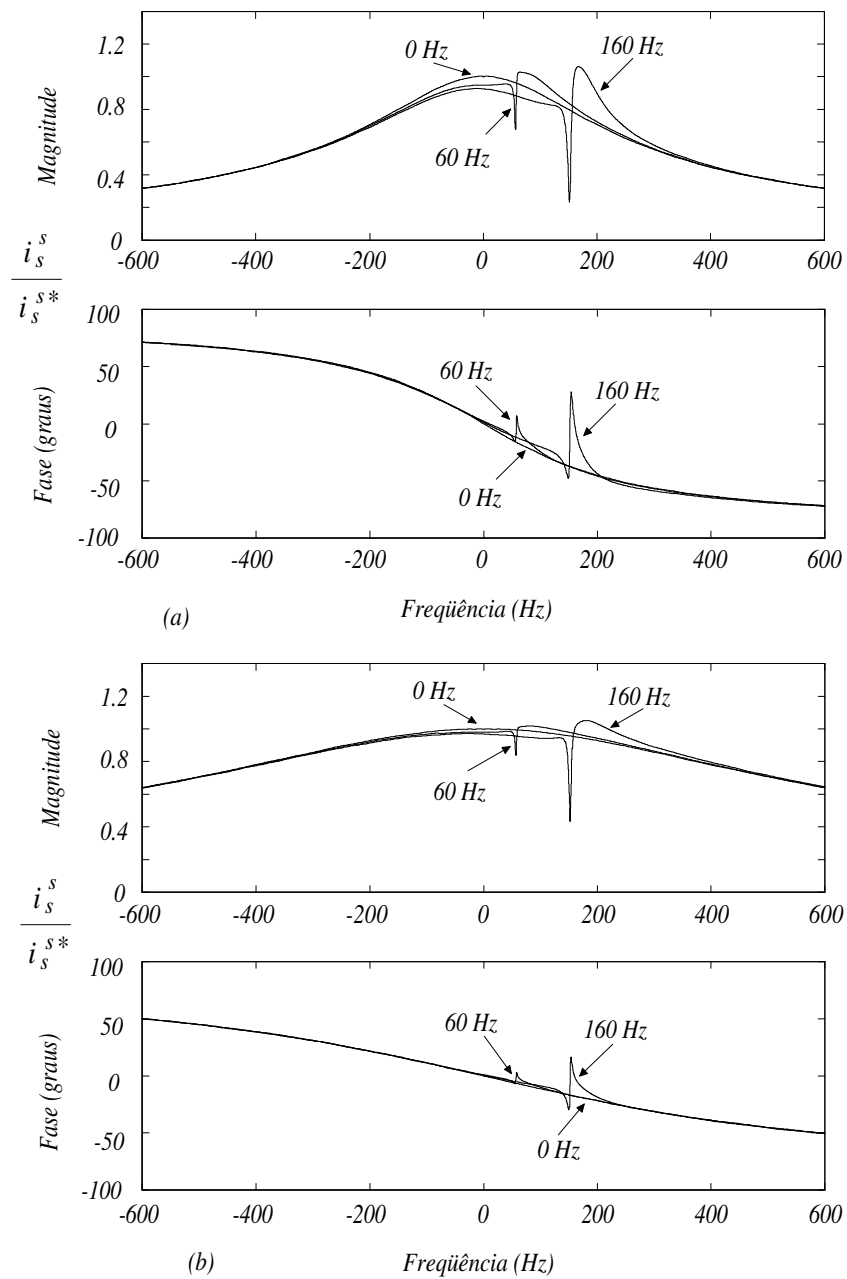


Figura 2.23: FRF vetorial complexa para a malha corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono clássico, sem desacoplamento da f_{cem} : (a) $Bw = 200\text{ Hz}$ e (b) $Bw = 500\text{ Hz}$, mostrado no referencial estacionário, ($f_e = 0, 60$ e 160 Hz)

constatado comparando-se as Fig. 2.23 e Fig. 2.25, que mostram as *FRFs* para os casos sem e com o desacoplamento da *f_{cem}*, respectivamente.

Rigidez Dinâmica A análise de rigidez dinâmica para este controlador foi realizada considerando-se a *f_{cem}* como uma perturbação ao controle de corrente, conforme ilustrado na Figura 2.26. Desta figura obtém-se a função de transferência vetorial complexa (2.44), no referencial estacionário, que representa a resposta de corrente em relação à *f_{cem}*.

$$\frac{e_s^s}{i_s^s} = r'_s + K_p + \sigma L_s S + \frac{K_i}{S - j\omega_e} \quad (2.44)$$

A unidade de rigidez dinâmica é dada em unidade de impedância (2.44) e, quanto maior for este valor, melhor será o desempenho do controlador em relação à rejeição à perturbação (*f_{cem}*). A partir desta análise, seria razoável concluir que a rigidez dinâmica para o sistema com controlador *PI* de corrente síncrono clássico poderia ser melhorada aumentando-se o ganho K_p indefinidamente. No entanto, um aumento no ganho K_p , aumenta a largura de faixa do controlador. Do ponto de vista de ruído, esta largura de faixa não deve ser demasiadamente grande [50].

A Figura 2.27 contém as funções de rigidez dinâmica (*DSF*), obtidas a partir da equação (2.44). Os gráficos contidos nesta figura foram plotados para as frequências de operação de 0, 60 e 160 Hz com o controlador sintonizado para fornecer as larguras de faixas de 200 Hz e 500 Hz. Pode-se observar que na frequência síncrona a rigidez dinâmica é infinita, independentemente da largura de faixa ou frequência utilizada. Portanto, a regulação de corrente não é afetada pela perturbação, concordando com a teoria de erro zero em regime. Em frequências diferentes da síncrona, a *DSF* mostra o quanto a regulação de corrente é afetada pela *f_{cem}* durante os transitórios. O controlador *PI* síncrono clássico apresenta pouca variação na rigidez dinâmica com o aumento da frequência síncrona e uma melhora quando aumenta-se a largura de faixa. Nota-se também, que a faixa de frequência centrada na frequência síncrona, onde a rigidez dinâmica tem um valor elevado, aumenta de tamanho com o acréscimo da largura de faixa do controlador, o que é desejável como já mencionado.

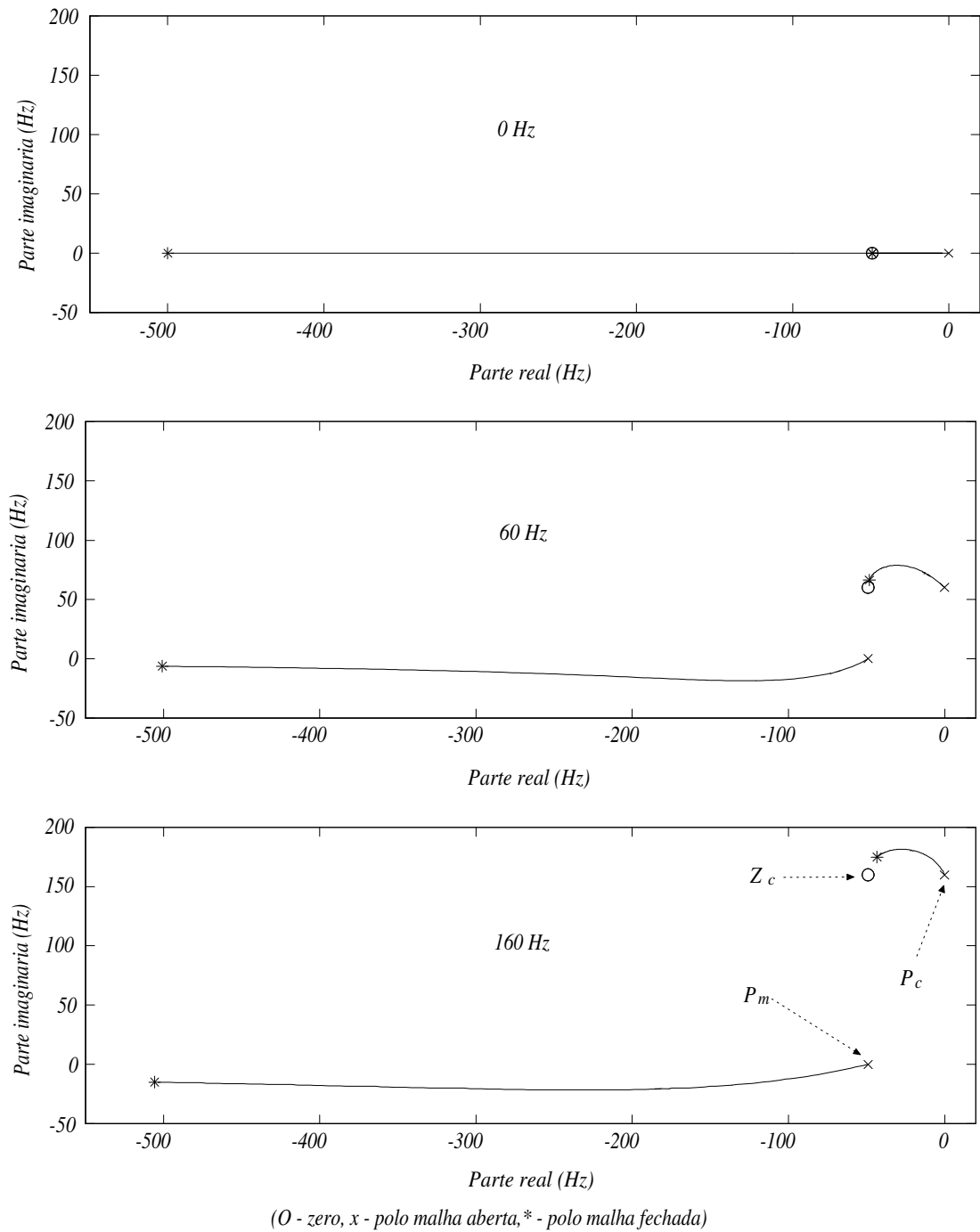


Figura 2.24: Lugar das raízes para a malha de corrente de um *MI* com desacoplamento da *f_{cem}* e com controlador *PI* de corrente síncrono clássico, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

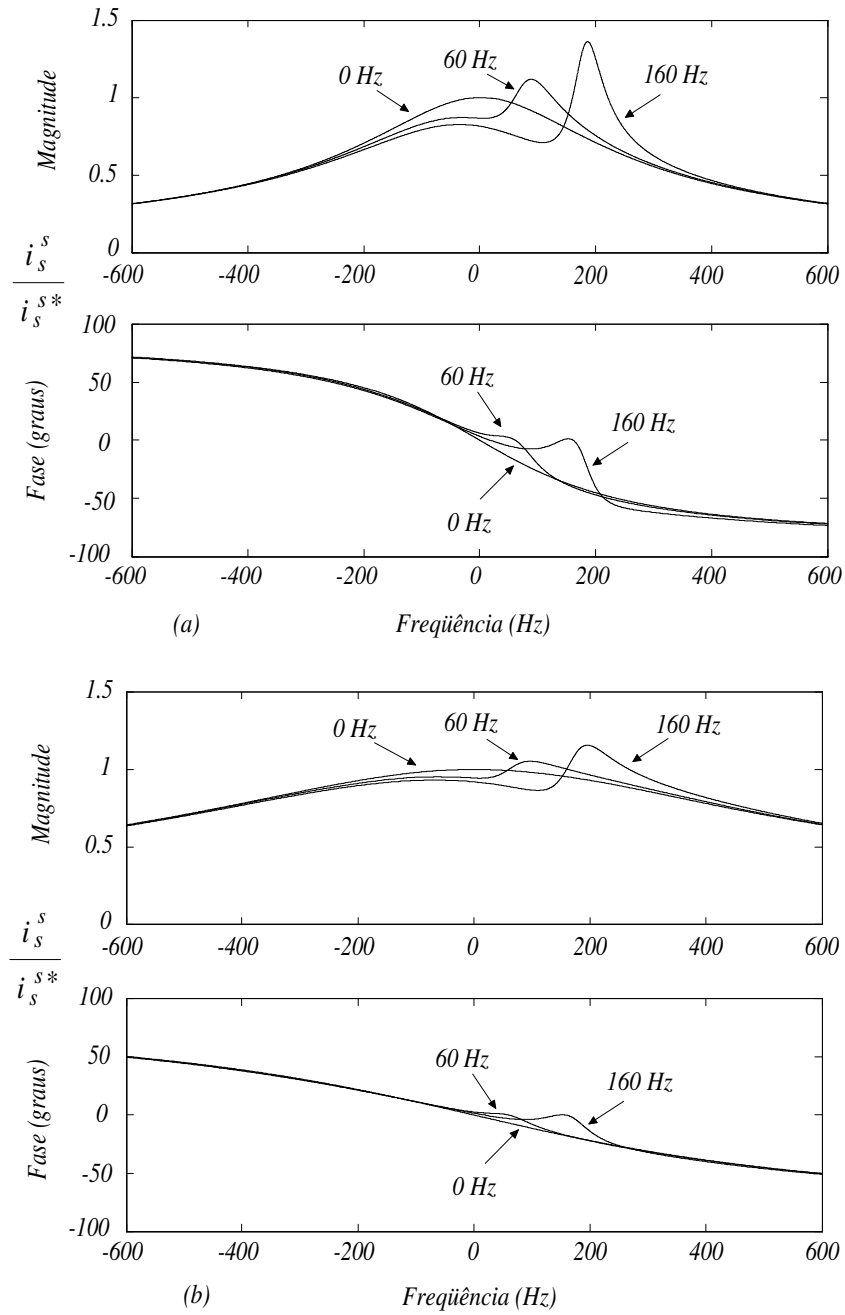


Figura 2.25: FRF vetorial complexa para a malha corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono clássico, com desacoplamento da f_{cem} : (a) $Bw = 200Hz$ e (b) $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário, ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

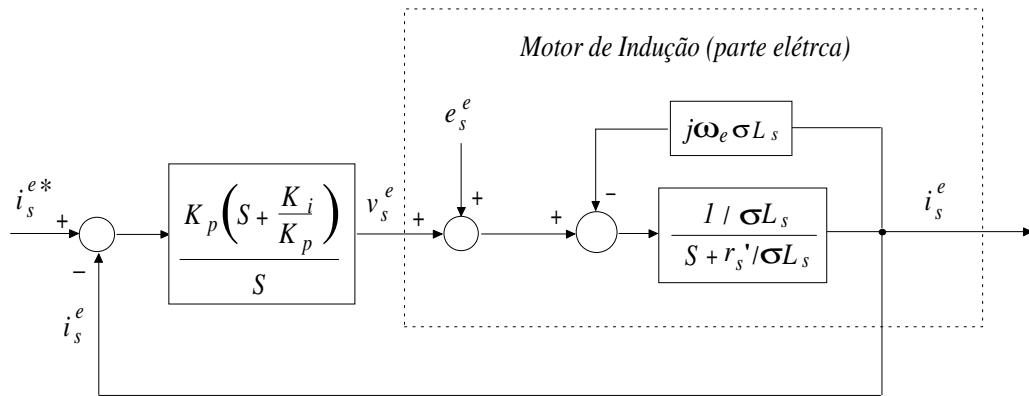


Figura 2.26: Diagrama de blocos mostrando a *fcm* como uma perturbação ao controle *PI* de corrente síncrono clássico

Análise Dinâmica O desempenho dinâmico do controlador *PI* de corrente síncrono é melhor analisado durante transitórios, uma vez que em regime apresenta erro zero. Portanto, as simulações consistiram em gerar um transitório de corrente de *eixo-q* através da variação do conjugado mecânico, em degrau, da seguinte forma: $11.9 Nm - 0 Nm - 11.9 Nm$ para a condição de operação com fluxo nominal, e para a metade destes valores para a condição de campo enfraquecido. Para cada uma destas condições, considera-se que o barramento *cc* opera sob duas condições, que são: barramento com e sem margem de tensão suficiente para a correta regulação de corrente durante os transitórios. Para levar a máquina de indução a operar na região de campo enfraquecido, foi utilizada a técnica clássica de enfraquecimento de campo em que o comando de fluxo varia aproximadamente inversamente com a velocidade rotórica.

O período de amostragem utilizado em todas as simulações foi o mesmo e igual a $100\mu s$, sendo essa também a taxa em que são amostradas as curvas apresentadas a seguir. O período e amostragem é determinado principalmente pelo inversor, cuja frequência de chaveamento máxima é limitada pelo dispositivo de potência semicondutor utilizado [36]. Os controladores de corrente foram sintonizados para fornecerem a largura de faixa de $500Hz$. Em todos os casos o desacoplamento da *fcm* não foi considerado.

As Figuras 2.28 a 2.29 mostram o momento de um transitório para as condições

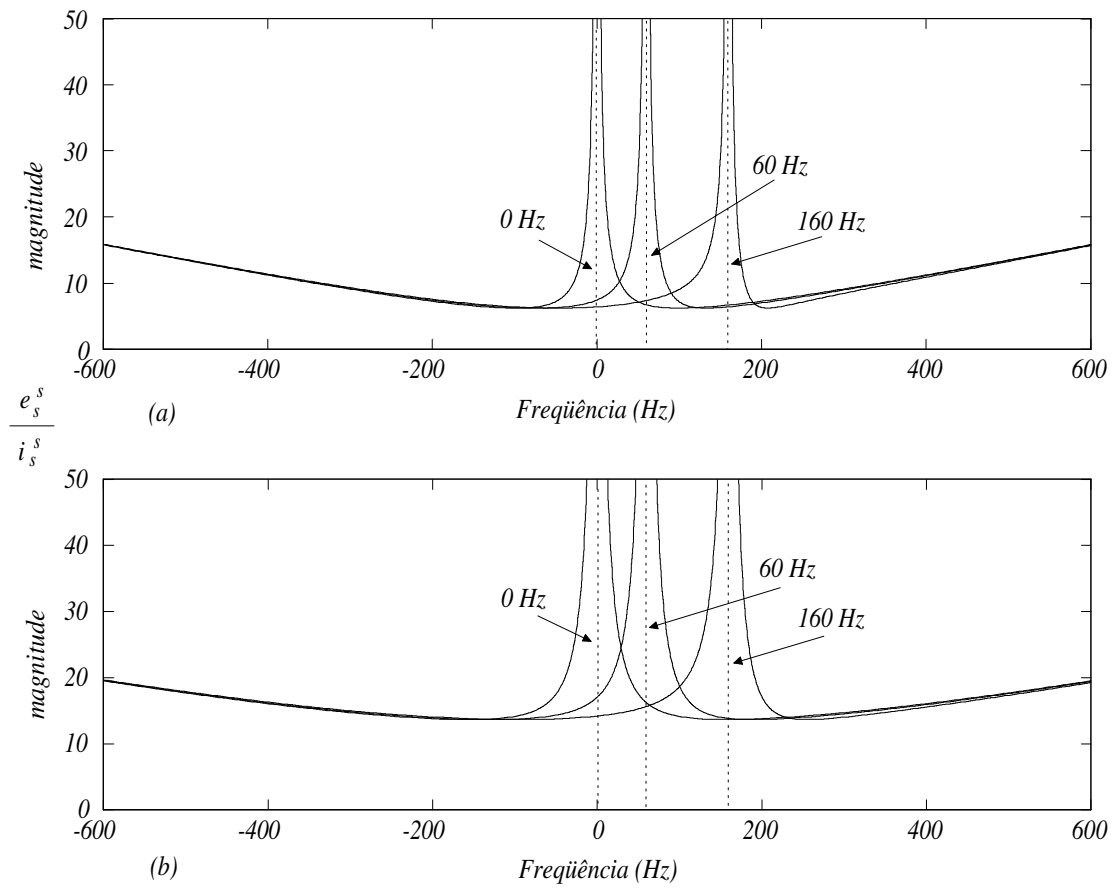


Figura 2.27: Análise de rigidez dinâmica para o motor de indução com controle PI de corrente síncrono clássico, mostrado no referencial estacionário para: (a) $Bw = 200 Hz$ e (b) $Bw = 500 Hz$. ($f_e = 0, 60$ e $160 Hz$)

de operação com fluxo nominal e campo enfraquecido, respectivamente. Estas figuras contêm os gráficos da corrente de comando de conjugado i_{qs}^{rf} e do seu respectivo valor de referência i_{qs}^{rf*} . As variações na corrente de eixo- q , em virtude das variações no conjugado mecânico requerem, durante transitórios, variações na tensão aplicada à máquina. Caso a tensão disponível no barramento necessária para a regulação de corrente seja pequena, haverá saturação no controle de corrente e os erros transitórios serão maiores que o esperado. Portanto, o desempenho do controlador é afetado pela tensão disponível no barramento cc . A perda de desempenho do controlador está representada através de maiores tempos de acomodação, conforme mostrado nestas figuras. As grandezas t_{s1} e t_{s2} que aparecem nas figuras desta seção são utilizadas para indicar os tempos de acomodação para as duas condições de operação do barramento cc consideradas.

A Figura 2.30 mostra os fluxos de eixos “ d ” e “ q ” para as duas condições de operação (fluxo nominal e campo enfraquecido). O valor zero do fluxo λ_{qr}^{rf} , nesta figura, deve-se à correta sintonia do controle com orientação pelo campo, proporcionando, desta forma, os controles desacoplados de conjugado e fluxo. Portanto, o controle com orientação pelo campo independe da condição de operação utilizada e sim da correta sintonia dos controladores de corrente, velocidade e/ou posição. A condição de erro zero em regime pode não ser obtida se as condições de comando de conjugado e fluxo não forem satisfeitas simultaneamente através da tensão disponível no barramento, forçando o regulador de corrente a trabalhar com erro de regime permanente [39].

Controlador PI de corrente Síncrono Vetorial

O principal problema para a sintonia do controlador PI de corrente síncrono clássico é a natureza diferente entre o zero do controlador, que é um número real, e o pólo da planta, que é um número complexo, conforme mencionado anteriormente. Para resolver este problema foi apresentada em [48],[49], uma estrutura modificada do controlador PI síncrono, aqui chamado de PI síncrono vetorial, descrito matematicamente por (2.45) e mostrado na Figura 2.31 no controle das correntes da máquina de indução. Pode-se observar nesta figura, que o zero do controlador é um número complexo e

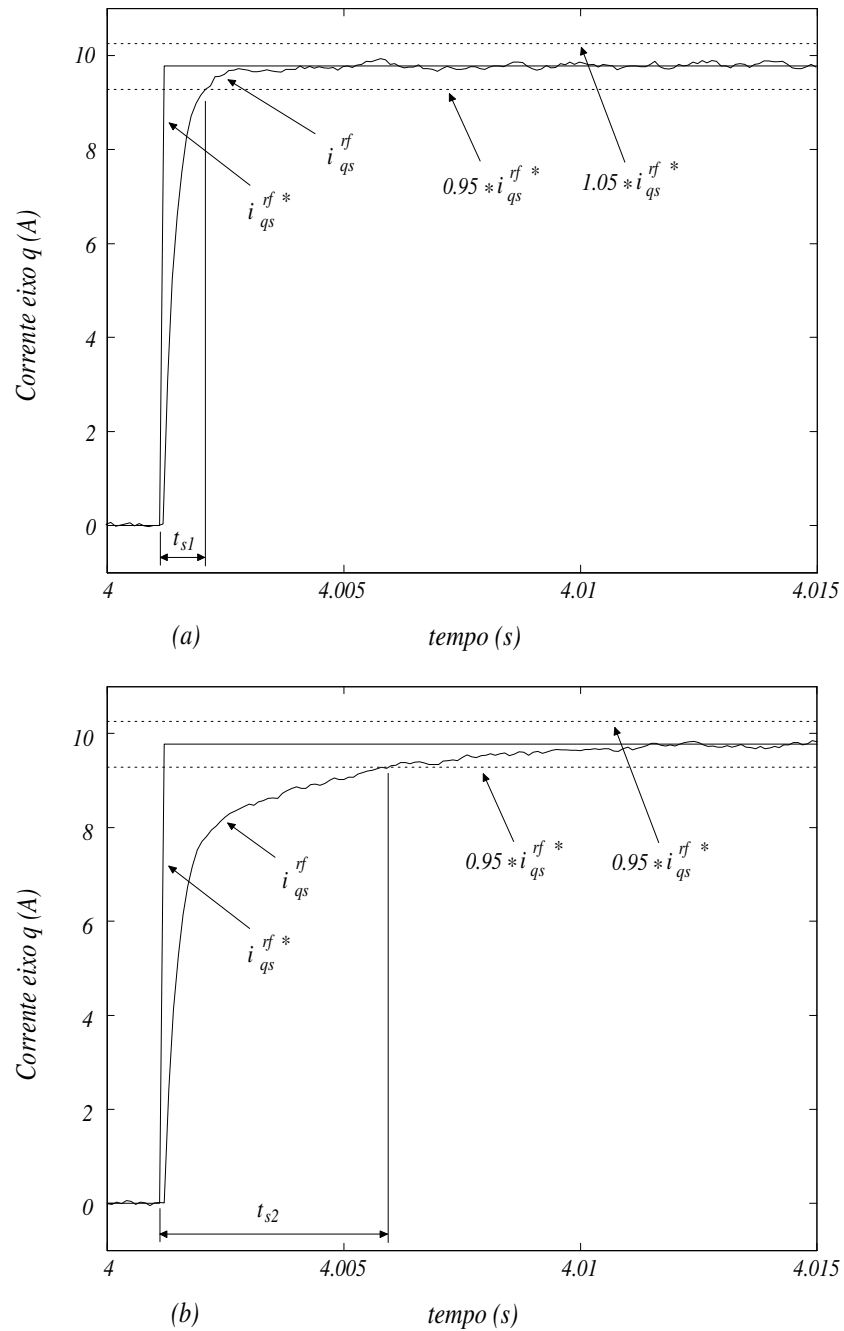


Figura 2.28: Correntes i_{qs}^{rf*} e i_{qs}^{rf} , destacando-se a região do transitório. Controle *PI* de corrente síncrono clássico (500Hz largura de faixa), operação com fluxo nominal: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 1.0\text{ms}$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 4.9\text{ms}$

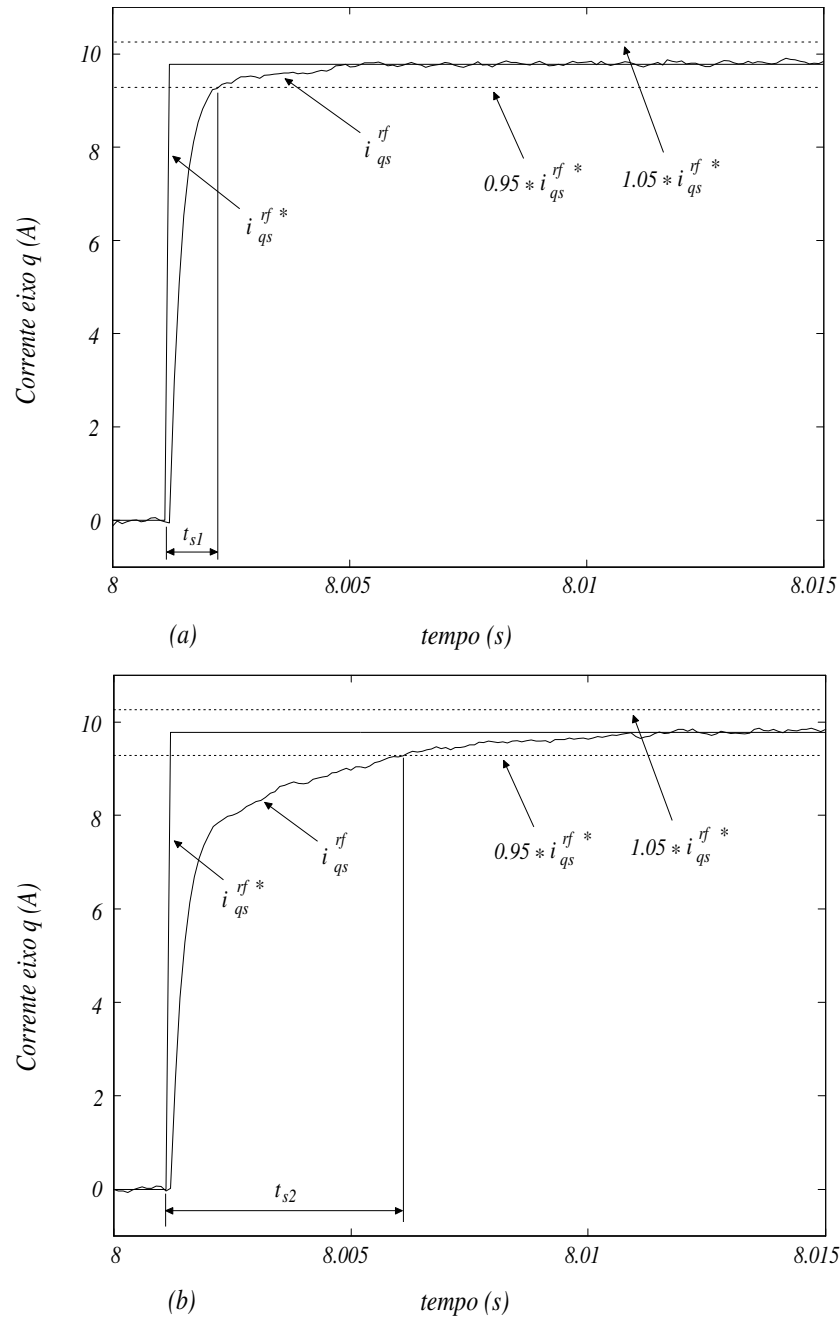


Figura 2.29: Correntes i_{qs}^{rf*} e i_{qs}^{rf} , destacando-se a região do transitório. Controle *PI* de corrente síncrono clássico (500Hz largura de faixa), operação com campo enfraquecido: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 1.1\text{ms}$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 5.0\text{ms}$

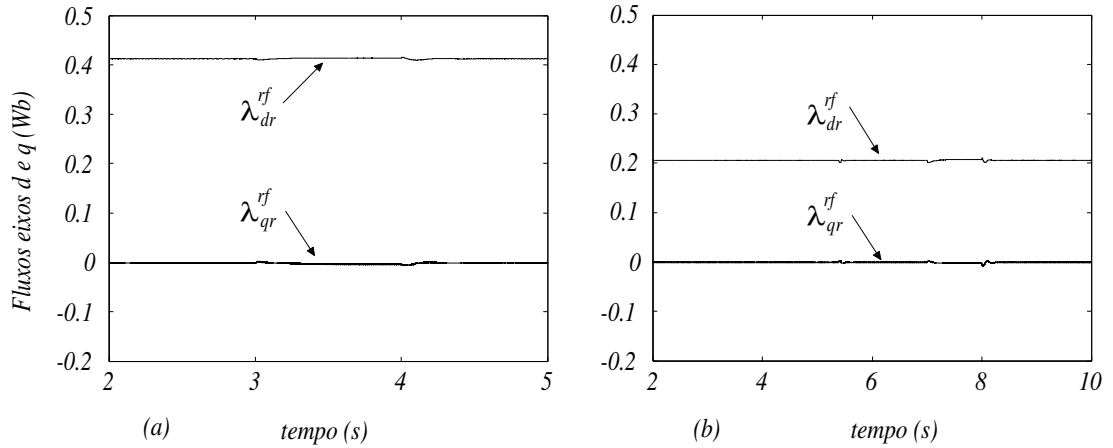


Figura 2.30: Fluxos de eixos “d” e “q”: (a) fluxo nominal e (b) campo enfraquecido. Controle PI de corrente síncrono clássico. ($500Hz$ largura de faixa), sem desacoplamento da f_{cem} . mostrado no referencial síncrono

portanto, dependente da frequência de operação. O fato do zero do controlador e o pólo da planta (*máquina de indução*) possuírem naturezas iguais (*ambos complexos*), possibilitou o deslocamento do zero do controlador em direção ao pólo da planta como desejado, independentemente da frequência síncrona de operação utilizada.

$$G(S) = \frac{K_p(S + \frac{K_i}{K_p} + j\omega_e)}{S} \quad (2.45)$$

Estudo semelhante ao controlador PI de corrente síncrono clássico foi realizado para o controlador PI de corrente síncrono vetorial, sob as mesmas condições, como uma forma de estabelecer um comparativo em termos de desempenho entre os dois. Os resultados desta análise também estão de acordo com os apresentados em [48],[49].

Análise de Regime Permanente Embora a estrutura modificada do controlador PI de corrente síncrono vetorial tenha possibilitado que o zero do controlador se desloque em direção ao pólo da planta, o cancelamento desejado através da sintonia clássica ($\frac{K_i}{K_p} + j\omega_e = \frac{r'_s}{\sigma L_s} + j\omega_e$), só é conseguido, para o sistema da Figura 2.31, em frequência zero em virtude da influência direta da f_{cem} , que na sintonia clássica é desconsiderada,

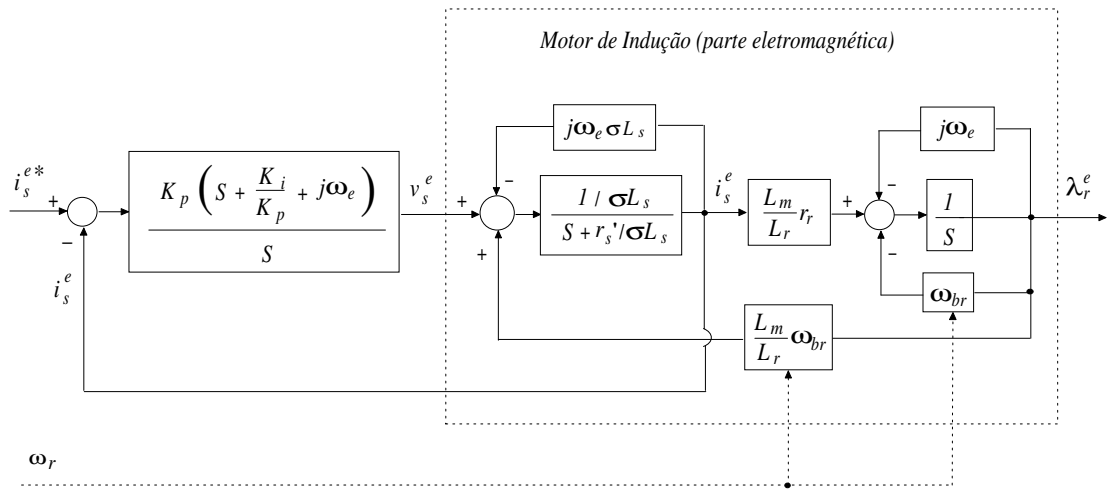


Figura 2.31: Controle *PI* de corrente síncrono vetorial, aplicado ao modelo elétrico de um motor de indução, sem o desacoplamento da *f_{cem}*

como já mencionado. Este fato está mostrado de forma clara na Figura 2.32. Esta figura mostra o lugar das raízes para o sistema da Figura 2.31, onde não considera-se o desacoplamento da *f_{cem}*. Observa-se também, nesta figura, que conclusões semelhantes ao controlador *PI* de corrente síncrono clássico podem ser tiradas com relação à variação na intensidade da interação entre pólos e zeros em virtude da frequência de operação e largura de faixa do controlador, embora esta figura mostre apenas o resultado para a largura de faixa de 500 Hz .

A Figura 2.33 mostra as *FRFs* para o mesmo sistema da Figura 2.31. Da mesma forma, conclusões semelhantes podem ser tiradas para este caso, ou seja, na frequência síncrona de operação o sistema apresenta erro zero entre as correntes de referência e real, tanto em magnitude quanto em fase e, para frequências diferentes desta (*durante transitórios*), este erro é tanto maior quanto maior for a frequência de operação e diminui com o aumento da largura de faixa do controlador. Entretanto, os erros transientes para este controlador são menores (compare as Figuras 2.23 e 2.33).

O desacoplamento da *f_{cem}* é uma atividade básica a ser realizada quando se trata de controle de corrente, já que esta funciona como uma perturbação a este tipo de controle. Com o desacoplamento desta grandeza, o sistema da Figura 2.31 fica como mostrado na

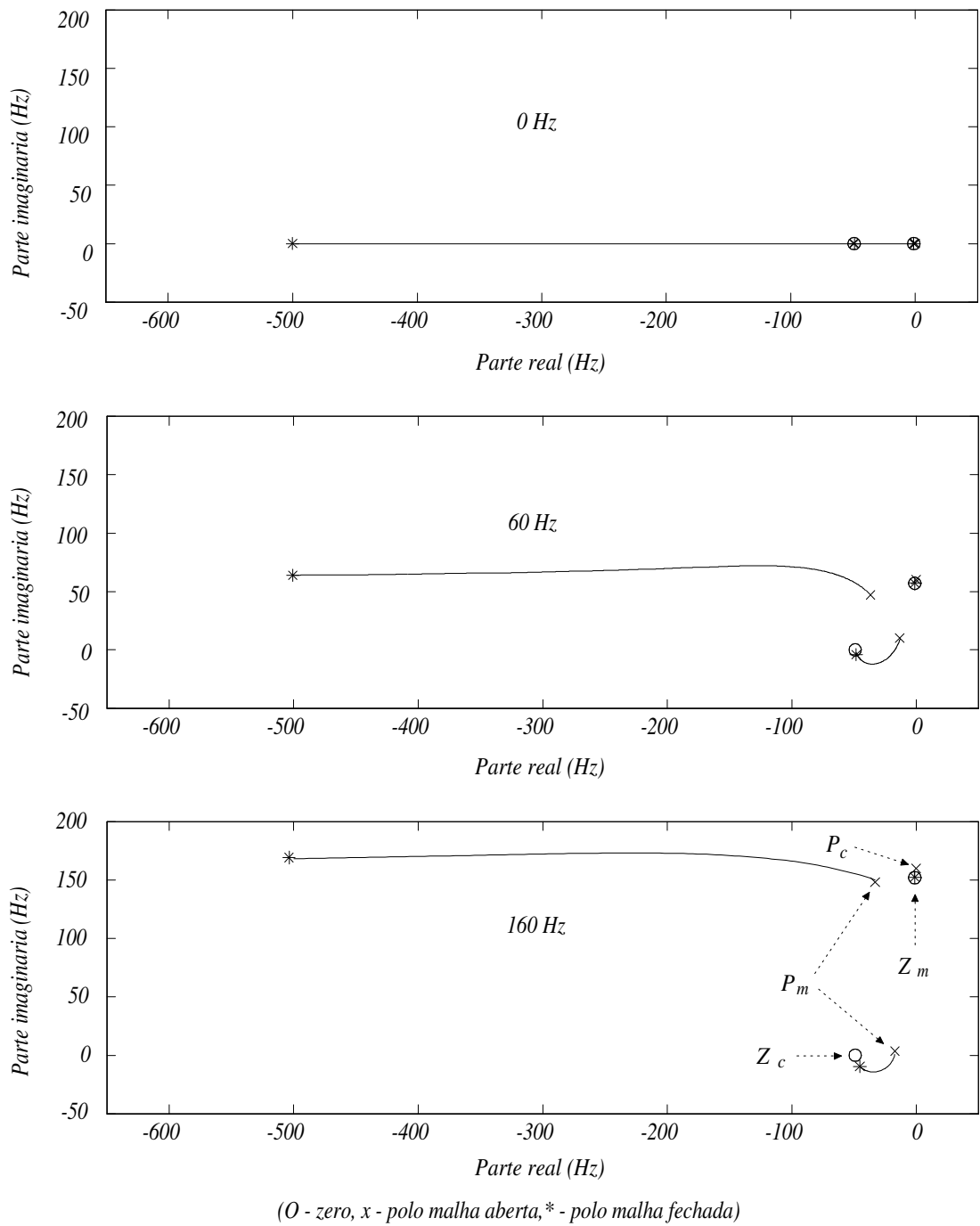


Figura 2.32: Lugar das raízes para a malha de corrente de um *MI* sem desacoplamento da *f_{cem}* e com controlador *PI* de corrente síncrono vetorial para, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

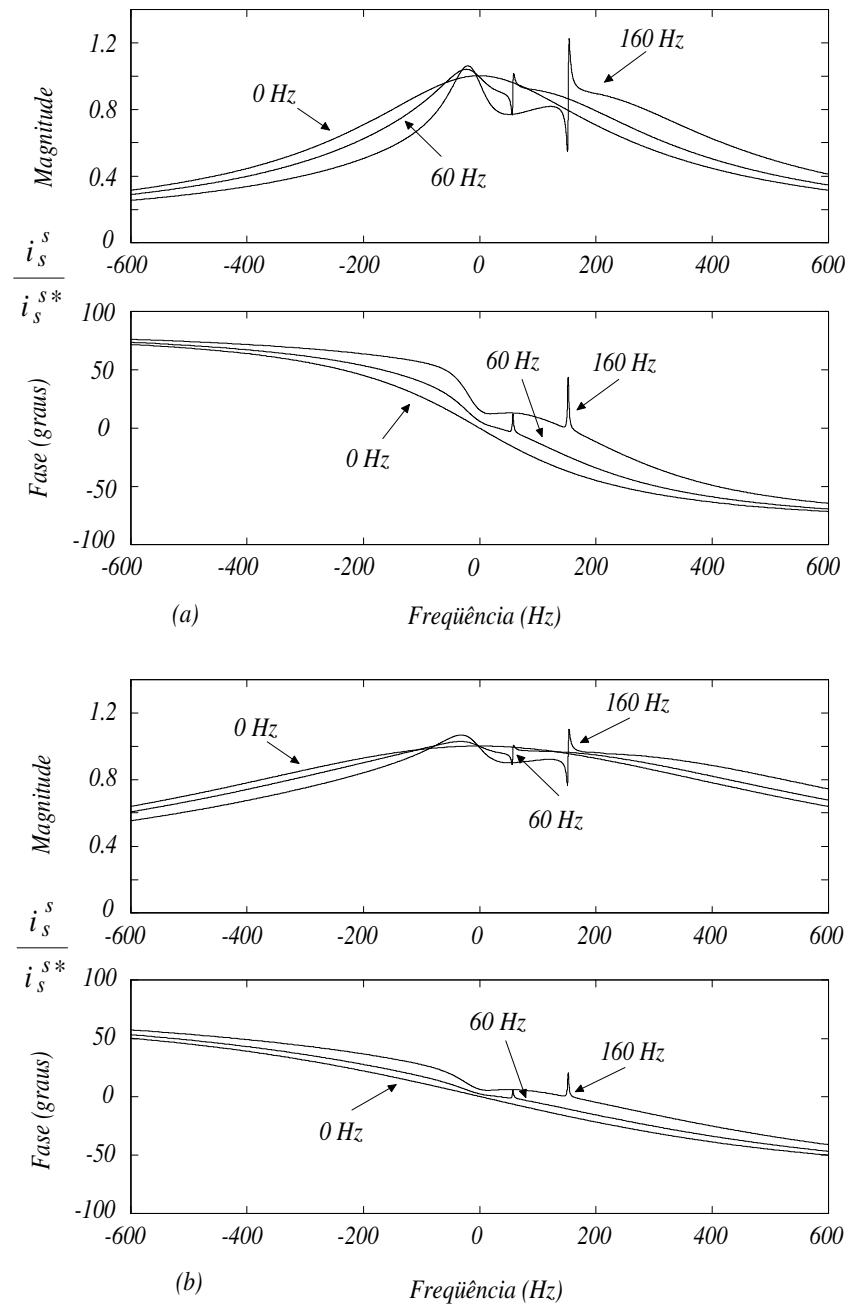


Figura 2.33: FRF vetorial complexa para a malha de corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono vetorial, sem desacoplamento da f_{cem} , para: (a) $Bw = 200 \text{ Hz}$ e (b) $Bw = 500 \text{ Hz}$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e 160 Hz)

Figura 2.34. Nesta figura, observa-se de forma clara que o zero do controlador e o pólo da planta possuem naturezas iguais (*ambos complexos*). Com o desacoplamento do acoplamento cruzado, realizado pelo próprio controlador *PI* de corrente síncrono vetorial e o da *f_{cem}*, é possível estabelecer o critério de projeto desejado através da sintonia clássica, como mostrado no diagrama do lugar das raízes da Figura 2.35. Nesta figura, observa-se que, se a *f_{cem}* for precisamente medida ou estimada para que possa ser desacoplada e os parâmetros da máquina dos quais depende a sintonia do controlador forem conhecidos com precisão, o cancelamento desejado é obtido independentemente da frequência de operação ou da largura de faixa utilizada, embora como anteriormente, esta figura mostre apenas o resultado para a largura de faixa de 500 *Hz*..

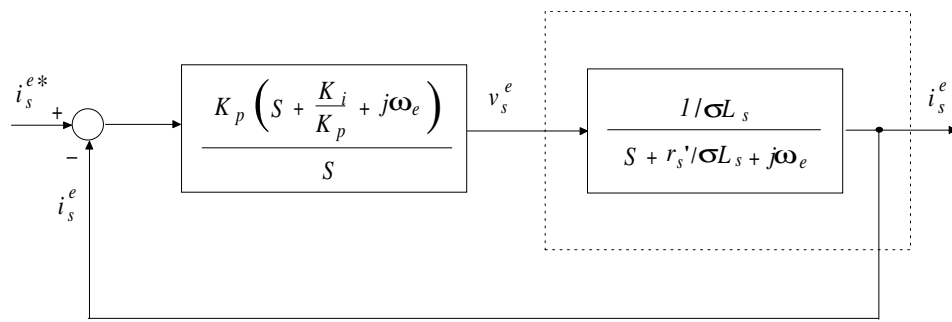


Figura 2.34: Controle *PI* de corrente síncrona vetorial, aplicado a uma carga *RL* (parte elétrica do motor de indução considerando-se o desacoplamento exato da *f_{cem}*)

Com os desacoplamentos citados anteriormente, as *FRFs* tornam-se simétricas em relação à frequência síncrona de operação e apresentam a mesma forma independentemente da frequência utilizada (veja Figura 2.36). Observa-se ainda, nesta figura, que na frequência síncrona o sistema apresenta erro zero pelo mesmo motivo já mencionado e, em frequências diferentes desta (*durante transitórios*), o erro diminui com o aumento da largura de faixa utilizada, tal e qual acontece com os outros controladores de corrente analisados.

Rigidez Dinâmica O sistema de controle de corrente em uma máquina de indução, utilizando-se o controlador *PI* síncrono vetorial e considerando-se a *f_{cem}* como uma perturbação a este tipo de controle, está mostrado em diagrama de blocos da Figura

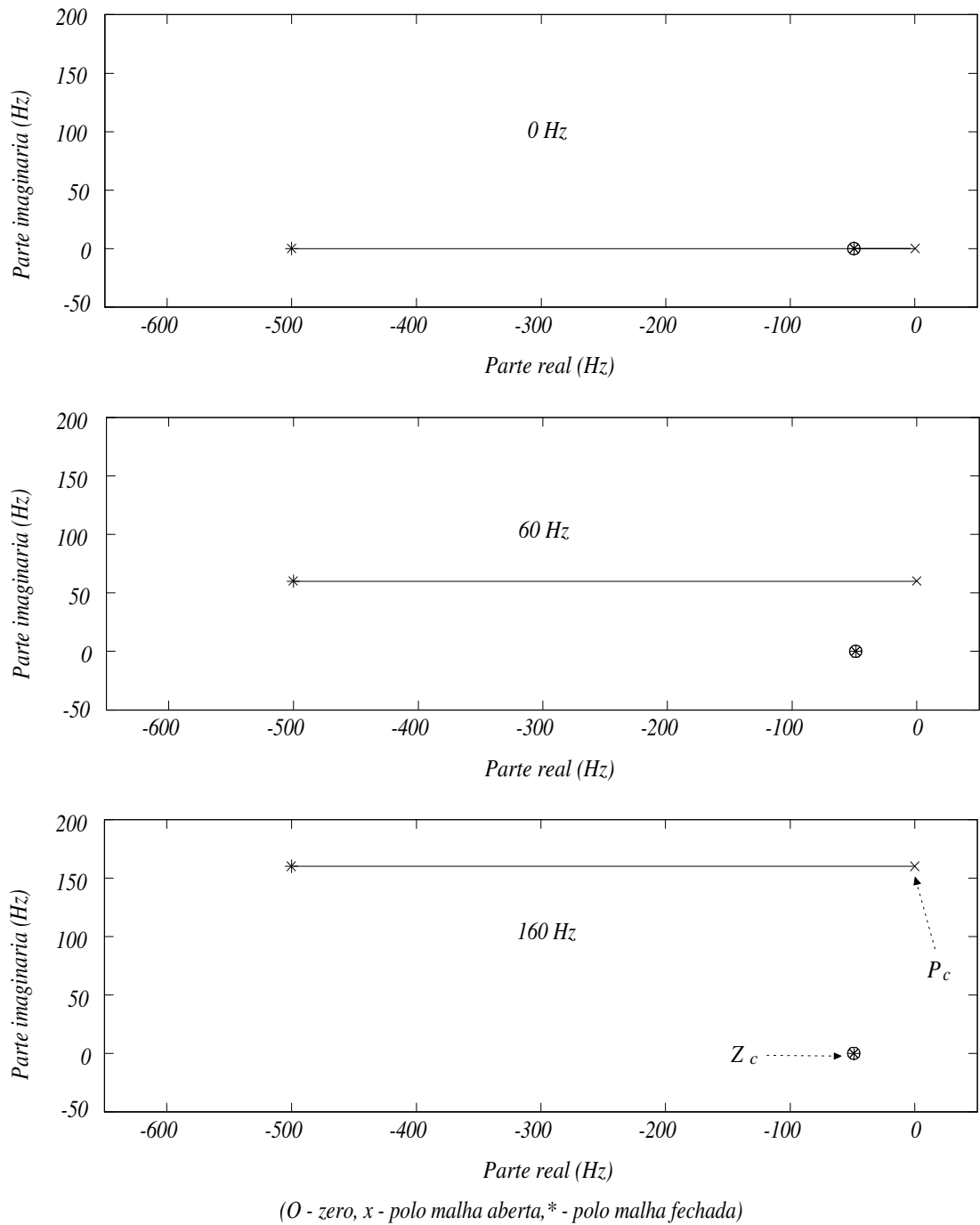


Figura 2.35: Lugar das raízes para a malha de corrente de um *MI* com desacoplamento da *f_{cem}* e com controlador *PI* de corrente síncrono vetorial, $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

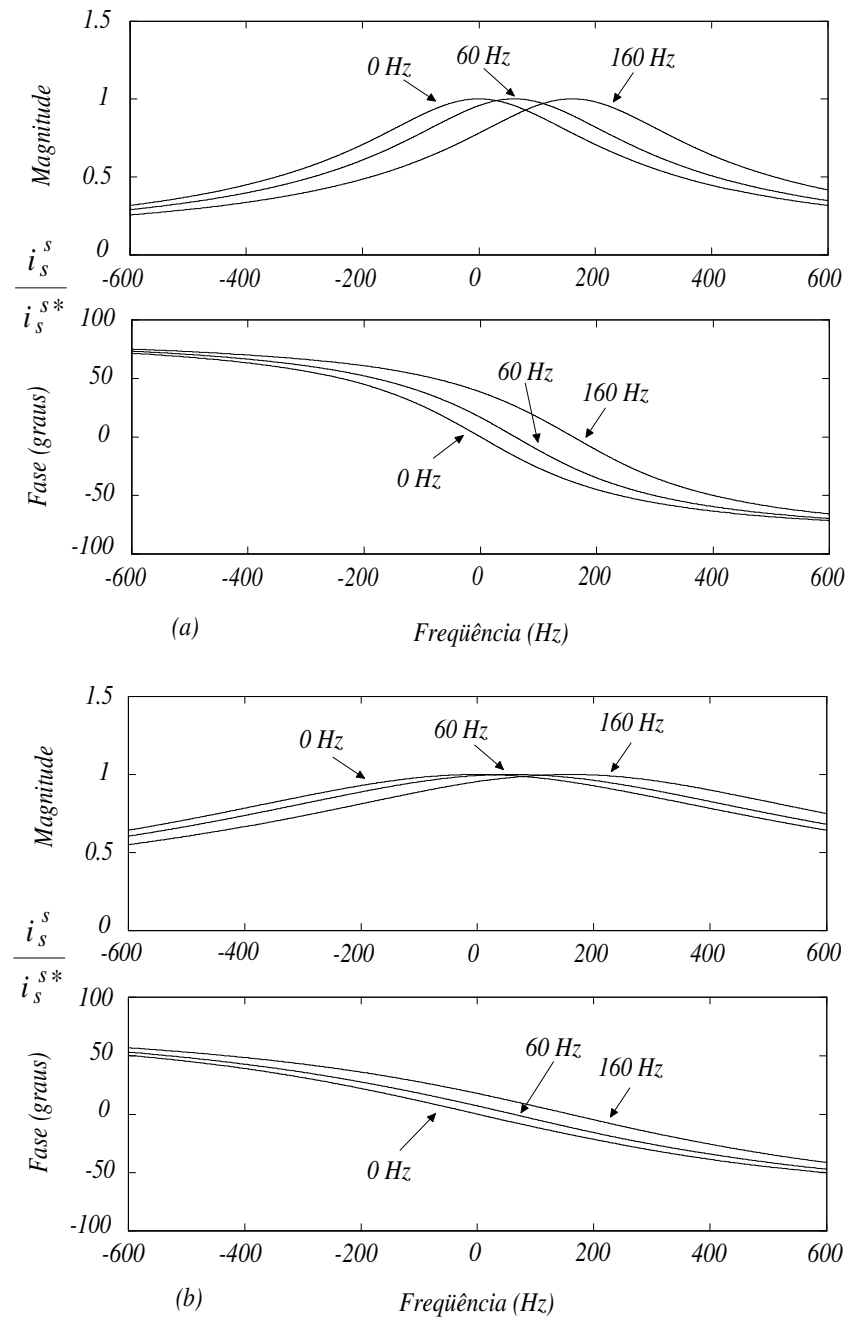


Figura 2.36: FRF vetorial complexa para a malha de corrente de um MI com controlador PI de corrente síncrono vetorial e desacoplamento da f_{cem} , para: (a) $Bw = 200 \text{ Hz}$ e (b) $Bw = 500 \text{ Hz}$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e 160 Hz)

2.37. A função de transferência vetorial complexa para este sistema está mostrada em (2.46), no referencial estacionário e representa a resposta de corrente em relação à f_{cem} , conforme já mencionado.

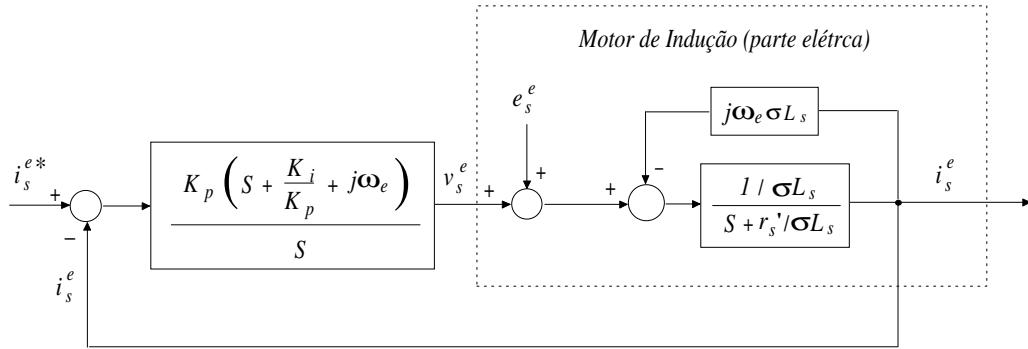


Figura 2.37: Diagrama de blocos mostrando a f_{cem} como uma perturbação ao controle PI de corrente síncrono vetorial

$$\frac{e_s^s}{i_s^s} = r_s' + \sigma L_s S + \frac{K_p S}{S - j\omega_e} + \frac{K_i}{S - j\omega_e} \quad (2.46)$$

De (2.46), nota-se que a parcela da rigidez dinâmica contendo o ganho K_p fornece rigidez dinâmica baixa em frequências próximas de zero e elevada em frequências próximas da síncrona, o que é desejável uma vez que esta é a frequência natural de operação. Esta análise pode ser constatada na Figura 2.38, obtida de (2.46). Observa-se ainda, que para um aumento na largura de faixa do controlador, há um acréscimo na rigidez dinâmica do sistema e, principalmente, um aumento na faixa de frequência centrada na frequência síncrona onde o valor da rigidez dinâmica é elevado, tal e qual acontece para o controlador PI de corrente síncrono clássico.

Análise Dinâmica O comportamento em regime permanente do controlador PI de corrente síncrono vetorial é semelhante ao do PI síncrono clássico, ou seja, ambos apresentam erro zero. Portanto, nesta seção será dado ênfase ao comportamento durante os transitórios. Estas análises foram realizadas sob as mesmas condições de operação consideradas quando da avaliação de desempenho do controlador PI síncrono clássico.

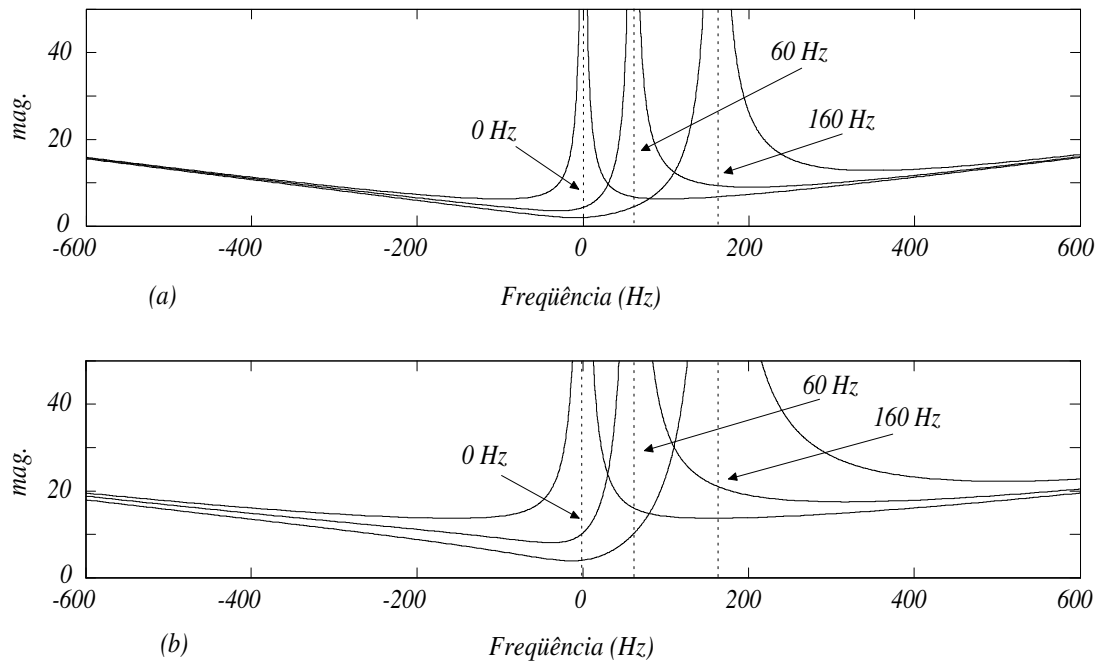


Figura 2.38: Análise de rigidez dinâmica para o motor de indução com controle PI de corrente síncrono vetorial, mostrado no referencial estacionário para: (a) $Bw = 200 \text{ Hz}$ e (b) $Bw = 500 \text{ Hz}$, ($f_e = 0, 60$ e 160 Hz)

As Figuras 2.39 e 2.40 mostram o momento de um transitório para as condições de operação com fluxo nominal e campo enfraquecido, respectivamente. Da mesma forma que no caso anterior (com o controlador PI síncrono clássico), a margem de tensão disponível no barramento para o controle de corrente é um fator determinante no desempenho do controlador. Portanto, o desempenho de qualquer controlador, independente da condição de operação, parâmetros ou tipo de carga utilizada, depende necessariamente, entre outros fatores, dos níveis das grandezas impostas pelo barramento cc .

Os sobressinais presentes nas Figuras 2.39b e 2.40b surgem devido à saturação do controlador em virtude da margem de tensão disponível no barramento ser insuficiente para a correta regulação de corrente. Estes sobressinais são tanto maiores quanto menor for margem de tensão disponível em relação ao valor mínimo necessário para a correta regulação de corrente durante os transitórios. Isto deve-se ao surgimento do

fenômeno denominado *integração windup*, que é consequência da saturação do controlador. Este efeito é mais pronunciado no controlador *PI* de corrente síncronos vetorial, porém ele pode ser evitado através de técnicas clássicas de controle e não se constitui necessariamente em uma desvantagem deste controlador em relação ao clássico.

Em altas velocidades a f_{cem} poderá se aproximar da tensão disponível no inversor, representando assim, quase toda a tensão do estator da máquina de indução, significando que somente uns poucos *Volts* verdadeiramente poderão ser usados para produzir a regulação de corrente desejada, criando-se um problema crítico em relação aos desempenhos dos controladores de corrente se a tensão do barramento *cc* for limitada [39],[51]. Portanto, quanto maior a frequência de operação maior será a f_{cem} e menor a margem de tensão disponível no barramento para a regulação de corrente, podendo resultar em perda de desempenho dos controladores (Compare as Figuras 2.28 e 2.29 e as Figuras 2.39 e 2.40 para os controladores *PI* de corrente síncronos clássico e vetorial, respectivamente).

A Tabela 2.2 mostra os tempos de acomodação dos controladores *PI* de corrente síncronos estudados, para as condições de operação utilizadas nas simulações. Analisando-se esta tabela, pode-se verificar que o controlador *PI* de corrente síncronos vetorial apresenta resposta mais rápida às variações na corrente de comando de conjugado i_{qs}^{rf} , principalmente na região de campo enfraquecido. Briz et alli [39] realizaram estudos com a aplicação do controlador *PI* de corrente síncrono vetorial no controle de corrente e fluxo nesta região, demonstrando que este controlador apresenta vantagens, em termo de desempenho, em relação aos demais analisados.

<i>Controlador</i> <i>PI</i>	t_s - Sem limite da tensão - <i>ms</i>		t_s - Com limite da tensão - <i>ms</i>	
	Fluxo nom.	Campo enfraq.	Fluxo nom.	Campo enfraq.
<i>Clássico</i>	1.0	1.1	4.9	5.0
<i>Vetorial</i>	0.9	0.9	3.0	5.0

Tabela 2.2: Tempos de acomodação dos controladores *PI* síncronos Clássico e Vetorial

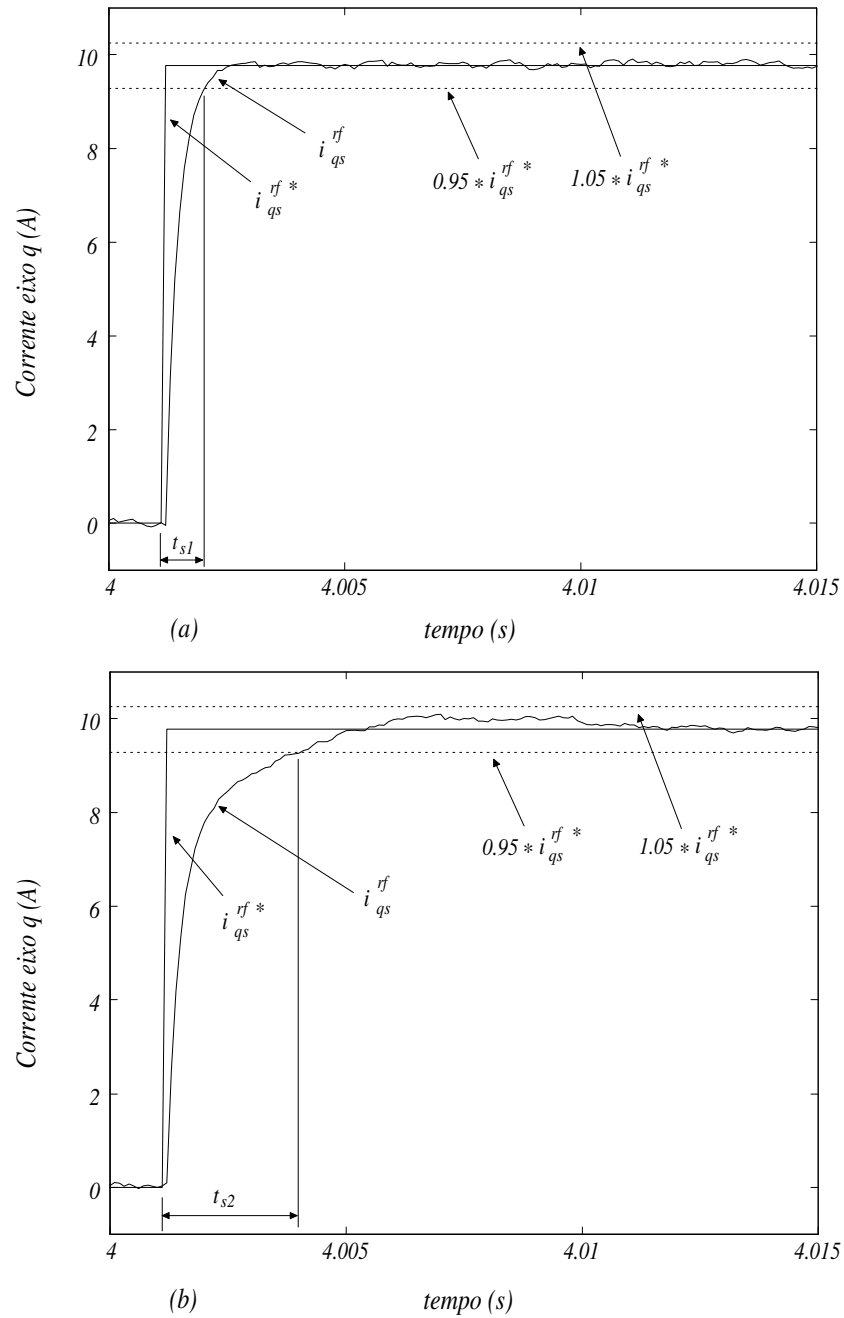


Figura 2.39: Correntes de referência e real de eixo q , destacando-se a região do transitório. Controle PI de corrente síncrono vetorial ($500Hz$ largura de faixa), operação com fluxo nominal: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 0.9ms$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 3.0ms$

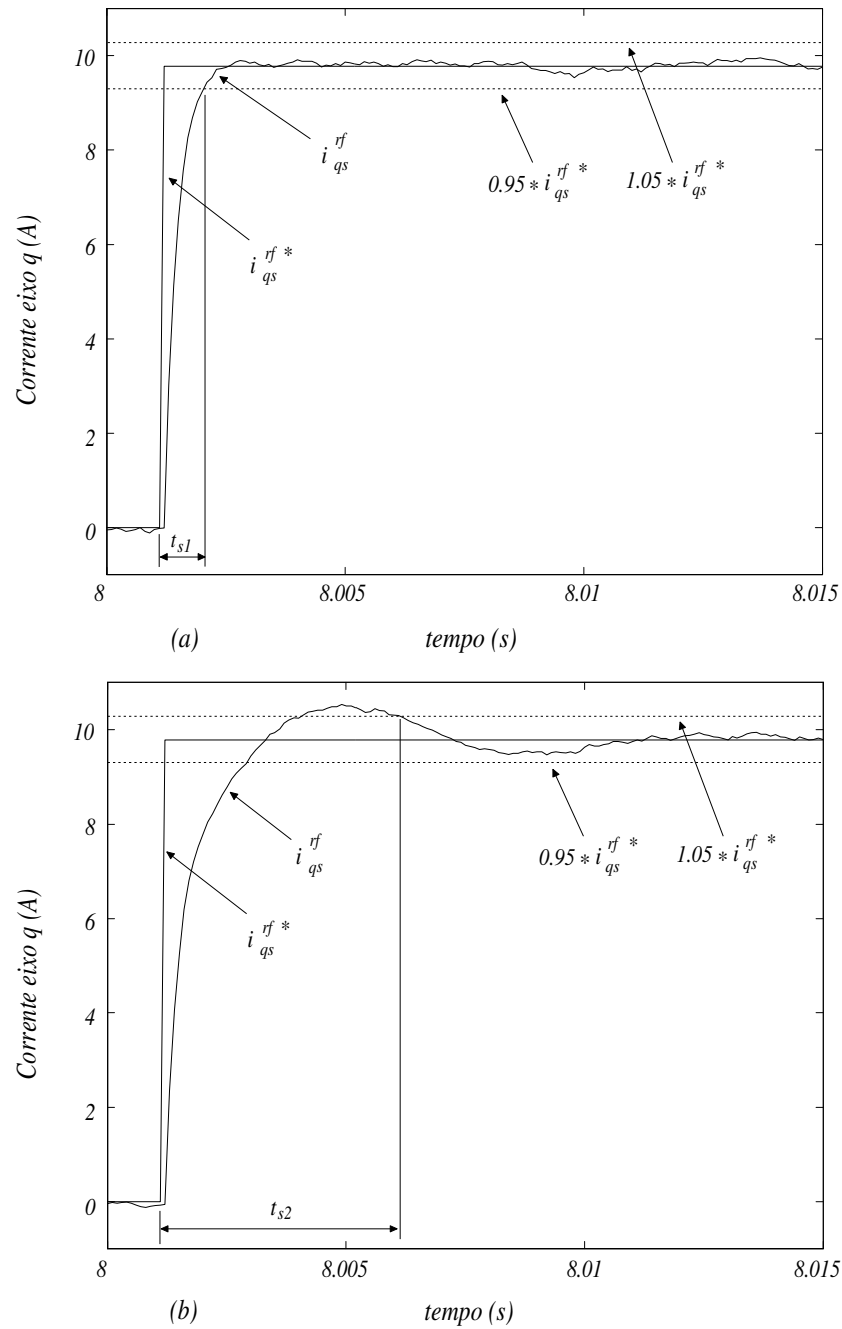


Figura 2.40: Correntes de referência e real de eixo q , destacando-se a região do transitório. Controle PI de corrente síncrono vetorial ($500Hz$ largura de faixa), operação com campo enfraquecido: (a) sem limite de tensão, $t_{s1} = 0.9ms$; (b) com limite de tensão, $t_{s2} = 5.0ms$

Desacoplamento de $j\omega_e\sigma L_s$

Uma forma alternativa de realizar o desacoplamento do acoplamento cruzado entre os eixos “ d ” e “ q ” que corresponde ao termo $j\omega_e\sigma L_s$ em (2.42) está mostrada na Figura 2.41 no referencial síncrono. Com o desacoplamento feito desta forma, o pólo da planta é movido de $-\frac{r'_s}{\sigma L_s} - j\omega_e$ para $-\frac{r'_s}{\sigma L_s}$ no referencial síncrono e de $-\frac{r'_s}{\sigma L_s}$ para $-\frac{r'_s}{\sigma L_s} + j\omega_e$ no referencial estacionário tornando possível o cancelamento deste pólo pelo zero real do controlador PI de corrente síncrono clássico.

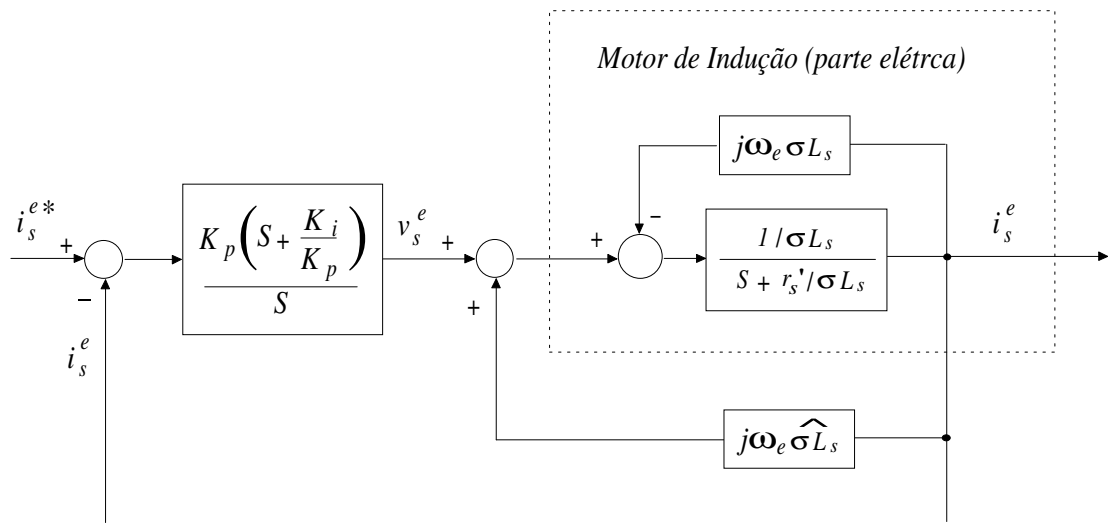


Figura 2.41: Diagrama de blocos vetorial complexo mostrando o controlador PI de corrente síncrono clássico e o desacoplamento do acoplamento cruzado mostrado no referencial síncrono

O lugar das raízes vetorial complexo resultante para o sistema da Figura 2.41 está mostrado na Figura 2.42, plotado para as mesmas frequências de operação de 0, 60 e 160Hz. Desta figura, observa-se que o cancelamento pólo/zero ocorre na frequência síncrona no referencial estacionário em virtude do deslocamento do pólo da planta para o zero do controlador, diferentemente do desacoplamento do acoplamento cruzado realizado pelo controlador PI de corrente síncrono vetorial, quando o zero do controlador é deslocado em direção ao pólo da planta de forma que o cancelamento desejado ocorre ao longo do eixo real do diagrama do lugar das raízes no referencial estacionário, como

mostrado na Figura 2.35.

O efeito diferenciado observado no diagrama do lugar das raízes das Figuras 2.35 e 2.42 para as duas formas de desacoplamento do acoplamento cruzado citadas faz com que a dinâmica de qualquer cancelamento inexato no referencial estacionário seja mais pronunciada em torno da frequência zero para o desacoplamento realizado através do controlador PI de corrente síncrono vetorial e em torno da frequência síncrona de operação com o desacoplamento direto de $j\omega_e\sigma L_s$, como mostrado na Figura 2.41. Isto torna o desacoplamento realizado pelo controlador PI de corrente síncrono vetorial menos sensível a erros em σL_s na frequência síncrona de operação, como desejado. Este fato está ilustrado na Figura 2.43. Esta figura contém as $FRFs$ obtidas para o estudo da sensibilidade em relação às variações no parâmetro σL_s . Para a obtenção dos gráficos considerou-se uma variação de $\pm 20\%$ neste parâmetro na frequência de operação de $60Hz$. Os controladores PI de corrente síncronos clássico e vetorial foram sintonizados para fornecer a mesma largura de faixa de $200Hz$. Da figura, nota-se de forma clara que variações em σL_s causam perturbações mais significativas em torno da frequência síncrona de operação para a forma de desacoplamento mostrada na Figura 2.41 do que para o desacoplamento realizado pelo PI de corrente síncrono vetorial, onde estas variações são mais acentuadas em torno da frequência zero, conforme já mencionado. Os erros causados, tanto em magnitude quanto em fase, aumentam com a frequência de operação, embora o gráfico da Figura 2.43 mostre o efeito para apenas um valor de frequência. Nesta frequência (frequência de operação), entretanto, o sistema ainda possui ganho unitário e erro de fase zero para ambas as formas de desacoplamento do acoplamento cruzado. Portanto, o desacoplamento direto $j\omega_e\sigma L_s$ como mostrado na Figura 2.41 não será avaliado neste trabalho, por apresentar maior dependência paramétrica.

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram estudados os controladores PI de corrente estacionário e os síncronos clássico e vetorial. Deste estudo, algumas conclusões podem ser tiradas,

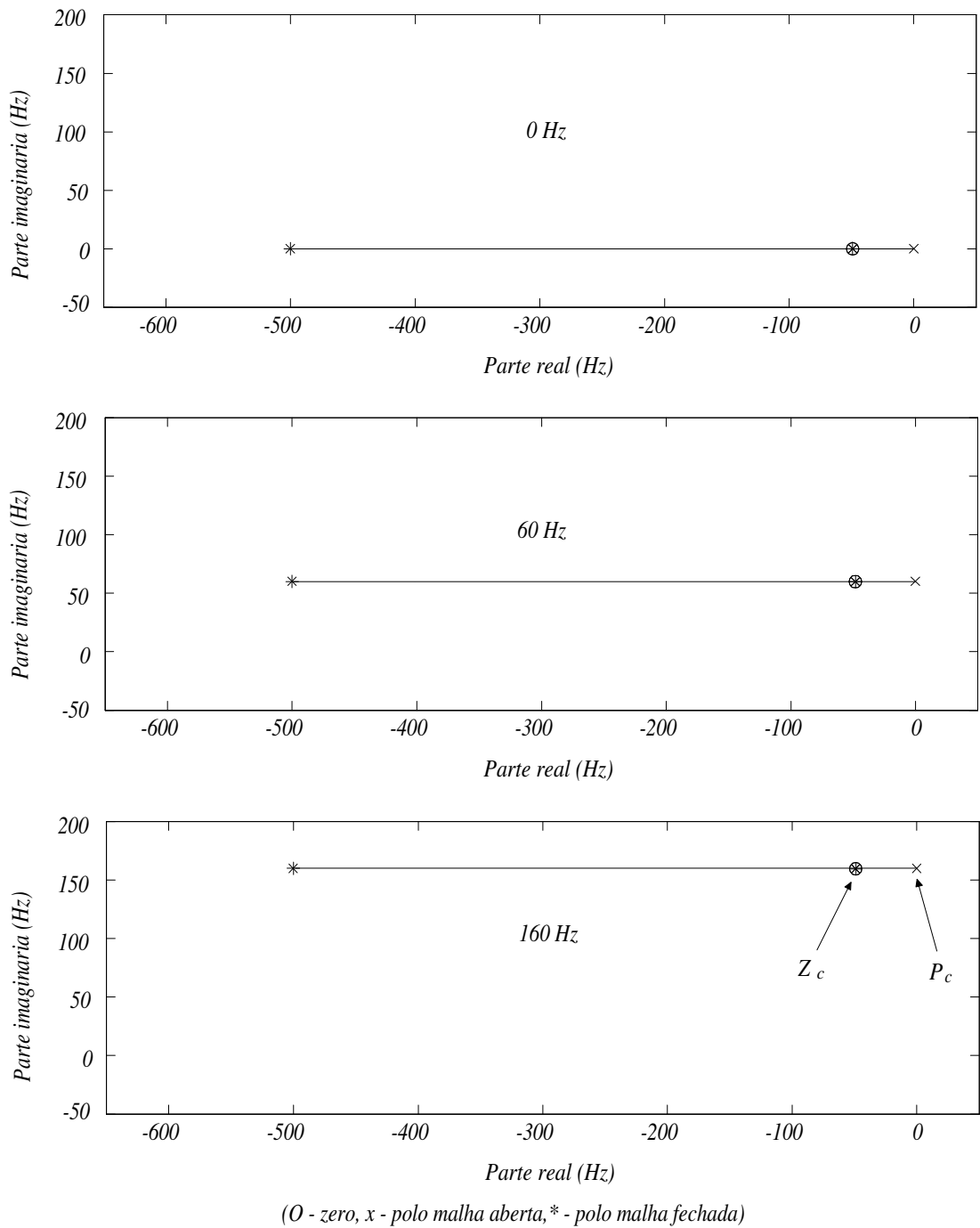


Figura 2.42: Lugar das raízes para a malha de corrente de um MI com desacoplamento da f_{cem} , com controlador PI de corrente síncrono clássico e com desacoplamento do acoplamento cruzado ($j\omega_e\sigma L_s$), $Bw = 500Hz$, mostrado no referencial estacionário ($f_e = 0, 60$ e $160Hz$)

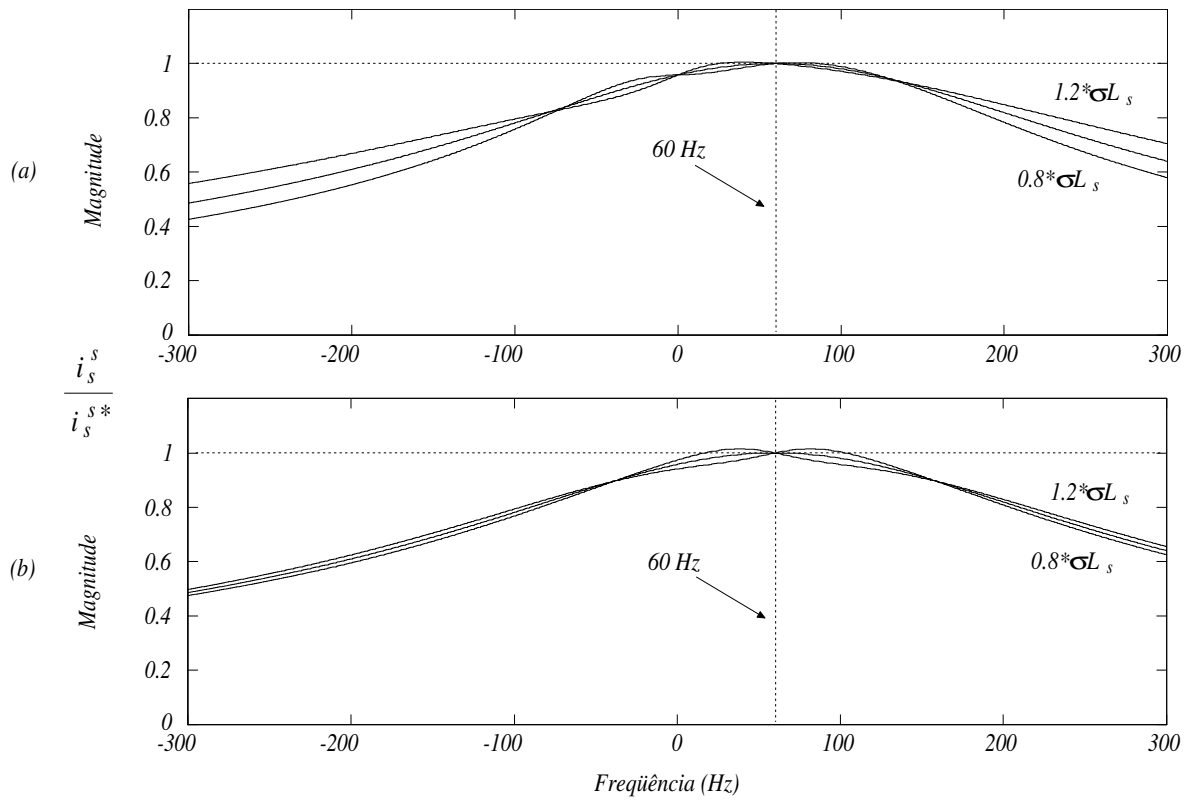


Figura 2.43: *FRF* vetorial complexa para a malha de corrente de um motor de indução com controladores *PI* de corrente síncronos, clássico e vetorial ($f_e = 60\text{Hz}$ e $Bw = 200\text{Hz}$) e variações em σL_s , mostrado no referencial estacionário: (a) com controlador *PI* de corrente síncrono vetorial e (b) desacoplamento direto de $j\omega_e \sigma L_s$

como:

O controlador PI de corrente estacionário apresenta dependência em relação à frequência de operação. Com o desacoplamento da f_{cem} o seu desempenho pode ser melhorado, porém ainda assim, apresenta erro diferente de zero em regime, por trabalhar com grandezas ca ;

Com o controle das correntes no referencial síncrono (onde as grandezas são cc), é possível se obter erro zero em regime, utilizando-se os controladores PI de corrente síncronos;

Ambos os controladores PI de corrente síncronos estudados (*clássico e vetorial*) apresentam o mesmo desempenho em regime (*erro zero*) porém, durante os transitórios, o controlador PI de corrente síncronos vetorial apresenta desempenho melhor;

O controlador PI de corrente síncrono vetorial é mais afetado pelo efeito da integração “windup” que o PI clássico. Entretanto, este efeito pode ser evitado através de técnicas clássicas de controle, não se constituindo portanto, em uma desvantagem deste controlador;

A conclusão geral deste capítulo é que o controlador PI de corrente síncrono vetorial é o mais indicado para o controle das correntes da máquina de indução e será utilizado neste trabalho de pesquisa.

Capítulo 3

Controle Adaptativo Aplicado a Máquinas de Indução

3.1 Introdução

O controle com orientação pelo campo é um método bastante utilizado e que possibilitou a melhoria ou alto desempenho nos acionamentos do motor de indução [10]. Porém, em ambos os métodos utilizados (*direto ou indireto*), a dependência paramétrica é um problema que tem merecido atenção especial de vários pesquisadores da área. Dentre os parâmetros do motor, a constante de tempo rotórica (τ_r) é a que apresenta as maiores variações em função das condições de operação da máquina, principalmente, em relação a temperatura. Métodos de adaptação automática do sistema de controle às variações neste parâmetro, baseado somente nas medidas das tensões e correntes do motor, foram apresentados em [8]-[11]. Se o valor de τ_r usado no cálculo da frequência de escorregamento for diferente do valor real da máquina, o desacoplamento das malhas de controle de fluxo e conjugado não é obtido, os níveis de fluxo e conjugado serão diferentes dos valores de referência e podem ocorrer oscilações de conjugado durante os transitórios. A estimação precisa dos parâmetros do motor e a utilização de técnicas adaptativas para compensar as variações ocorridas neles são condições indispensáveis à aplicação do controle com orientação pelo campo. Dentre as técnicas adaptativas

conhecidas, a do controle adaptativo tipo modelo de referência (*MRAC*) tem sido bastante utilizada. No entanto, esta técnica ainda apresenta dependência em relação a alguns parâmetros da máquina, necessitando, portanto, de técnicas de estimação para garantir a eficiência do controle.

Neste capítulo é proposta, analisada e comparada com a técnica apresentada em [1], uma técnica adaptativa para estimar diretamente a velocidade e posição do vetor de fluxo rotórico. O esquema proposto não requer o uso de sensores eletromecânicos e praticamente independe de variações na constante de tempo rotórica. É realizada, ainda, uma análise dinâmica e de sensibilidade paramétrica dos principais modelos de referência utilizados nos *MRAC's* para garantir a sintonia dos acionamentos com orientação pelo fluxo rotórico. Este estudo é realizado para várias condições de operação, tanto em regime como durante transitórios, com o objetivo de escolher, dentre eles, o que melhor desempenho apresentar.

3.2 Controle Adaptativo Modelo de Referência

Intuitivamente, um controlador adaptativo é um controlador que pode modificar seu comportamento em resposta à dinâmica do processo e da perturbação. Em [13], um sistema adaptativo é aquele que mede um certo índice de desempenho (*IP*) usando as entradas, os estados e as saídas do sistema ajustável. Da comparação entre os valores do índice de desempenho medido, e um valor de referência fornecido, o mecanismo de adaptação modifica os parâmetros do sistema ajustável, para manter os valores do índice de desempenho medidos, próximos ao de referência. Esta definição está ilustrada na Figura 3.1. Sistema ajustável, na definição, deve ser entendido como um sistema capaz de ajustar o seu desempenho através da modificação de seus parâmetros, sua estrutura interna ou sinais de entrada.

Astrom & Wittenmark [52] definiram um controlador adaptativo como sendo aquele que possui parâmetros ajustáveis e um mecanismo para ajustá-los. O problema do controle adaptativo é, então, encontrar um método para ajustar o controlador quando as características do processo (*planta*), e do meio são desconhecidas ou mudam. A

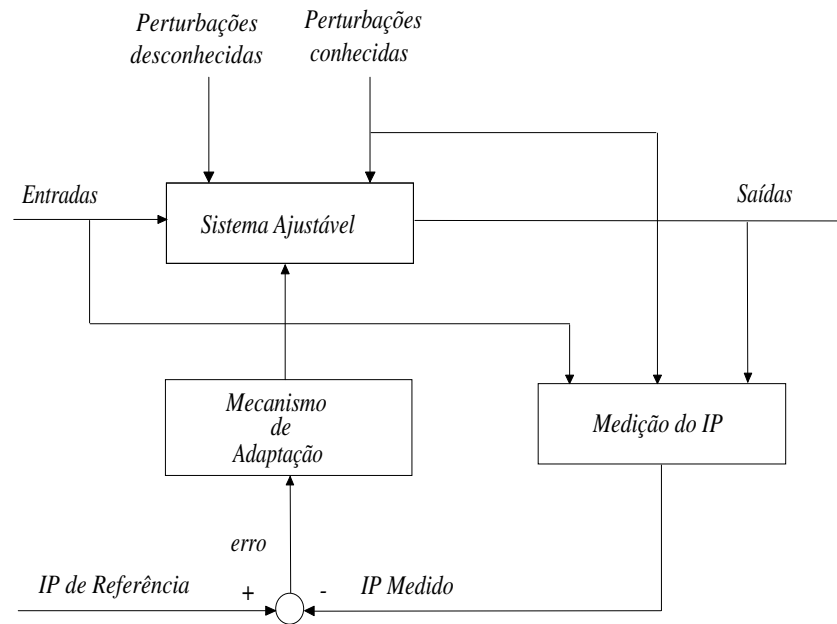
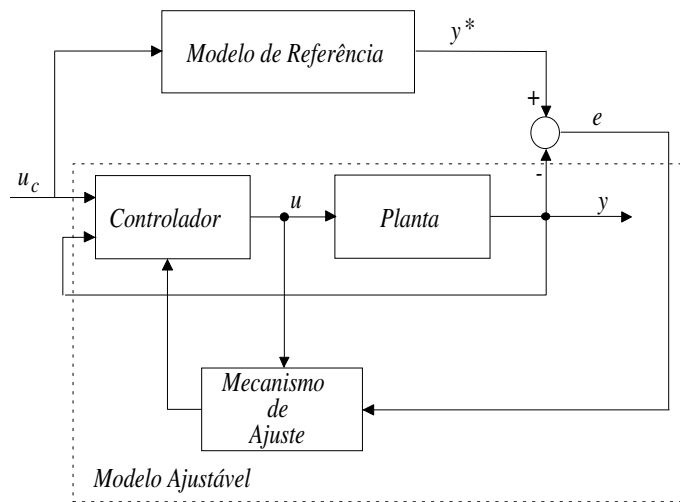


Figura 3.1: Configuração básica de um Sistema Adaptativo

Figura 3.2 ilustra o esquema básico de um controlador adaptativo do tipo modelo de referência. Observa-se que este sistema é formado por uma malha interna, constituída do controlador e da planta, e outra externa, utilizada para ajustar os parâmetros do controlador. A adaptação funciona através da geração de um sinal de erro entre a saída do modelo y^* (*valor desejável*), e a saída real da planta y (*quantidade medida ou calculada*). Este erro, alimentará o mecanismo de ajuste, que atuará no controlador, fazendo com que o erro seja direcionado para zero.

Há muitos tipos de estruturas *MRAC*. Estas estruturas podem ser encontradas nas configurações “*paralela*”, “*série*” e “*série-paralelo*” [13]. A Figura 3.2 é uma estrutura com configuração do tipo “*paralela*”. Neste tipo de configuração o modelo de referência é conectado em paralelo com o sistema ajustável. A escolha de uma ou outra estrutura, depende da finalidade que se deseja ao sistema adaptativo (*ajuste ou estimação*).

Figura 3.2: Diagrama de blocos do *MRAC*

3.2.1 *MRAC* aplicado a máquinas de Indução

Sistemas de acionamentos *ca* sem sensores de velocidade e que independam de variações nos parâmetros das máquinas, principalmente da constante de tempo rotórica, que pode variar com a temperatura, saturação e efeito pelicular, são altamente desejáveis. Nesse contexto, o controle adaptativo do tipo modelo de referência tem sido bastante utilizado com a finalidade de manter a máquina com orientação pelo campo, independentemente de possíveis variações que possam ocorrer em seus parâmetros. Além disso, este tipo de controle tem proporcionado a eliminação de sensores, tornando os sistemas cada vez mais robustos, com menor custo e mais confiáveis. A utilização de esquemas *MRAC* na sintonia de sistemas de controle e/ou na estimação de parâmetros é interessante desde que se consiga implementá-lo com algumas características desejáveis, como por exemplo:

- Pouco hardware adicional
- Pequena dependência paramétrica
- Simplicidade de implementação
- Não necessitar de sinais de teste especiais

Há vários modelos de referência utilizados em *MRAC's* para realizar a sintonia de controladores com orientação pelo campo aplicados às máquinas de indução. Garcês [8] utilizou as grandezas terminais da máquina para obter a *potência reativa* como quantidade de referência, enquanto que Lorenz [9] utilizou estas grandezas para obter o *conjugado* do motor.

Em Rowan et alii [10] e Ribeiro et alii [53] é feito um estudo detalhado do desempenho e da sensibilidade paramétrica de vários modelos de referência. O diagrama de blocos da estratégia *MRAC* utilizada para a realização deste estudo está mostrado na Figura 3.3, juntamente com a estrutura *IFOC*. No esquema *IFOC* observa-se claramente as malhas de controle de fluxo e conjugado. Dos valores de referência destas grandezas (fluxo e conjugado) são obtidas as correntes de referência de eixos “*d*” e “*q*”. Os sinais de erro entre estas correntes e as reais da máquina são aplicados aos controladores *PI* de corrente que fornecerão os valores de referência de tensão necessários para que o inversor forneça os sinais de tensão, via uma estratégia *PWM*, para alimentar o motor e fornecer erro de corrente zero ou o menor possível. As tensões fornecidas pelos controladores *PI* de corrente são rotacionadas do referencial síncrono com o fluxo rotórico para o estacionário utilizando-se a posição deste vetor de fluxo, obtida mediante a integral de sua velocidade. A velocidade do vetor de fluxo rotórico é obtida, nesta técnica, por intermédio da soma da velocidade do escorregamento com a velocidade mecânica do rotor. A velocidade de escorregamento é obtida a partir do ganho de escorregamento k_s fornecido pela estratégia *MRAC* e da corrente i_{qs}^{rf*} . No esquema *MRAC*, y^* é a variável de referência do *MRAC*, enquanto que y é obtida através das quantidades terminais da máquina. A adaptação funciona através da geração de um sinal de erro entre as quantidades y^* e y . Este erro Δy , denominado erro de adaptação, é multiplicado pelo comando de conjugado i_{qs}^{rf*} e aplicado ao bloco de adaptação, formado por um controlador do tipo proporcional e integral. O sinal de saída do bloco *PI* é o valor estimado do ganho de escorregamento \hat{k}_s (2.22). Este ganho determinará a frequência de escorregamento ω_s^* , para a qual o erro será direcionado para zero. Este esquema, entretanto, realiza a adaptação da constante de tempo rotórica (τ_r), ou seja, adaptação do escorregamento, necessitando, ainda, do conhecimento da velocidade mecânica do motor para que seja adicionada ao escorregamento. A necessidade

do vetor de fluxo rotórico $\hat{\omega}_{rf}$, que integrada determina a posição $\hat{\theta}_{rf}$. Através deste esquema adaptativo, o uso de sensores de velocidade torna-se desnecessário e a sintonia do controle *IFO* é mantida independentemente de variações em τ_r . Esta é uma vantagem deste esquema em relação ao da Figura 3.3. Uma vantagem adicional, é que não há a necessidade de nenhum sinal de teste especial para implementá-lo, sendo a máquina alimentada simplesmente com tensões oriundas de um inversor com modulação *PWM*. O modelo de referência utilizado foi o de tensão de *eixo-d*. Este esquema adaptativo é recomendado pelos autores para aplicações onde não há a necessidade de controle de velocidade porém, é requerido manter o *IFOC* permanentemente sintonizado para se obter o controle de conjugado com alto desempenho. A técnica é simples e o mecanismo de adaptação exibe baixa sensibilidade às variações em r_s e σL_s . Portanto, este esquema é robusto uma vez que praticamente independe da constante de tempo rotórica.

Azevedo et alii [2] utilizam uma técnica, não adaptativa, que estima diretamente a frequência do vetor de fluxo rotórico ω_{rf} . Esta técnica mantém o controle com orientação pelo campo permanentemente sintonizado sem a necessidade do conhecimento da velocidade da máquina e independentemente de variações na constante de tempo rotórica. A frequência do vetor de fluxo rotórico estimada é obtida, neste caso, a partir das grandezas medidas do estator (correntes e tensões) e dos modelos de referência da seguinte forma:

Modelo de Tensão eixo-d

O modelo de referência de tensão de *eixo-d* é obtido substituindo-se as condições de operação em regime permanente de um controle com orientação pelo campo, dadas em (3.1), na equação de tensão (3.2). O símbolo p ($p = \frac{d}{dt}$) é o operador derivativo.

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{ds}^{rf}}{dt} &= 0 \\ \lambda_{qs}^{rf} &= \sigma L_s i_{qs}^{rf} \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$v_{ds}^{rf} = r_s i_{ds}^{rf} + \frac{d\lambda_{ds}^{rf}}{dt} - \omega_{rf} \lambda_{qs}^{rf} \quad (3.2)$$

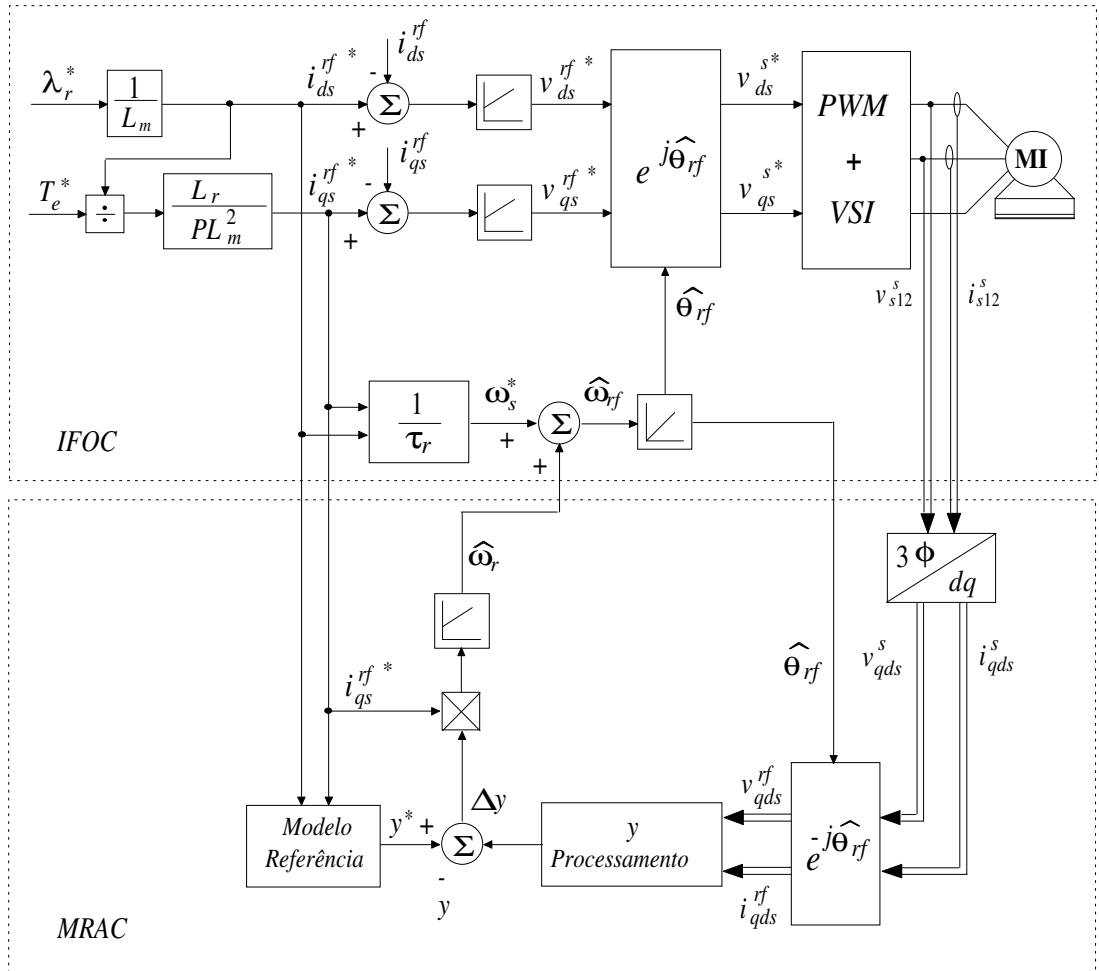


Figura 3.4: Diagrama de blocos do esquema adaptativo aplicado a máquinas de indução, com adaptação da velocidade mecânica, proposto por Jacobina et alii [1]

obtendo-se o modelo de referência abaixo:

$$v_{ds}^{rf*} = \hat{r}_s i_{ds}^{rf*} - \omega_{rf}^* \widehat{\sigma L}_s i_{qs}^{rf*} \quad (3.3)$$

Desta equação e considerando-se $v_{ds}^{rf} \equiv v_{ds}^{rf*}$, onde v_{ds}^{rf} representa a tensão medida, uma estimação da frequência do vetor de fluxo $\hat{\omega}_{rf}$ pode ser dada por:

$$\hat{\omega}_{rf} = \frac{v_{ds}^{rf} - \hat{r}_s i_{ds}^{rf}}{\widehat{\sigma L}_s i_{qs}^{rf}} \quad (3.4)$$

Modelo de Tensão eixo-q

De modo semelhante ao caso anterior, este modelo é obtido substituindo-se as condições de operação em regime permanente em orientação pelo campo (3.5), na equação de tensão de *eixo-q*, mostrada em (3.6)

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{qs}^{rf}}{dt} &= 0 \\ \lambda_{ds}^{rf} &= L_s i_{ds}^{rf} \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$v_{qs}^{rf} = r_s i_{qs}^{rf} + \frac{d\lambda_{qs}^{rf}}{dt} + \omega_{rf} \lambda_{ds}^{rf} \quad (3.6)$$

sendo, então, o modelo de referência de tensão de *eixo-q* dado por:

$$v_{qs}^{rf*} = \hat{r}_s i_{qs}^{rf*} + \omega_{rf}^* \widehat{L}_s i_{ds}^{rf*} \quad (3.7)$$

Desta equação e considerando-se $v_{qs}^{rf} \equiv v_{qs}^{rf*}$, onde v_{qs}^{rf} representa a tensão medida, uma estimação da frequência do vetor de fluxo $\hat{\omega}_{rf}$ pode ser dada por:

$$\hat{\omega}_{rf} = \frac{v_{qs}^{rf} - \hat{r}_s i_{qs}^{rf}}{\widehat{L}_s i_{ds}^{rf}} \quad (3.8)$$

Modelo de Potência Reativa

A potência reativa absorvida por uma máquina de indução pode ser expressa por [7]:

$$Q = v_{qs}^{rf} i_{ds}^{rf} - v_{ds}^{rf} i_{qs}^{rf} \quad (3.9)$$

O modelo de referência, para este caso, pode ser obtido substituindo-se as equações de tensão da máquina (3.2) e (3.6) em (3.9) e aplicando-se as condições de regime permanente (3.1) e (3.5), obtendo-se:

$$Q^* = \omega_{rf}^* (\widehat{L}_s i_{ds}^{rf*2} + \sigma \widehat{L}_s i_{qs}^{rf*2}) \quad (3.10)$$

Destas equações e considerando-se $Q \equiv Q^*$, uma estimação da frequência do vetor de fluxo $\widehat{\omega}_{rf}$ pode ser dada por:

$$\widehat{\omega}_{rf} = \frac{v_{qs}^{rf} i_{ds}^{rf} - v_{ds}^{rf} i_{qs}^{rf}}{\widehat{L}_s i_{ds}^{rf*2} + \sigma \widehat{L}_s i_{qs}^{rf*2}} \quad (3.11)$$

Modelo de Potência Ativa

A potência ativa absorvida por uma máquina de indução pode ser expressa por [7]:

$$P_a = v_{ds}^{rf} i_{ds}^{rf} + v_{qs}^{rf} i_{qs}^{rf} \quad (3.12)$$

O modelo de referência é, então, obtido de forma semelhante ao caso anterior, resultando em:

$$P_a^* = \widehat{r}_s (i_{ds}^{rf*2} + i_{qs}^{rf*2}) + \omega_{rf}^* (\widehat{L}_s - \sigma \widehat{L}_s) i_{ds}^{rf*} i_{qs}^{rf*} \quad (3.13)$$

Destas equações e considerando-se $P_a \equiv P_a^*$, uma estimação da frequência do vetor de fluxo $\widehat{\omega}_{rf}$ pode ser dada por:

$$\hat{\omega}_{rf} = \frac{v_{ds}^{rf} i_{ds}^{rf} + v_{qs}^{rf} i_{qs}^{rf} - \hat{r}_s (i_{ds}^{rf*2} + i_{qs}^{rf*2})}{(\hat{L}_s - \sigma \widehat{L}_s) i_{ds}^{rf*} i_{qs}^{rf*}} \quad (3.14)$$

Analisando-se as equações (3.4), (3.8), (3.11) ou (3.14) nota-se que todos os modelos mencionados não necessitam do conhecimento da velocidade rotórica para a estimação de ω_{rf} e, portanto, não é necessário o uso de sensores eletromecânicos para a obtenção desta grandeza. Nota-se também, que variações na resistência rotórica não comprometem a estimação da frequência do vetor de fluxo rotórico.

A Figura 3.5 mostra o diagrama de blocos do esquema utilizado. Esta figura mostra de forma clara que a posição do vetor de fluxo rotórico utilizada no controle com orientação pelo campo é obtida da integral da velocidade deste vetor de fluxo que, neste caso, é obtida diretamente a partir das grandezas terminais da máquina (correntes e tensões), conforme já mencionado. Este esquema, porém, apresenta a desvantagem de não poder utilizar os modelos de *tensão de eixo-d* e *potência ativa* com operação em conjugado pequeno e/ou zero e o modelo de *tensão de eixo-q* com operação na região de campo enfraquecido devido a problemas de divisão por zero e/ou valores muito pequenos das correntes de eixos “q” e/ou “d”. O modelo de *potência reativa*, além destas limitações, pode apresentar problemas de *off-set* devido a necessidade do produto entre as grandezas estatóricas medidas e que contém ruídos, para a estimação de ω_{rf} .

Um outro modelo que não é utilizado por esta técnica, por não possibilitar a estimação direta da frequência do vetor de fluxo rotórico, mas que pode ser utilizado em estratégias adaptativas é o modelo de conjugado, apresentado a seguir.

Modelo de Conjugado

O conjugado eletromagnético gerado por uma máquina de indução sob orientação pelo campo pode ser expresso em função de i_{ds}^{rf} e i_{qs}^{rf} [3]. O modelo de referência de conjugado então, pode ser dado por (3.15) ou (3.16)

$$T_e^* = P (\hat{L}_s - \sigma \widehat{L}_s) i_{ds}^{rf*} i_{qs}^{rf*} \quad (3.15)$$

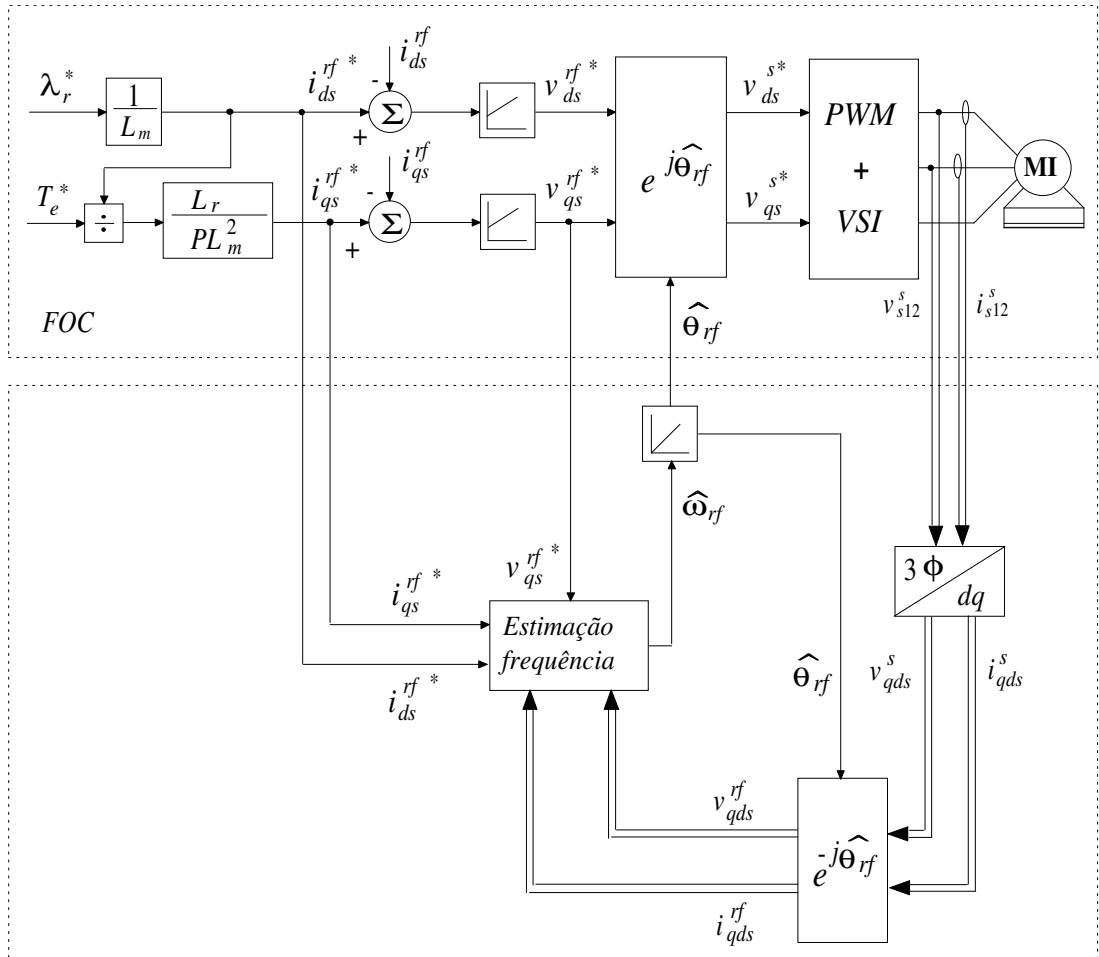


Figura 3.5: Diagrama de blocos do esquema *IFOC* modificado, aplicado a máquinas de indução, com estimação direta da freqüência do vetor de fluxo rotórico, proposto por Azevedo et alii [2]

$$T_e^* = P \frac{\hat{L}_m^2}{\hat{L}_r} i_{ds}^{rf*} i_{qs}^{rf*} \quad (3.16)$$

onde P é o número de pares de pólos.

Este modelo é teoricamente adequado, mas não é prático porque o conjugado da máquina não é geralmente medido, e sim estimado através das quantidades terminais da máquina.

3.2.2 MRAC com estimação da frequência síncrona ω_{rf}

A partir da idéia introduzida por Azevedo et alii é que apresenta-se, neste trabalho, uma técnica adaptativa do tipo modelo de referência para determinar diretamente a frequência do vetor de fluxo rotórico, eliminando a necessidade de sensores de velocidade e, principalmente, independente de variações na constante de tempo rotórica. A Figura 3.6 mostra a técnica proposta. O controle com orientação pelo campo (*FOC*) é semelhante ao da Figura 3.5. Entretanto, a velocidade do vetor de fluxo rotórico é obtida, neste caso, a partir da estratégia *MRAC* proposta. Neste esquema, o erro de adaptação é multiplicado pela corrente de conjugado de referência i_{qs}^{rf*} para melhorar as características de rejeição à perturbação do *MRAC* e garantir a estabilidade. O resultado deste produto é aplicado à entrada do mecanismo de adaptação, também, neste caso, um controlador *PI*. A saída do controlador fornece diretamente a frequência do vetor de fluxo rotórico estimada, que integrada determina a posição do vetor necessária para as rotações entre eixos. A principal vantagem desta técnica em relação a apresentada por Azevedo et alii é a possibilidade de operar com conjugado pequeno e/ou zero, pois na estimação da velocidade do vetor de fluxo não há a necessidade de divisão por i_{qs}^{rf*} .

3.3 Análise de Desempenho

As estratégias adaptativas do tipo *MRAC* aplicadas no controle da máquina de indução com orientação pelo campo mostradas nas Figuras 3.4 e 3.6 são estudadas nesta seção.

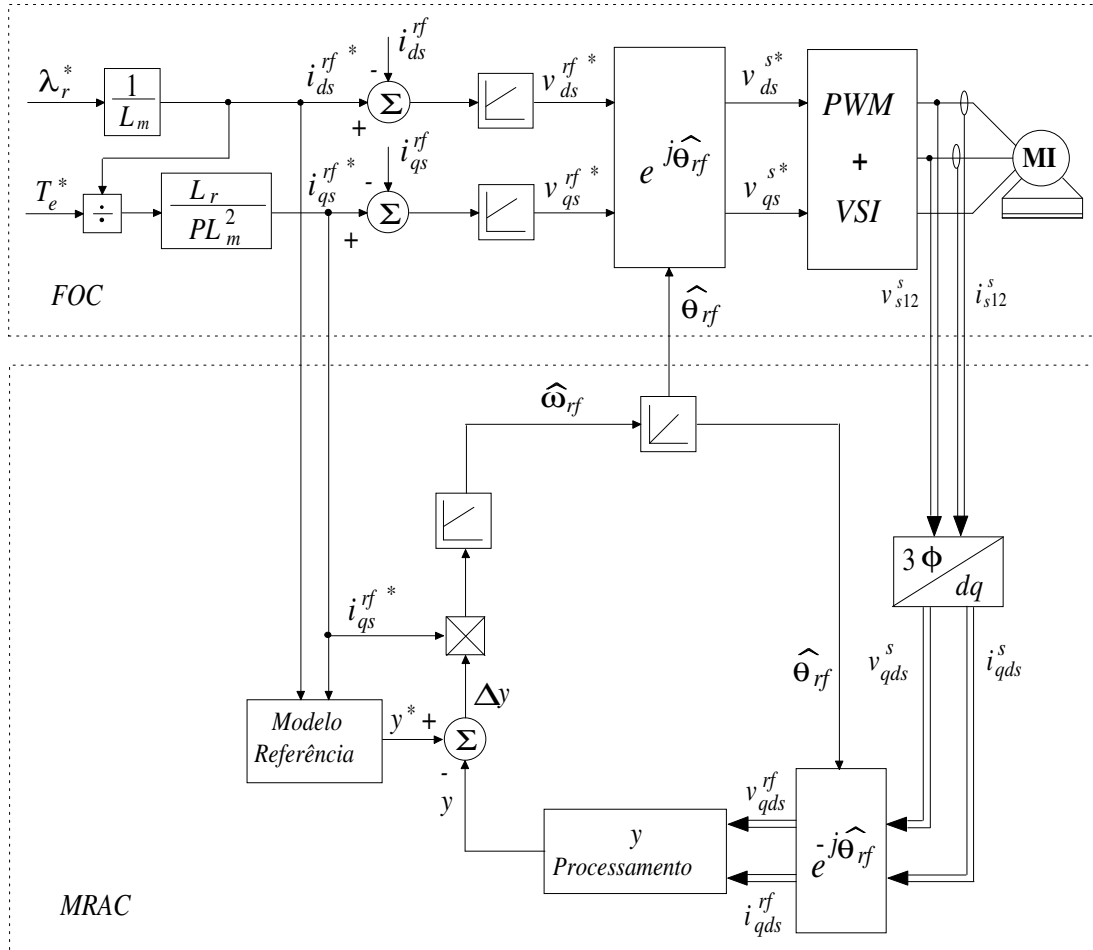


Figura 3.6: Diagrama de blocos do esquema adaptativo aplicado à máquinas de indução, com estimação direta da frequência do vetor de fluxo rotórico, proposto neste trabalho

Cada estratégia foi estudada para os cinco modelos de referência apresentados anteriormente. Esta análise foi realizada simulando-se as equações de regime permanente da máquina para diferentes condições de carga e velocidade a fluxo nominal. A sensibilidade de cada modelo a erros na velocidade rotórica ω_r ($\Delta y^{rf*}/\Delta \hat{\omega}_r$) (para a estratégia da Figura 3.4) e na velocidade síncrona ω_{rf} ($\Delta y^{rf*}/\Delta \hat{\omega}_{rf}$) (para a estratégia da Figura 3.6) é avaliada. A variável “ y ” está representando um dos modelos de referência. O objetivo de se avaliar ambas as estruturas é somente obter dados necessários para que se possa estabelecer um comparativo em termos de desempenho e eficiência entre ambas. Os modelos também serão avaliados mais adiante, com relação a erros nos parâmetros dos quais eles dependem. Estes estudos mostram como selecionar um modelo de referência e a importância de se conhecer com precisão os parâmetros utilizados no modelo selecionado. O critério utilizado para avaliar as estratégias foi a sensibilidade do *MRAC* às condições de falta de sintonia do *FOC* em função das condições de operação.

Usando-se componentes dq , pode-se converter (2.29) em:

$$\lambda_{dr}^g = L_m i_{ds}^g - \tau_r \frac{d\lambda_{dr}^g}{dt} + \tau_r (\omega_g - \omega_r) \lambda_{qr}^g \quad (3.17)$$

$$\lambda_{qr}^g = L_m i_{qs}^g - \tau_r \frac{d\lambda_{qr}^g}{dt} - \tau_r (\omega_g - \omega_r) \lambda_{dr}^g \quad (3.18)$$

Assumindo-se as condições de regime permanente (derivadas iguais a zero) e considerando-se o eixo- d alinhado com um referencial síncrono qualquer (expoente e), obtem-se:

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + \tau_r \omega_s \lambda_{qr}^e \quad (3.19)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e - \tau_r \omega_s \lambda_{dr}^e \quad (3.20)$$

Resolvendo-se (3.19) - (3.20) para os fluxos em função de ω_s , tem-se:

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m}{1 + \tau_r^2 \omega_s^2} (i_{ds}^e + \tau_r \omega_s i_{qs}^e) \quad (3.21)$$

$$\lambda_{qr}^e = \frac{L_m}{1 + \tau_r^2 \omega_s^2} (i_{qs}^e - \tau_r \omega_s i_{ds}^e) \quad (3.22)$$

3.3.1 Sensibilidade em relação a ω_r

Nesta seção apresenta-se um estudo de sensibilidade dos modelos em relação às variações na velocidade rotórica estimada $\hat{\omega}_r$. Estudo semelhante foi realizado somente para o modelo de tensão de *eixo-d* em [1], quando da avaliação de desempenho da estratégia *MRAC* proposta e que está mostrada na Figura 3.4. Os resultados obtidos aqui, para este modelo, estão de acordo com os apresentados pelos autores do trabalho citado .

Reescrevendo-se (3.21) e (3.22), para os fluxos em função de ω_r , tem-se:

$$\lambda_{dr}^e = \frac{L_m}{1 + \tau_r^2 (\omega_{rf} - \omega_r)^2} [i_{ds}^e + \tau_r (\omega_{rf} - \omega_r) i_{qs}^e] \quad (3.23)$$

$$\lambda_{qr}^e = \frac{L_m}{1 + \tau_r^2 (\omega_{rf} - \omega_r)^2} [i_{qs}^e - \tau_r (\omega_{rf} - \omega_r) i_{ds}^e] \quad (3.24)$$

Portanto, para determinadas condições de fluxo (i_{ds}^e) e de carga (i_{qs}^e), os valores dos fluxos λ_{dr}^e e λ_{qr}^e são obtidos para cada valor de ω_r .

As tensões v_{ds}^e e v_{qs}^e podem ser obtidas a partir das equações (2.13), (2.15) e (2.16). Retirando-se o valor de i_r^g de (2.16) e substituindo-se em (2.15), tem-se:

$$\lambda_s^g = \sigma L_s i_s^g + \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^g \quad (3.25)$$

A substituição de (3.25) em (2.13), produz:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \sigma L_s \frac{d i_s^g}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d \lambda_r^g}{dt} + j \omega_g \sigma L_s i_s^g + j \omega_g \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^g \quad (3.26)$$

Usando-se componentes odq e fazendo-se as derivadas iguais a zero (regime permanente) e depois considerando-se o eixo- d alinhado com um referencial síncrono com o fluxo rotórico, tem-se que:

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e - \omega_r f \left(\sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \right) \quad (3.27)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + \omega_r f \left(\sigma L_s i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \right) \quad (3.28)$$

Observando as equações (3.27-3.28), percebe-se que para a obtenção das tensões de eixos “ d ” e “ q ” é necessário o conhecimento dos fluxos dados em (3.23-3.24), que são função de ω_r . Portanto, para cada valor de ω_r determinam-se os fluxos λ_{dr}^e e λ_{qr}^e e a partir destes valores determinam-se as tensões v_{ds}^e e v_{qs}^e . As equações de fluxo (3.23-3.24) e tensões (3.27-3.28) são suficientes para determinar as demais grandezas (P_a , Q e T_e) em função de ω_r .

A análise de sensibilidade dos modelos em relação a ω_r foi realizada simulando-se as equações de regime permanente da máquina de indução para as seguintes condições de carga: 10% e 100% do valor nominal nas frequências de 5Hz e 60 Hz. Os resultados das análises realizadas estão ilustrados nas Figuras 3.7 a 3.11. Os gráficos foram traçados considerando-se as quantidades y (*valor medido ou calculado*) normalizadas por y^* (*valor do modelo com orientação pelo campo*), em função da velocidade estimada $\hat{\omega}_r$ normalizada em relação a um determinado valor de referência ω_r^* (*valor com orientação pelo campo*). Para a obtenção das quantidades de referência y^* , considerou-se a máquina de indução funcionando em regime permanente e com o valor correto do ganho de escorregamento k_s , garantindo portanto, a condição de orientação pelo campo. O valor em regime de $\hat{\omega}_r/\omega_r^*$, para o qual o controlador converge é dado por $\hat{\omega}_r/\omega_r^* = 1$. Este é o ponto onde a quantidade medida (calculada) é igual a quantidade de referência ($y/y^* = 1$) e naturalmente, o sinal de erro que aciona o controlador adaptativo é igual a zero. Um valor incorreto de $\hat{\omega}_r$ causará a perda da sintonia do controle *IFO*.

A limitação no desempenho de cada modelo é determinada pela capacidade da

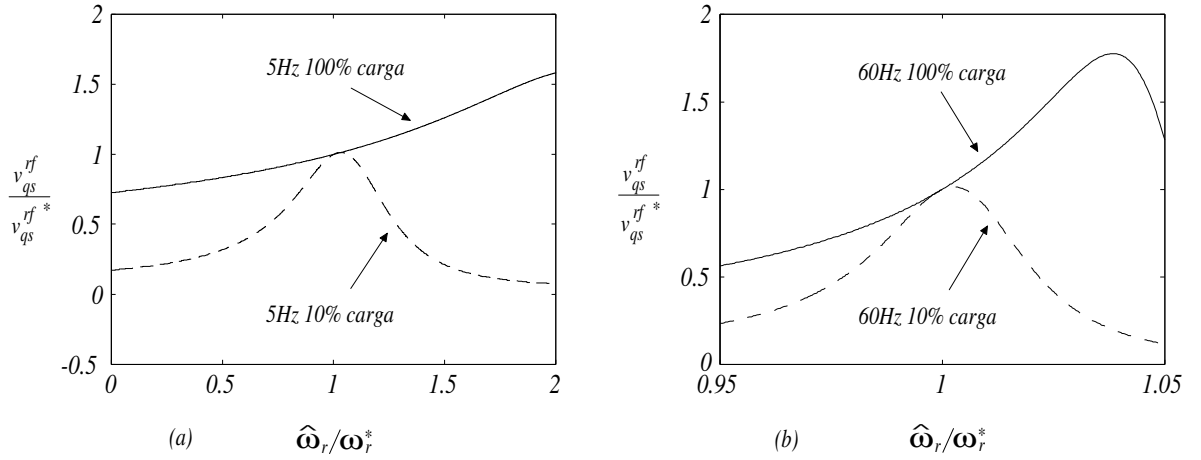


Figura 3.7: Tensão de eixo- q normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) 5 Hz; (b) 60 Hz

estratégia *MRAC* em divergir a quantidade normalizada $\hat{\omega}_r/\omega_r^*$ do valor desejado da *unidade* em determinadas condições de operação. Portanto, quanto maior for o potencial de divergência do *MRAC* para determinado modelo maior será a restrição ao seu uso. Pela análise das figuras, observa-se claramente que o valor desejado $\hat{\omega}_r/\omega_r^* = 1$ é obtido para todos os modelos e em todas as condições de carga e velocidade mostradas. Entretanto, os modelos de tensão de eixo- q (Figura 3.7) e potência reativa (Figura 3.8) apresentam instabilidade sob a condição de baixa carga, independentemente da velocidade. Isto deve-se às curvas normalizadas da tensão de eixo- q e/ou potência reativa possuírem inclinações com sinais diferentes em torno do ponto de operação ideal $\hat{\omega}_r/\omega_r^* = 1$. Este problema pode ser melhor entendido se for considerado, por exemplo, que houve a perda de sintonia do *FOC* em 10% da carga de tal forma que $\hat{\omega}_r/\omega_r^* < 1$. Isto significa que o valor de referência é maior que o valor estimado. As Figuras 3.7 e 3.8 mostram que, para esta situação, $v_{qs}^{rf}/v_{qs}^{rf*} < 1$ e $Q/Q^* < 1$, respectivamente. Portanto, os valores de referência dos modelos são maiores que os valores medidos (calculados). De acordo com a estratégia mostrada na Figura 3.4 o sinal de erro será positivo e aumentará o valor de $\hat{\omega}_r/\omega_r^*$ em direção a unidade como desejado. No entanto, se a falta de sintonia for tal que $\hat{\omega}_r/\omega_r^* > 1$, o erro continuará sendo positivo e o valor normalizado da velocidade estimada continuará aumentando e se distanciará cada vez mais

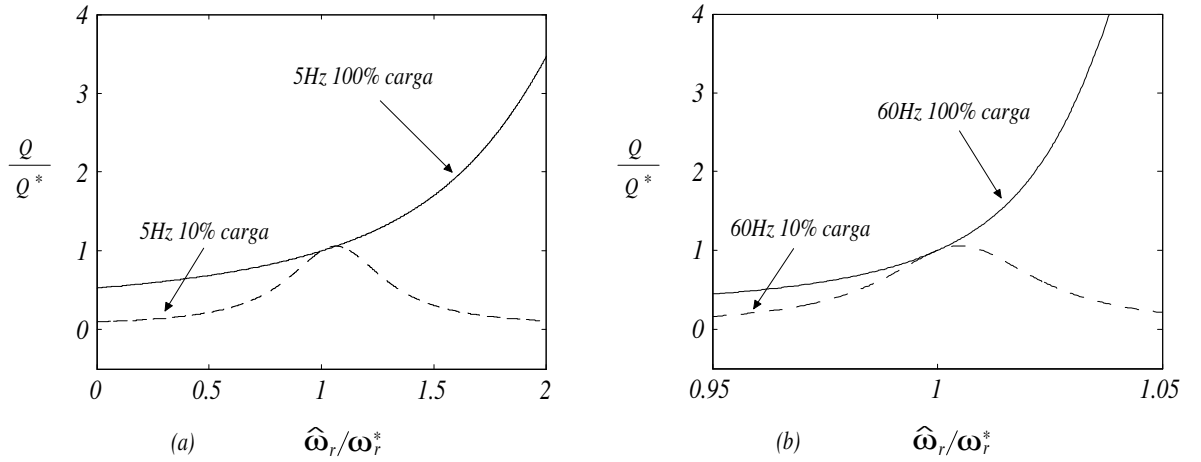


Figura 3.8: Potência reativa normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$

do valor desejado da unidade caracterizando, portanto, a instabilidade destes modelos para esta condição de carga. Para a condição de carga nominal, o modelo de tensão de *eixo-q* (Figura 3.7b) apresenta problema de divergência do controlador. Em dois pontos diferentes tem-se $v_{qs}^r/v_{qs}^{r*} = 1$, indicando a possibilidade de convergência para um valor incorreto de $\hat{\omega}_r$, embora isto não esteja mostrado de forma clara nesta figura.

Os valores máximos e mínimos das curvas indicam os limites de estabilidade, a partir dos quais o controlador pode divergir devido as curvas mudarem o sinal de suas inclinações. As regiões limitadas por estes pontos são as regiões de estabilidade (*convergência*) do controlador. Estas regiões estão mostradas de forma clara nos gráficos dos modelos de tensão de *eixo-d* (Figura 3.9), de conjugado (Figura 3.10) e de potência ativa (Figura 3.11), para a condição de 10% da carga. Estes dois últimos modelos apresentam desempenhos semelhantes e o controlador *MRAC* pode divergir caso os limites de estabilidade mostrados sejam alcançados. Estes pontos poderiam ser atingidos se, por exemplo, o valor da resistência rotórica variasse bruscamente ou se houvesse variações bruscas na velocidade rotórica. Estudos por simulação mostraram que para todos os modelos avaliados, a menor variação no valor da resistência rotórica em relação ao valor nominal da máquina que teoricamente é capaz de levar o controlador *MRAC* a operar no limite de estabilidade foi de aproximadamente 60% com a utilização do

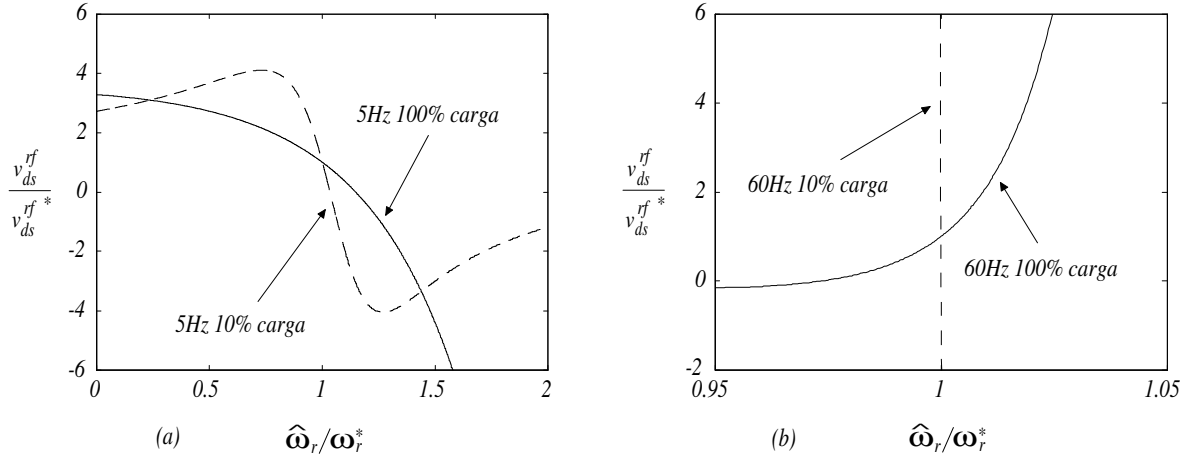


Figura 3.9: Tensão de eixo- d normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) 5 Hz; (b) 60 Hz

modelo de conjugado para a condição de operação com carga nominal em 60 Hz (Figura 3.10b). No entanto, este percentual dificilmente poderá ocorrer em aplicações práticas. Além disso, variações no valor da resistência rotórica ocorrem de acordo com a dinâmica da temperatura, que é lenta em relação à dinâmica do MRAC. Portanto, estas variações podem ser facilmente compensadas pela estratégia adaptativa não se constituindo em um problema severo de controle. Diferentemente, variações bruscas na velocidade podem causar a divergência do controlador. O MRAC, tendo uma resposta no tempo relativamente lenta, poderia não estimar o valor de ω_r rápido o suficiente para evitar a divergência. Entretanto, a dinâmica do sistema mecânico é lenta e o MRAC foi projetado para ter uma dinâmica da mesma ordem deste sistema. Devido a isto a convergência do MRAC é facilitada.

A inclinação dos gráficos das quantidades medidas (calculadas) normalizadas (y/y^*), é proporcional à sensibilidade à falta de sintonia dos modelos. Quanto maior for a inclinação da curva, maior será a sensibilidade do MRAC à falta de sintonia. Considerando-se esta inclinação como ferramenta de análise, pode-se perceber que o modelo de tensão de eixo- d (Figura 3.9) apresenta a maior sensibilidade a falta de sintonia dentre todos os modelos, independentemente do valor de carga e/ou velocidade considerada. O grau de sensibilidade deste modelo em função das condições de operação, ordenado do

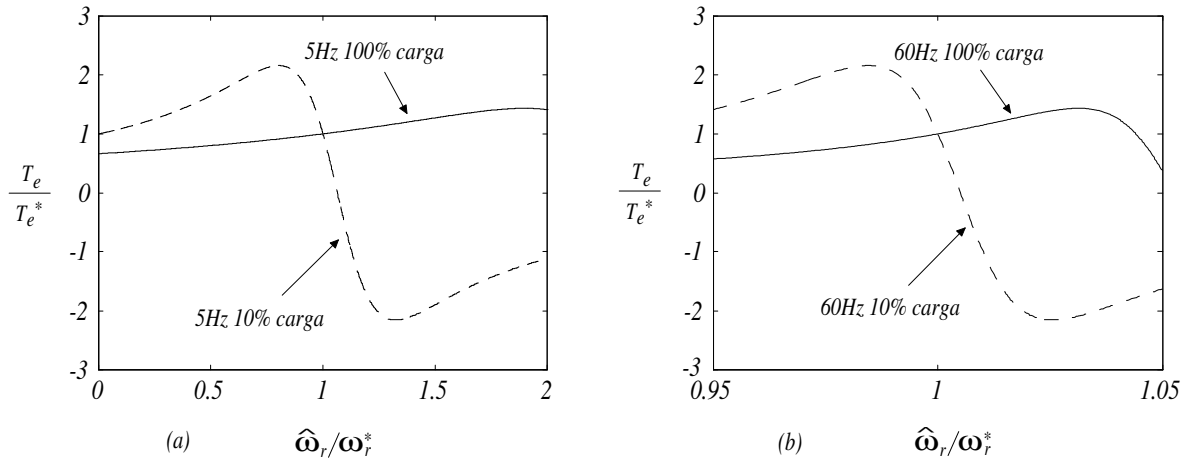


Figura 3.10: Conjugado normalizado \times velocidade rotórica normalizada: (a) 5 Hz; (b) 60 Hz

maior para o menor é: 60 Hz, 10% de carga; 60 Hz, 100% de carga; 5 Hz, 10% de carga e 5 Hz, 100% de carga. Para a condição de baixa velocidade e carga (5 Hz, 10% de carga), este modelo pode divergir para variações bruscas em ω_r com valor superior a 25% em relação ao valor de referência ω_r^* .

Todos os modelos analisados apresentam limitações sob determinadas condições de operação. Nenhum deles resolverá totalmente o problema de falta de sintonia para todas as condições de operação. O modelo de tensão de *eixo-d* é o que apresenta as maiores vantagens e as menores limitações. Este modelo apresenta alta sensibilidade à falta de sintonia, inclusive com pequenas cargas. Estas características proporcionam uma convergência rápida e precisa do esquema adaptativo, principalmente em altas velocidades e baixas cargas onde o modelo tem a maior sensibilidade à falta de sintonia da estratégia de controle com orientação pelo campo.

Todos os esquemas necessitam do conhecimento de pelo menos uma das indutâncias da máquina para a formulação do modelo de referência e, com exceção do modelo de tensão de *eixo-q*, todos necessitam da estimação de σL_s . Um modelo para a estimação de σL_s será apresentado mais adiante.

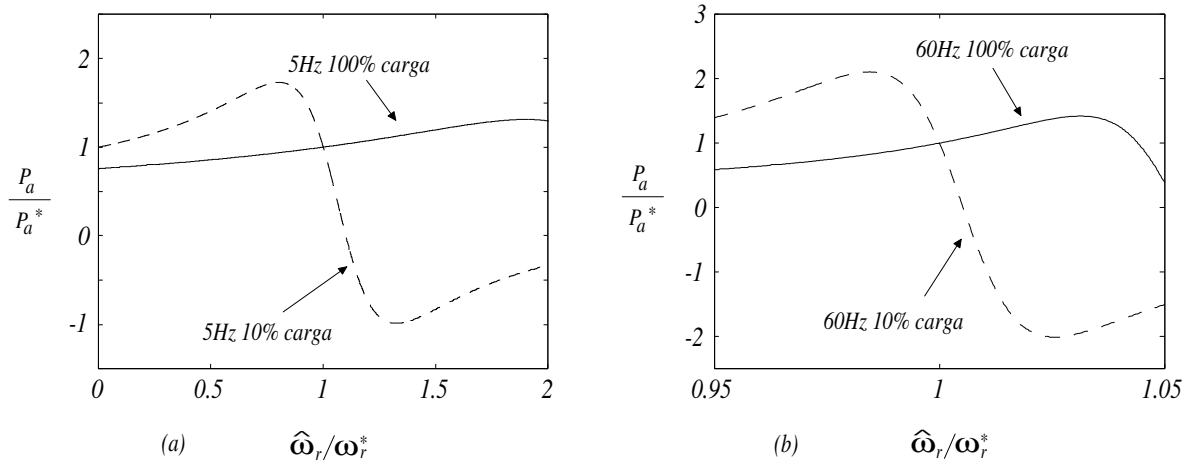


Figura 3.11: Potência ativa normalizada \times velocidade rotórica normalizada: (a) 5Hz; (b) 60Hz

3.3.2 Sensibilidade em relação a ω_{rf}

A análise de sensibilidade dos modelos de referência y^* às variações na velocidade angular elétrica síncrona da máquina ω_{rf} é de fundamental importância para a escolha do modelo adequado a ser utilizado na técnica proposta neste trabalho. Como citado anteriormente, a técnica adaptativa proposta (veja Figura 3.6) é utilizada para estimar diretamente a frequência do vetor de fluxo rotórico, eliminando, portanto, a necessidade do uso de sensores eletromecânicos e apresentando independência em relação às variações na constante de tempo rotórica τ_r . Nesta análise, os gráficos foram determinados mantendo-se as mesmas condições de operação anteriores. As equações de fluxo (3.23) e (3.24) e tensões (3.27-3.28) foram novamente utilizadas para determinar as grandezas P_a , Q e T_e , em função de ω_{rf} .

Conclusões semelhantes, principalmente em altas velocidades, podem ser tiradas para esta seção. Portanto, devido à semelhança nos resultados em termos de desempenho, são apresentados somente os modelos de tensão de *eixo-q*, potência reativa e de tensão de *eixos-d*. Estes resultados são apresentados nas Figuras 3.12 a 3.14. Observando-se as figuras pode-se perceber que os modelos de tensão de *eixo-q* (Figura 3.12) e de potência reativa (Figura 3.13) apresentam os mesmos problemas de insta-

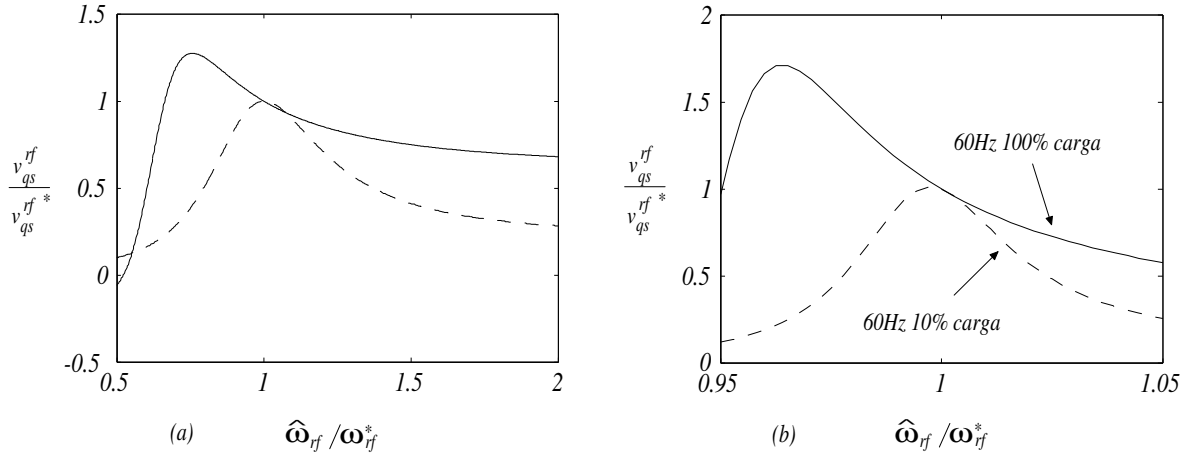


Figura 3.12: Tensão de eixo- q normalizada \times velocidade angular elétrica síncrona normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$

bilidade e de divergência e que o modelo de tensão de eixo- d (Figura 3.14) é o que apresenta a maior sensibilidade à falta de sintonia do controle com orientação pelo campo. As regiões de estabilidade dos modelos para variações em ω_{rf} são praticamente as mesmas determinadas no ítem 3.3.1 (compare as Figuras 3.7, 3.8 e 3.9 com as Figuras 3.12, 3.13 e 3.14, respectivamente). A aparente alta sensibilidade do modelo à falta de sintonia do *FOC*, para a condição de baixa velocidade e alta carga (veja Figura 3.14a) é devido aos baixos valores da tensão de eixo- d (*próximo de zero*), para esta condição de velocidade e carga. Esta condição de operação, portanto, requer um melhor sistema de aquisição e processamento de sinais.

Dos estudos realizados na seção anterior pode-se concluir que o controlador *MRAC* poderia divergir caso variações bruscas na constante de tempo rotórica e/ou na velocidade rotórica ocorressem. No entanto, em aplicações práticas, as dinâmicas da temperatura e do sistema mecânico da máquina de indução, por serem lentas, não permitem que estas variações ocorram com rapidez suficiente para causar a divergência da estratégia de controle adaptativa de estimação de ω_r (veja a Figura 3.4). As mesmas conclusões podem ser feitas em relação à variações na constante de tempo rotórica para este caso. No entanto, variações bruscas na carga podem causar a divergência da estratégia adaptativa proposta com maior facilidade se comparada à estratégia adap-

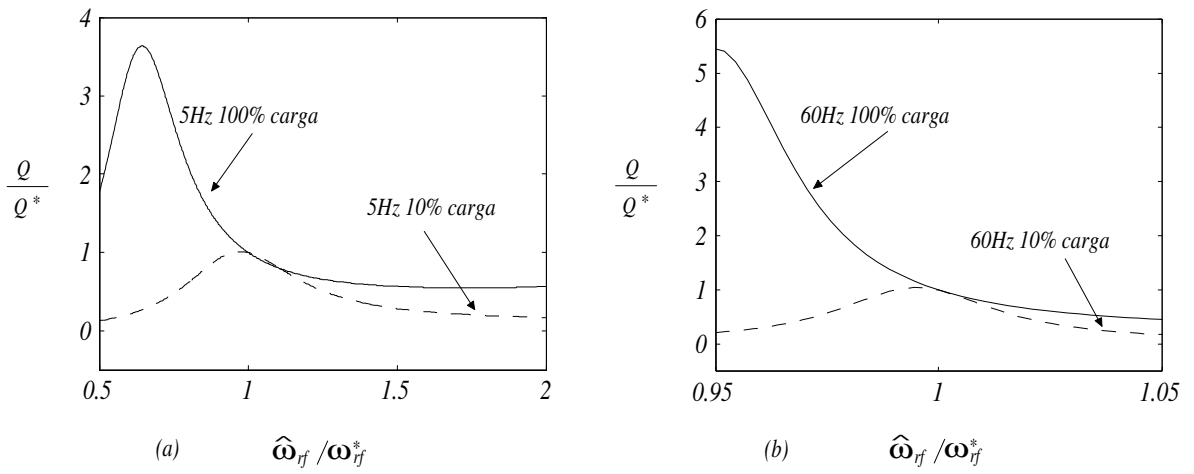


Figura 3.13: Potência reativa normalizada \times velocidade angular elétrica síncrona normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$

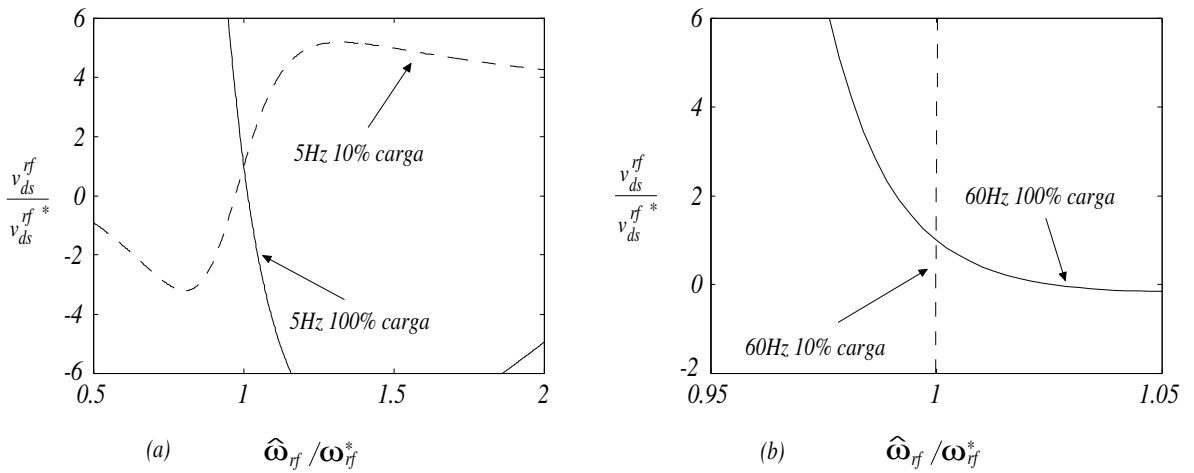


Figura 3.14: Tensão de eixo- d normalizada \times velocidade angular elétrica síncrona normalizada: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$

tativa anterior (estimação de ω_r). Isto é devido a ω_{rf} variar com a dinâmica da parte elétrica da máquina e que é rápida se comparada à dinâmica do *MRAC*, dificultando, portanto, a sua convergência. Esta é a principal desvantagem desta técnica em relação à apresentada em [1].

A conclusão desta seção é que o modelo de tensão de *eixo-d* é o mais sensível às variações em ω_{rf} e portanto o mais indicado para ser utilizado com a estratégia adaptativa proposta.

3.4 Sensibilidade Paramétrica

As estratégias *MRAC* apresentadas neste trabalho foram avaliadas quanto à sensibilidade em relação às variações em ω_r e ω_{rf} . No entanto, incertezas paramétricas também podem comprometer o desempenho dos controladores. Por isso, os modelos de referência foram avaliados com relação à robustez em regime permanente e dinâmico a erros nos parâmetros dos quais apresentam dependência. Neste estudo, os modelos foram avaliados em relação às variações nos seguintes parâmetros: r_s e σL_s . A avaliação foi feita considerando-se uma variação de $\pm 30\%$ no valor nominal dos parâmetros do modelo de referência sob as seguintes condições de operação: 10%, 30%, 60% e 100% do valor nominal de carga, com fluxo nominal e nas frequências de 5Hz e 60Hz.

3.4.1 Análise de regime permanente

Variações nos parâmetros da máquina de indução devido, por exemplo, a temperatura (*resistências*) e saturação (*indutâncias*) podem afetar o desempenho dos controladores adaptativos uma vez que os modelos de referência $y^*(t)$ são funções destas quantidades. Desta forma, uma análise de regime permanente foi realizada para que fosse possível avaliar o quanto estas incertezas paramétricas afetam os modelos. As sensibilidades paramétricas dos modelos de tensão de *eixo-q* e potência reativa não são avaliadas em virtude destes modelos apresentarem instabilidade em operações com pequenas cargas, sendo recomendados apenas em aplicações que utilizem cargas próximas a nominal. O

modelo de conjugado também não é avaliado em relação à sensibilidade paramétrica por não ser considerado prático, conforme já mencionado. Portanto, somente os modelos de tensão de *eixo-d* e de potência ativa são estudados neste trabalho. Os resultados deste estudo estão mostrados nas Figuras 3.15 a 3.18. Os gráficos foram traçados considerando-se as quantidades y (medida ou calculada), normalizada por y^* (valor do modelo com orientação pelo campo para determinada condição de carga), em função do parâmetro da máquina (r_s e/ou σL_s), normalizado em relação ao valor nominal deste parâmetro. O subscrito “o” que aparece nas figuras desta seção é usado para indicar o valor nominal do parâmetro da máquina. Os resultados obtidos para o modelo de tensão de *eixo-d* estão de acordo com aqueles apresentados em [53], [54].

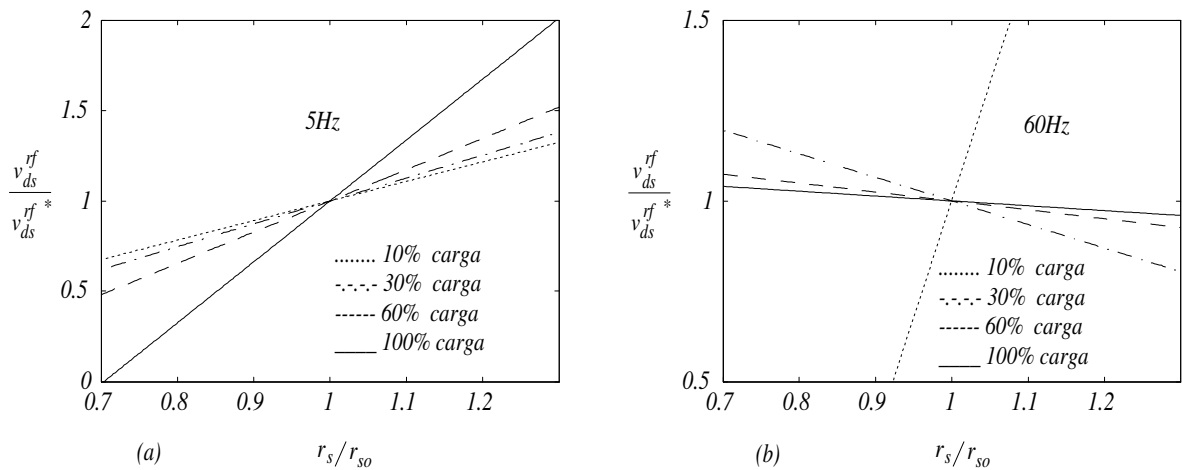


Figura 3.15: Sensibilidade do modelo de tensão de eixo- d à Δr_s : (a) 5Hz; (b) 60Hz

A Figura 3.15 mostra a sensibilidade do modelo de tensão de *eixo-d* às variações no valor de r_s (*sensibilidade de v_{ds}^{rf*} à Δr_s*), para diferentes valores de carga e velocidade. A sensibilidade deste modelo à Δr_s é pequena quando ambas, velocidade e carga, são altas. Entretanto, ela aumenta quando a velocidade e/ou a carga são reduzidas. Como exemplo, em 60Hz, para uma variação de 30% em r_s , a tensão de *eixo-d* varia de 19% com 30% da carga e de 7% com 60% da carga. Entretanto, em 5Hz, esta tensão varia de 38% e 51% para as mesmas condições de carga, respectivamente. Nota-se ainda nesta figura, que em alta velocidade a sensibilidade aumenta com a diminuição

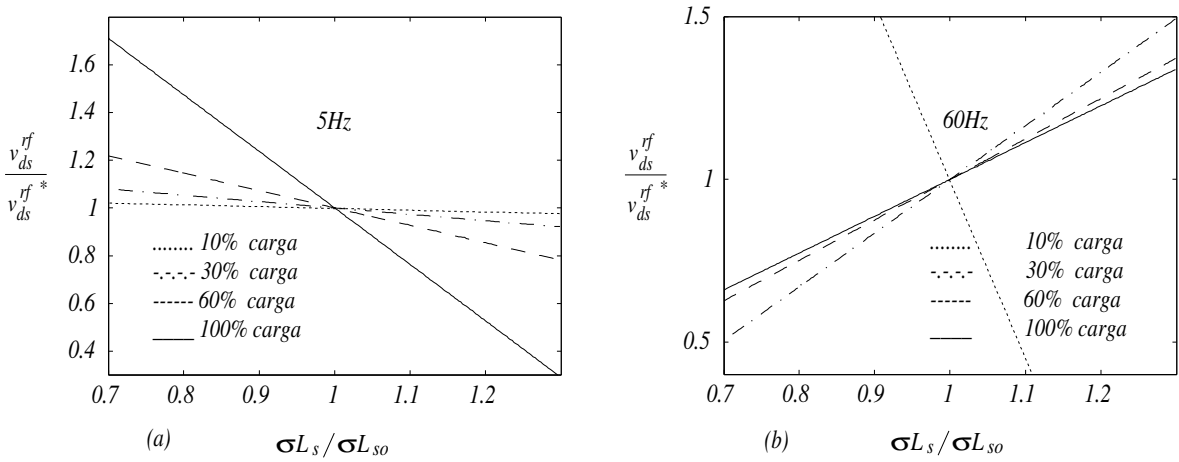


Figura 3.16: Sensibilidade do modelo de tensão de eixo- d à $\Delta(\sigma L_s)$: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$

da carga, tornando-se alta sob a condição de baixa carga. No entanto, o alto grau de sensibilidade mostrado para a condição de 10% de carga deve-se ao baixo valor da tensão de *eixo-d* para esta condição de operação. Isto faz com que pequenas variações no valor da resistência estática cause grandes variações percentuais no valor desta tensão, como mostrado na figura.

A Figura 3.16 mostra a sensibilidade do modelo de tensão de *eixo-d* à variações em σL_s . Para condição de baixa carga, a sensibilidade do modelo aumenta com o aumento da velocidade. Diferentemente, para a condição de carga nominal, a sensibilidade diminui com o aumento da velocidade. As menores Δv_{ds}^{rf} ocorrem em condições de baixas velocidades e cargas, e as maiores variações ocorrem para condições de altas velocidades e baixas cargas. Uma variação de 10% em σL_s , em $60Hz$, gera uma variação na tensão de *eixo-d* de 11% com carga nominal e de 16% com 30% da carga. Isto demonstra que este modelo é bastante sensível às variações em σL_s . Semelhantemente ao caso anterior, o alto grau de sensibilidade para a condição de operação de $60Hz$ e 10% de carga deve-se ao baixo valor da tensão de *eixo-d* para esta condição de operação.

A Figura 3.17 mostra o estudo da sensibilidade do modelo de potência ativa em relação às variações em r_s . Desta figura, nota-se que a sensibilidade diminui à medida que a velocidade aumenta ou a carga diminui, exceto para a condição de 10% de carga,

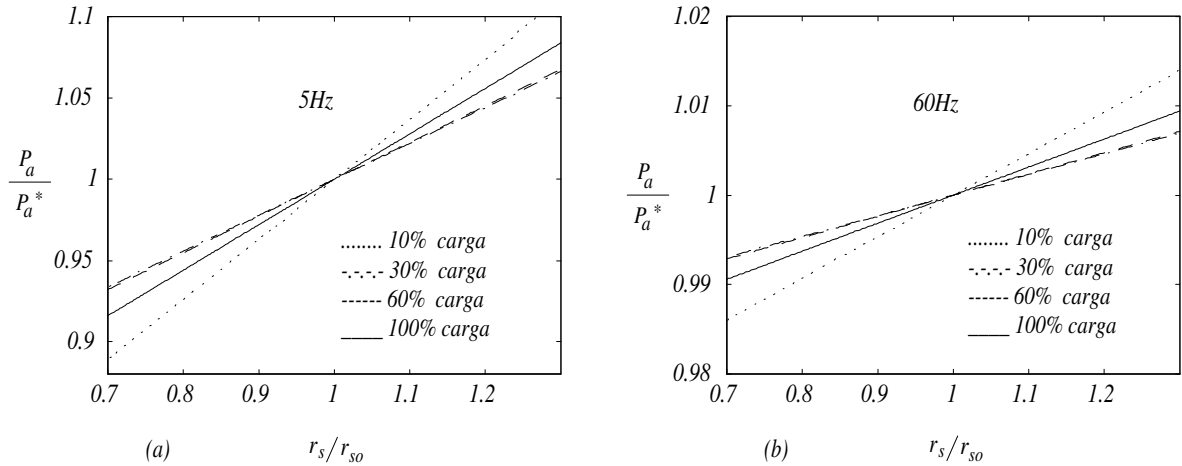


Figura 3.17: Sensibilidade do modelo de potência ativa à Δr_s : (a) 5Hz; (b) 60Hz

ou quando ambas as situações ocorrem. A sensibilidade para a condição de 10% de carga apresenta um comportamento contraditório diante da tendência da sensibilidade em relação aos demais valores de carga, devido aos baixos valores da potência ativa para esta condição de operação, tal e qual acontece para o modelo de tensão de *eixo-d* para um dado Δr_s . Este modelo não apresentou sensibilidade em relação às variações em L_s e/ou σL_s , conforme mostrado da Figura 3.18. Isto era de se esperar uma vez que a potência ativa elétrica da máquina está presente somente nos parâmetros resistivos.

3.4.2 Análise dinâmica

Erros na estimação dos parâmetros utilizados nos modelos de referência em relação aos valores reais da máquina podem causar a divergência do controlador *MRAC*, conforme mencionado anteriormente. Portanto, uma análise transitória será realizada nesta seção para estudar como estes erros afetam o desempenho do controlador, sob diferentes condições de carga e velocidade. No entanto, durante este estudo, o modelo de tensão de *eixo-d* apresentou os melhores resultados. Sendo assim, na análise transitória realizada utiliza-se somente este modelo. Esta análise mostra a evolução no tempo da quantidade estimada $\omega_{r,f}$ para determinada condição de carga e velocidade, devido a variações nos parâmetros r_s e σL_s . As variações foram feitas no modelo de referência e servem

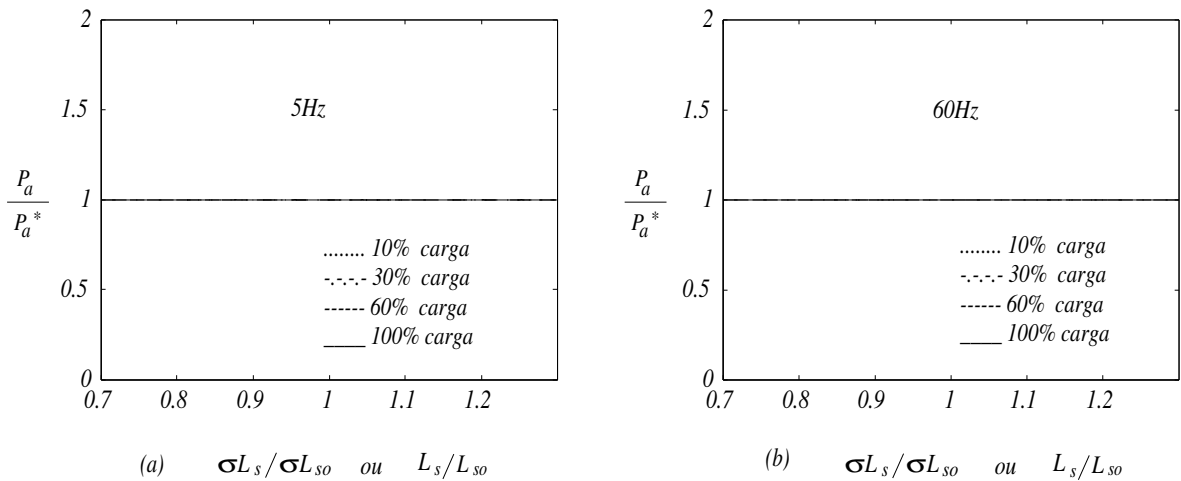


Figura 3.18: Sensibilidade do modelo de potência ativa à ΔL_s e/ou $\Delta(\sigma L_s)$: (a) $5Hz$; (b) $60Hz$

para simular variações que efetivamente ocorrem nos parâmetros da máquina. Os parâmetros do controlador *PI* (veja Figura 3.6) empregado no controlador adaptativo foram ajustados para cada condição de operação analisada e a estratégia de controle com orientação pelo campo utiliza um laço externo de velocidade para mantê-la nos diferentes valores mostrados nas figuras.

As Figuras 3.19 e 3.20 mostram o desempenho dinâmico do modelo de tensão de eixo-*d* sob as seguintes condições: 10% e 100% do valor nominal, nas frequências de $5Hz$ e $60Hz$. Na análise, considera-se que o *FOC* está corretamente sintonizado no intervalo $0s \leq t \leq 2s$ e o *MRAC* foi acionado em $t = 1s$. Em $t = 2s$, os parâmetros r_s e σL_s foram variados de 30% em relação aos valores reais da máquina.

Analisando estas figuras, observa-se claramente que o efeito devido às variações em r_s diminui com o aumento da velocidade, tornando-se desprezível em altas velocidades, principalmente com baixas cargas. Entretanto, ele é mais pronunciado em baixa velocidade, principalmente com carga nominal, devido a queda de tensão na resistência estatórica representar um valor significativo nesta condição de operação [9],[10]. O efeito pronunciado das variações na resistência estatórica em baixas velocidades também está mostrado de forma clara na Figura 3.15. Observa-se, nesta figura, que uma variação de

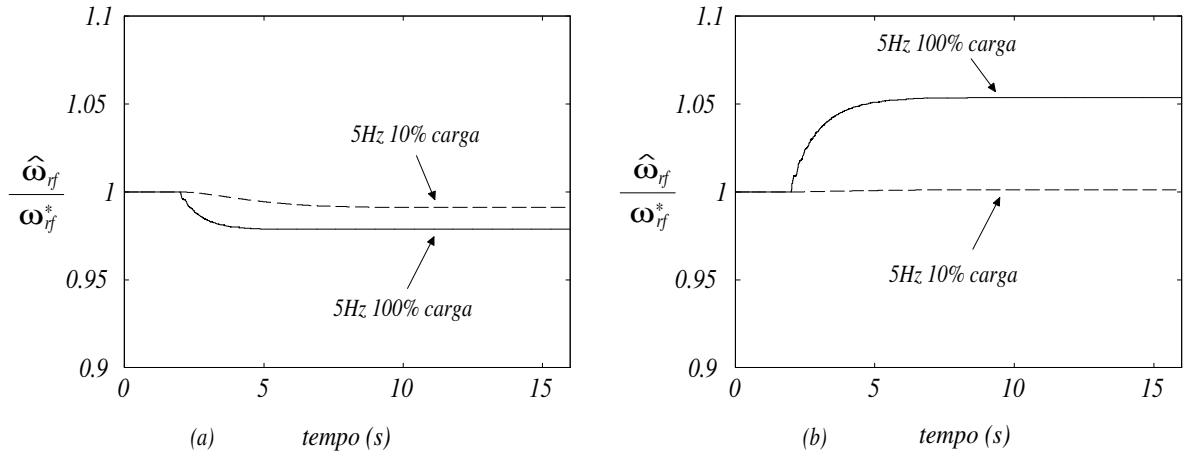


Figura 3.19: Desempenho dinâmico do *MRAC* para variações nos parâmetros do modelo de referência: (a) $\hat{r}_s = 0.7r_s$ em $t = 2s$; (b) $\hat{\sigma}L_s = 0.7\sigma L_s$ em $t = 2s$.

30% em r_s causa uma variação de aproximadamente 100% em v_{ds}^{rf} para a condição de operação com carga nominal em 5Hz. No entanto, esta mesma variação em r_s causa somente uma variação de aproximadamente 2% em ω_{rf} , como mostrado na Figura 3.19. Este resultado, aparentemente contraditório, é devido ao modelo de tensão de *eixo-d* ser o mais sensível à $\Delta\omega_{rf}$, conforme já mencionado na seção 3.3.2. Portanto, pequenas variações em ω_{rf} são suficientes para corrigir os erros causados devido à Δr_s .

Semelhantemente ao caso anterior (variações em r_s), o efeito da variação em σL_s diminui com o aumento da velocidade tornando-se, neste caso, desprezível em altas velocidades e baixa carga em virtude da grande sensibilidade deste modelo a esta condição de operação (veja Figura 3.14b). Este resultado é aparentemente contraditório quando se observa a equação (3.3). Através desta equação, percebe-se que o efeito das variações em σL_s é mais pronunciado em altas frequências. Porém, nestas frequências, variações em $v_{ds}^{rf*} / v_{ds}^{rf}$ (causadas por erros em quaisquer parâmetros) tem pouca influência no valor da frequência estimada em virtude da alta sensibilidade do modelo de tensão de *eixo-d* para esta condição, conforme mostrado na Figura 3.14b. Logo, a sensibilidade à falta de sintonia tem maior influência na convergência do *MRAC* que as variações em r_s e σL_s [1].

Os erros em $\hat{\omega}_{rf}$ nos piores casos acontecem para variações em r_s para a condição de

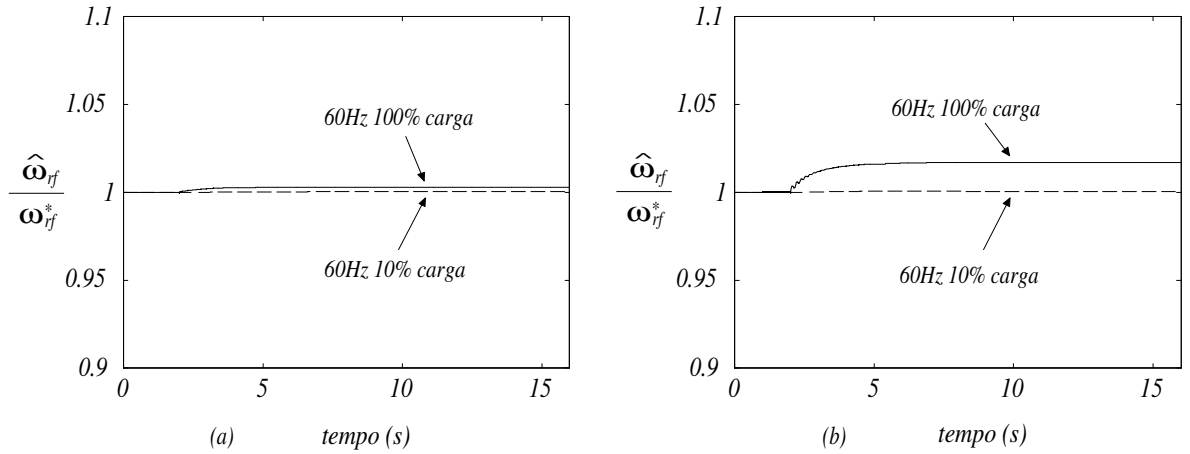


Figura 3.20: Desempenho dinâmico do *MRAC* para variações nos parâmetros do modelo de referência: (a) $\hat{r}_s = 0.7r_s$ em $t = 2s$; (b) $\widehat{\sigma L}_s = 0.7\sigma L_s$ em $t = 2s$.

operação de $5Hz$ e 100% de carga e para variações em σL_s para a condição de $5Hz$ e 100% de carga. A Figura 3.19 mostra esta situação. Nela, observa-se erros aproximados de 2% e 5.5% para variações em r_s e σL_s , respectivamente. Para a frequência de $60Hz$, sob as mesmas condições de operação (veja Figura 3.20), estes erros são reduzidos para aproximadamente 0.3% e 2% . Portanto, se os erros nos parâmetros usados no modelo de referência tem precisão em torno de 5% , pode-se concluir que a estratégia *MRAC* proposta é robusta em relação às variações em r_s e σL_s em velocidades um pouco acima de $5Hz$, e se o *MRAC* é suposto para trabalhar nesta velocidade, é necessário realizar algum tipo de correção nos parâmetros usados em v_{ds}^{rf*} . Entretanto, os melhores resultados foram obtidos através de simulações a partir da frequência de $10Hz$. Uma técnica para compensar os efeitos adversos da resistência do estator no controle com orientação pelo campo é apresentado em [55]. Nesta técnica, é realizada uma mudança de referencial para eliminar o efeito de r_s no modelo de tensão de *eixo-d*, tornando-o dependente somente de σL_s , e em [22],[23] são apresentados modelos para estimação dos parâmetros básicos da máquina de indução dentre os quais, r_s e σL_s .

Baseado em todos os resultados obtidos na seção 3.3 pode-se concluir que o modelo de tensão de *eixo-d* é o mais recomendado para ser usado como modelo de referência quando se pretende utilizar controladores adaptativos do tipo modelo de referência.

A sua principal desvantagem é a dependência em relação à resistência estatórica r_s , principalmente em baixas velocidades com carga nominal onde o efeito da queda de tensão nesta resistência é mais pronunciado [9],[10]. No entanto, técnicas simples de adaptação para variações em r_s podem ser facilmente encontradas na literatura especializada. A máxima variação em $\hat{\omega}_{rf}$ é de 5.5% e ocorre, neste modelo, para uma variação de 30% em σL_s . Entretanto, em [19],[56] é mostrado que σL_s pode ser sempre estimado com boa precisão. Na próxima seção será apresentada uma metodologia para a estimação de r_s e σL_s que serão utilizados para a atualização do modelo de referência do *MRAC* e também na sintonia dos controladores de corrente.

3.5 Estimação de Parâmetros

Baseado na análise anterior, observa-se que para a utilização do modelo de tensão de *eixo-d* faz-se necessário o conhecimento do valor de r_s em condições de baixa velocidade e de σL_s em condições de altas cargas. Sob estas condições é que se observa a maior influência das incertezas paramétricas no desempenho do *MRAC*. Portanto, estes parâmetros devem ser estimados o mais preciso possível para que o *MRAC* apresente a operação desejada. Este trabalho usa o modelo em regime permanente da máquina para estimar r'_s e σL_s . A principal característica da técnica proposta é a possibilidade de estimar os parâmetros pelo uso de um sinal quase senoidal, e sem o conhecimento da velocidade da máquina. Esta última característica é uma vantagem em relação ao padrão dos autores [22]. Também, não é necessário injetar qualquer nível *cc* para estimar a resistência do estator. Os resultados de simulação e experimentais obtidos na estimação destes, e de outros parâmetros da máquina de indução são apresentados em [57].

A impedância de entrada (Z_{in}) de uma máquina de indução, em regime permanente, é dada por:

$$Z_{in} = \left[r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{\omega}{\omega - \omega_r} \right] + j\omega \left[\sigma L_s + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2} \right] \quad (3.29)$$

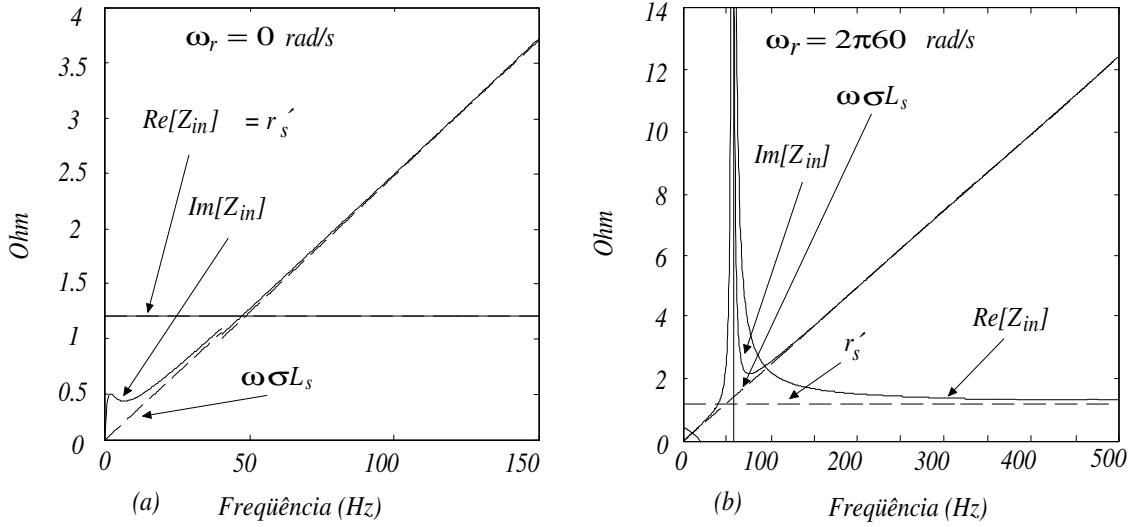


Figura 3.21: *FRF* da impedância de entrada Z_{in} : (a) $\omega_r = 0 \text{ rad/s}$; (b) $\omega_r = 2\pi 60 \text{ rad/s}$.

Pela análise de (3.29) é possível escolher um modelo que pode ser adequadamente usado para estimação paramétrica sob certas condições. A Figura 3.21 mostra a *FRF* das partes real e imaginária de Z_{in} para uma máquina de indução de $3Hp$, em duas condições de velocidade: 0 rad/s e $2\pi 60 \text{ rad/s}$. Os parâmetros desta máquina estão mostrados na Tabela 2.1. Esta mesma máquina é usada nos resultados de simulação. As seguintes conclusões podem ser feitas:

a) em $\omega_r = 0 \text{ rad/s}$ (Figura 3.21 a):

- $Re[Z_{in}] = r'_s = r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}$, independentemente da frequência;
- $Im[Z_{in}] \cong \omega \sigma L_s$ para frequências acima de 50 Hz .

b) em $\omega_r = 2\pi 60 \text{ rad/s}$ (Figura 3.21 b):

- $Re[Z_{in}] \cong r'_s$ para frequências acima de 300 Hz ;
- $Im[Z_{in}] \cong \omega \sigma L_s$ para frequências acima de 150 Hz .

Então, se a frequência é alta quando comparada a ω_r , o modelo da máquina pode ser representado por (3.30). Entretanto, se a frequência é muito alta tal que $\text{Im}[Zin]$ torna-se a parte dominante o modelo pode ser aproximado por $j\omega\sigma L_s$.

$$Zin \cong \left[r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right] + j\omega\sigma L_s = r'_s + j\omega\sigma L_s \quad (3.30)$$

De acordo com estas conclusões é possível determinar um modelo em regime para estimar r'_s e σL_s baseado em (3.30). Entretanto, para estimar estes parâmetros usando o algoritmo dos mínimos quadrados (LS) [58] é necessário que este modelo seja escrito na forma de uma regressão linear:

$$y(t) = \Gamma(t)\theta \quad (3.31)$$

onde $y(t)$, $\Gamma(t)$ e θ são o vetor de predição, a matriz de regressão e o vetor paramétrico, respectivamente.

Considerando-se a aproximação (3.30) válida, o modelo em regime permanente da máquina de indução fica como mostrado na Figura 3.22.

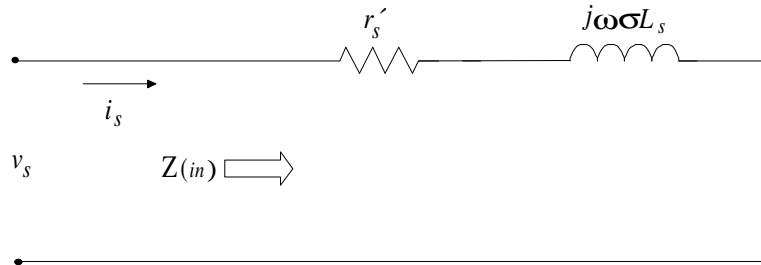


Figura 3.22: Modelo da máquina de indução em altas frequências

A partir desta figura, tem-se:

$$v_s = r'_s i_s + j\omega\sigma L_s i_s \quad (3.32)$$

Usando-se componentes dq , pode-se converter (3.32) em:

$$v_{ds} = r'_s \dot{i}_{ds} - \omega \sigma L_s \dot{i}_{qs} \quad (3.33)$$

$$v_{qs} = r'_s \dot{i}_{qs} + \omega \sigma L_s \dot{i}_{ds} \quad (3.34)$$

Reescrevendo (3.33-3.34) na forma de uma regressão linear, tem-se:

$$y(t) = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix}^T$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} & -\omega \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{qs} & \omega \dot{i}_{ds} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r'_s & \sigma L_s \end{bmatrix}^T$$

Este modelo pode ser usado para estimar r'_s e σL_s nos seguintes casos:

a) em $\omega_r = 0 \text{ rad/s}$ pela aplicação de um sinal senoidal à máquina, sendo a potência dele suficientemente pequena tal que a máquina permaneça parada e a sua frequência deve estar em uma faixa tal que a aproximação (3.30) seja válida;

b) Em baixa $\omega_r (\leq 2\pi 5 \text{ rad/s})$ pela sobreposição de um sinal senoidal em 60 Hz a excitação fundamental;

c) Pela injeção de um sinal de alta frequência quando a máquina estiver em velocidades altas. Neste caso, somente σL_s poderá ser estimada. Porém, nesta velocidade não há a necessidade do conhecimento preciso de r_s para efeito do desempenho do *MRAC*.

3.6 Resultados de Simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de estudos por simulação das estratégias de estimação e *MRAC* aplicadas à máquina de indução. Neste estudo, é avaliado o

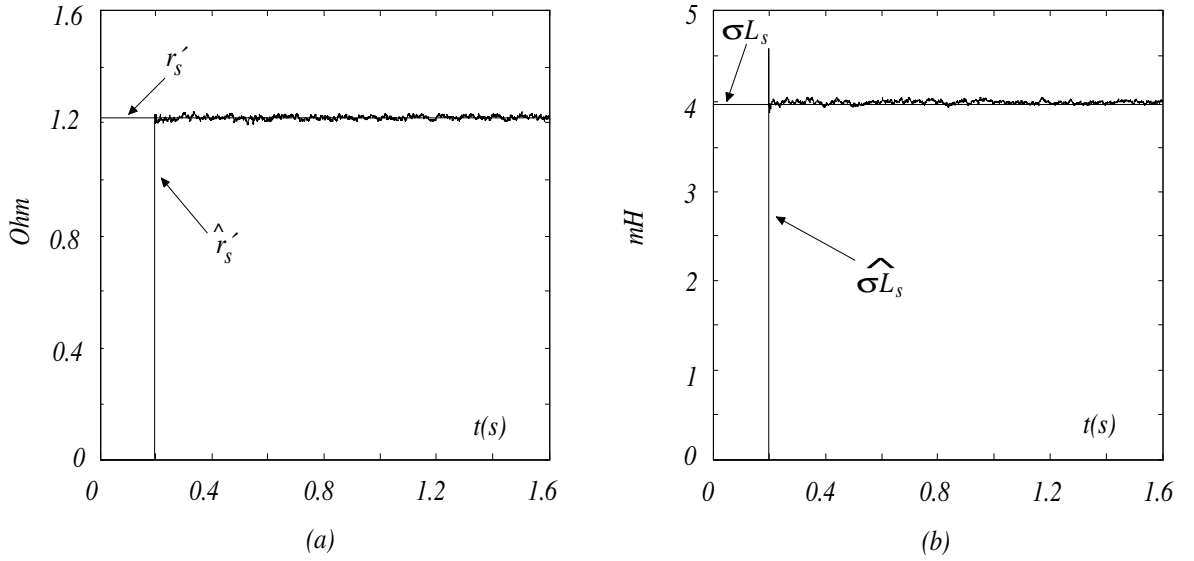
desempenho da estratégia *MRAC* proposta, assim como do modelo para a estimação dos parâmetros da máquina (r'_s e σL_s). A estimação destes parâmetros servirá para a atualização do modelo de referência (tensão de eixo-*d*) utilizado no *MRAC* e também na sintonia dos controladores de corrente, conforme já mencionado.

3.6.1 Estimação de Parâmetros

O modelo de estimação proposto, e que será utilizado na estratégia de controle adaptativa que tem o objetivo de manter a sintonia do controle com orientação pelo campo, foi estudado previamente pela simulação digital onde considera-se que as medidas foram corrompidas pela adição de um termo de ruído branco para simular a presença de um ruído. Os ruídos foram distribuídos como $[-r_v \max(v_{ds}^s, v_{qs}^s), r_v \max(v_{ds}^s, v_{qs}^s)]$ para as tensões e de forma semelhante como $[-r_i \max(i_{ds}^s, i_{qs}^s), r_i \max(i_{ds}^s, i_{qs}^s)]$ para as correntes. Os valores de $r_v = 0,05$ e $r_i = 0,1$ foram escolhidos para relativamente representar a grande contribuição do ruído. Os parâmetros obtidos através dos procedimentos clássicos para a máquina de 3 hp (veja Tabela 2.1), isto é, teste de rotor bloqueado e a vazio são apresentados nas Figuras 3.23 e 3.24 juntamente com os parâmetros estimados.

A Figura 3.23 mostra os resultados de simulação em velocidade nula. A frequência do sinal de alimentação da máquina foi de $60Hz$, com amplitude de 5 V. A máquina permaneceu parada durante o teste devido a energia do sinal não ser suficiente para move-la. O algoritmo empregado para a estimação dos parâmetros foi os Mínimos Quadrados Recursivo com fator de esquecimento. O período de amostragem foi de $h = 50\mu s$ e o fator de esquecimento foi $\lambda = 0.999$. Observa-se que o erro de estimação tem média nula, indicando que a aproximação (3.30) é válida para este sinal, nesta condição de operação.

A Figura 3.24 mostra o resultado em baixa velocidade e através da superposição a excitação fundamental de um sinal senoidal em $60Hz$. Neste caso o sinal de $60Hz$ foi filtrado e usado no algoritmo dos *LS* para estimar os parâmetros. Este filtro está mostrado na Figura 3.25. Ele foi chamado filtro passa alta no referencial síncrono [59].


 Figura 3.23: Estimação em $\omega_r = 0$: a) r'_s ; b) σL_s

A idéia básica é rotacionar o sinal para o referencial síncrono com o sinal que deve ser eliminado. Neste referencial, o sinal que deve ser eliminado é um componente cc e um filtro passa alta simples de primeira ordem eliminará completamente este sinal. Então, o sinal filtrado é rotacionado de volta para o referencial estacionário e, então, usado no algoritmo dos LS . O erro no valor estimado de r'_s (Figura 3.24a) deve-se, principalmente, a aproximação (3.30).

Comparando os valores de r'_s e r_s obtidos a partir dos procedimentos clássicos de rotor bloqueado e a vazio para máquinas de indução com mesmo tipo de projeto e potência na faixa de 3 HP a 10 HP nota-se que o valor de r'_s é da ordem de aproximadamente duas vezes e meia maior que o valor de r_s . No entanto, o valor de $r'_s = r_s + (L_m/L_r)^2 r_r$ varia, principalmente, em virtude de variações no valor da resistência rotórica. Baseado nestas observações, pode-se estimar r_s , empiricamente, com erro aceitável, a partir do valor estimado de r'_s . Para a obtenção de um valor mais conservativo foi considerado, neste trabalho, a aproximação $\hat{r}_s = \hat{r}'_s/2.8$. Este valor de r_s será usado nos estudos por simulação da estratégia $MRAC$ proposta, a seguir.

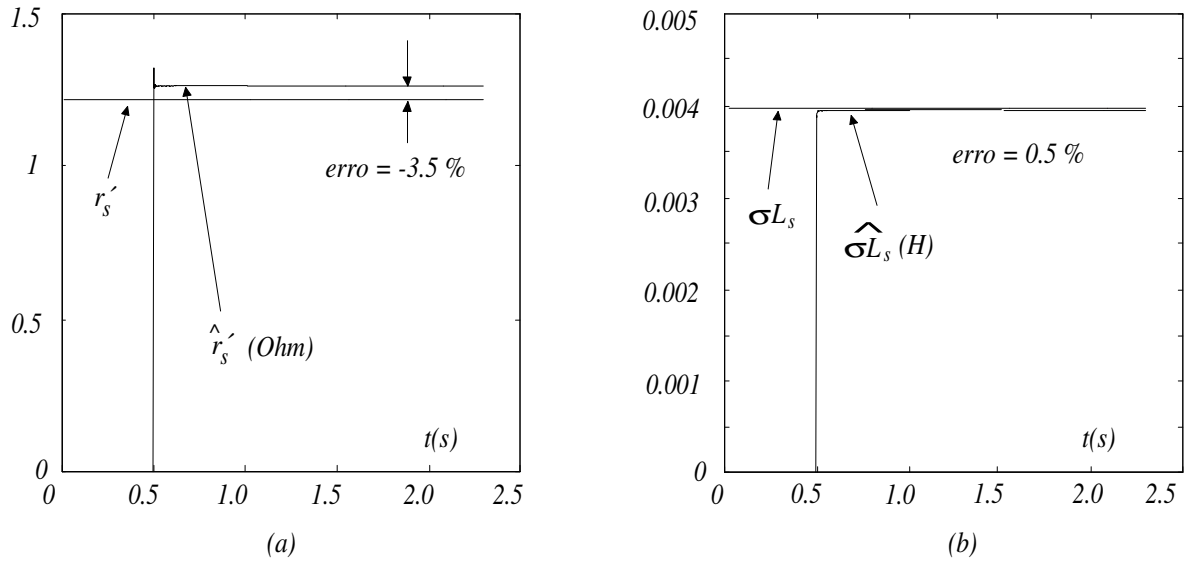


Figura 3.24: Estimação em ω_r baixa: (a) r'_s ; (b) σL_s

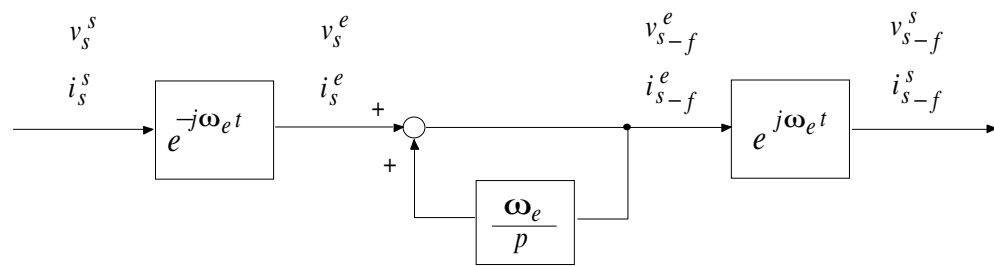


Figura 3.25: Filtro passa-alta de primeira ordem no referencial síncrono

3.6.2 Estratégia *MRAC* proposta

O desempenho do *MRAC* é avaliado sob condições transitórias nesta seção. Durante esta análise, a máquina de indução é alimentada por uma forma de onda quadrada da corrente de comando de conjugado i_{qs}^{ex} , com fluxo nominal e sem controle de velocidade. Os controladores de correntes utilizados na simulação constam na seção 2.5.3 deste trabalho. A largura de faixa destes controladores foi ajustada em $500Hz$. Os valores dos parâmetros usados no modelo de referência e na sintonia dos controladores de corrente foram obtidos através da técnica de estimação proposta (r'_s e σL_s) e da estimação empírica sugerida para r_s . Para avaliar os efeitos das variações na resistência rotórica, foi considerada uma variação de 50% em seu valor, em determinado instante. Entretanto, este tipo de variação não corresponde a um caso real, uma vez que variações nesta resistência, em função da temperatura, são lentas. Este tipo de variação serve para mostrar a eficiência da técnica proposta. Na prática, isto é conseguido inserindo-se resistores em série com o enrolamento rotórico de máquinas com rotor bobinado. Neste estudo foi utilizado a tensão de *eixo-d* com orientação pelo campo como o modelo de referência do *MRAC*. Os resultados estão mostrados nas Figuras 3.26 a 3.30. Estas figuras mostram o conjugado eletromagnético, a velocidade rotórica, os fluxos de eixos “*d*” e “*q*”, no referencial síncrono, e as correntes de eixos “*d*” e “*q*”, no referencial estacionário.

A Figura 3.26 mostra os resultados para a velocidade variando de $30 rad/s$ a $70 rad/s$ com conjugado da máquina variando de $1,1 Nm$ a $4,9 Nm$. Isto corresponde a região de baixa velocidade e conjugado variando na faixa de 9.24% a 41.18% do conjugado nominal. Nesta região o modelo de tensão de *eixo-d* tem a menor sensibilidade à falta de sintonia do *FOC* (veja Figura 3.14a). Na análise transitória, considera-se que o *FOC* está corretamente sintonizado até $t = 3,0s$ e o *MRAC* é acionado a partir deste instante. Em $t = 6,0s$, a resistência rotórica é variada em 50%. Observa-se, nesta figura, que os erros causados no *FOC* no instante em que ocorre a variação em τ_r são rapidamente corrigidos pelo *MRAC* de tal forma que este controle é mantido, sendo, portanto, praticamente insensível a estas variações. Observa-se, ainda, que há perda da sintonia do *FOC* durante os transitórios. Isto está representado através das

oscilações de fluxo nestes instantes. Destas observações pode-se concluir que, nesta região, o controle com orientação pelo campo é mais sensível às variações em ω_{rf} causadas por variações em i_{qs}^{rf} do que as variações causadas por variações em τ_r . Deve-se notar também, que os erros de fluxo de *eixo-d* em relação ao valor nominal, embora a níveis aceitáveis, são maiores quando a máquina está acelerando. Nesta condição de operação o conjugado é maior e, portanto, maior é a corrente i_{qs}^{rf} . Quanto maiores e mais rápidas forem as variações nesta corrente, maiores e mais rápidas serão as variações na frequência de escorregamento (2.21) e conseqüentemente em ω_{rf} . A convergência do *MRAC*, portanto, torna-se mais difícil uma vez que a largura de faixa deste controlador é pequena para evitar instabilidade e as variações em ω_{rf} ocorrem de acordo com a dinâmica da parte elétrica da máquina que é rápida se comparada à dinâmica do *MRAC*. Portanto, grandes e/ou bruscas variações de conjugado podem causar a divergência do *MRAC*. Esta é uma desvantagem desta técnica em relação à apresentada em [1], onde a estimação de ω_r acontece com uma dinâmica que é da ordem da dinâmica do sistema mecânico, que é lenta, facilitando a convergência do *MRAC*.

A Figura 3.27 mostra os resultados para a velocidade variando de 260 *rad/s* a 300 *rad/s* com conjugado da máquina variando na faixa de 1,1 *Nm* a 4,9 *Nm*. Isto corresponde a região de alta velocidade e conjugado variando na faixa de 9.24% a 41.18% do conjugado nominal, onde o modelo do *MRAC* tem a maior sensibilidade à falta de sintonia do *FOC* (veja Figura 3.14b). Para esta condição de operação considera-se que o *FOC* está corretamente sintonizado até $t = 5,1s$ e o *MRAC* foi acionado a partir de $t = 5,0s$. A resistência rotórica foi variada em $t = 6,0s$ sob o mesmo percentual de 50%. Observa-se nesta figura, que a máquina ainda assim continua com orientação pelo campo ($\lambda_{gr}^{rf} = 0$) mostrando, desta forma, a eficiência do *MRAC* para esta condição de operação. O desempenho da estratégia *MRAC* proposta é melhor para esta condição de operação, em relação ao caso anterior, devido praticamente não apresentar oscilações de fluxo, mantendo a sintonia da estratégia de controle com orientação pelo campo como desejado. Isto deve-se ao fato do modelo apresentar, para este caso, maior sensibilidade à falta de sintonia do *FOC* (compare as Figuras 3.14a e 3.14b). Além disso, as variações em ω_{rf} são menores e o *MRAC* converge mais rapidamente.

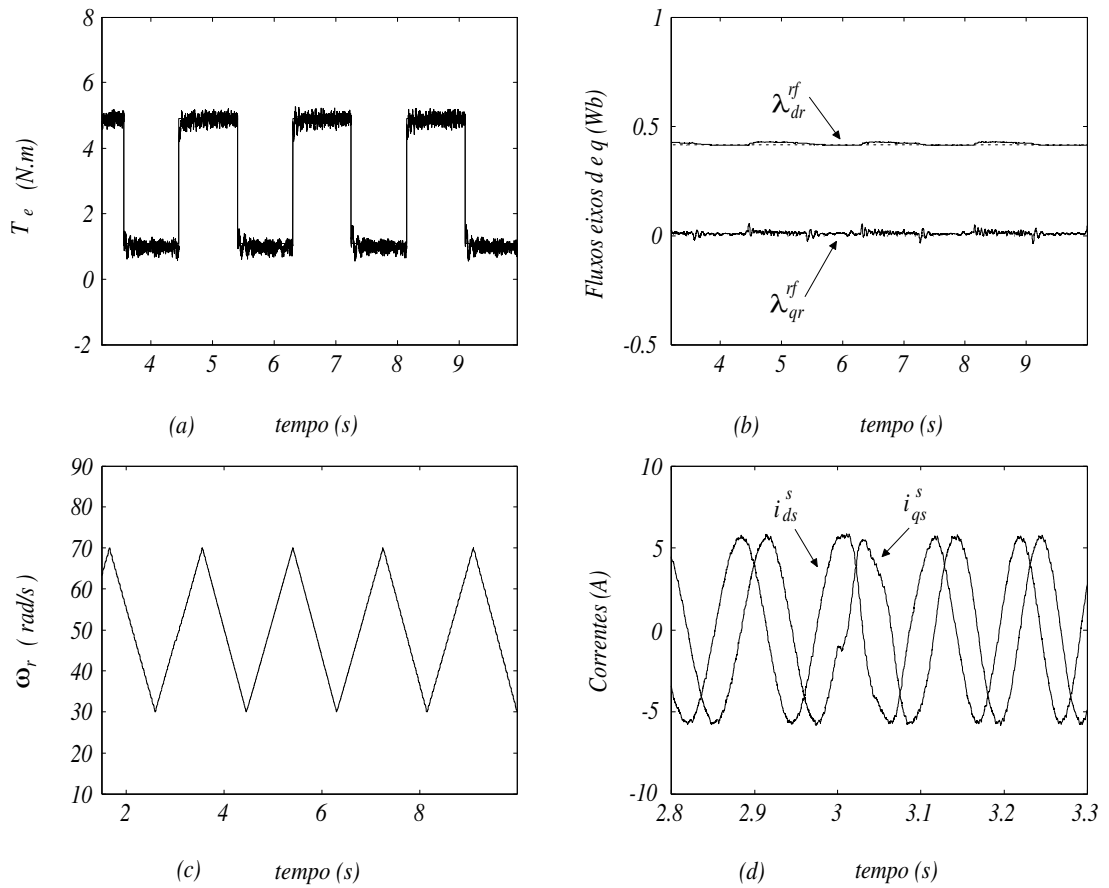


Figura 3.26: Desempenho dinâmico do *MRAC* para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,0s$ e em baixa velocidade com conjugado pequeno: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s , i_{qs}^s

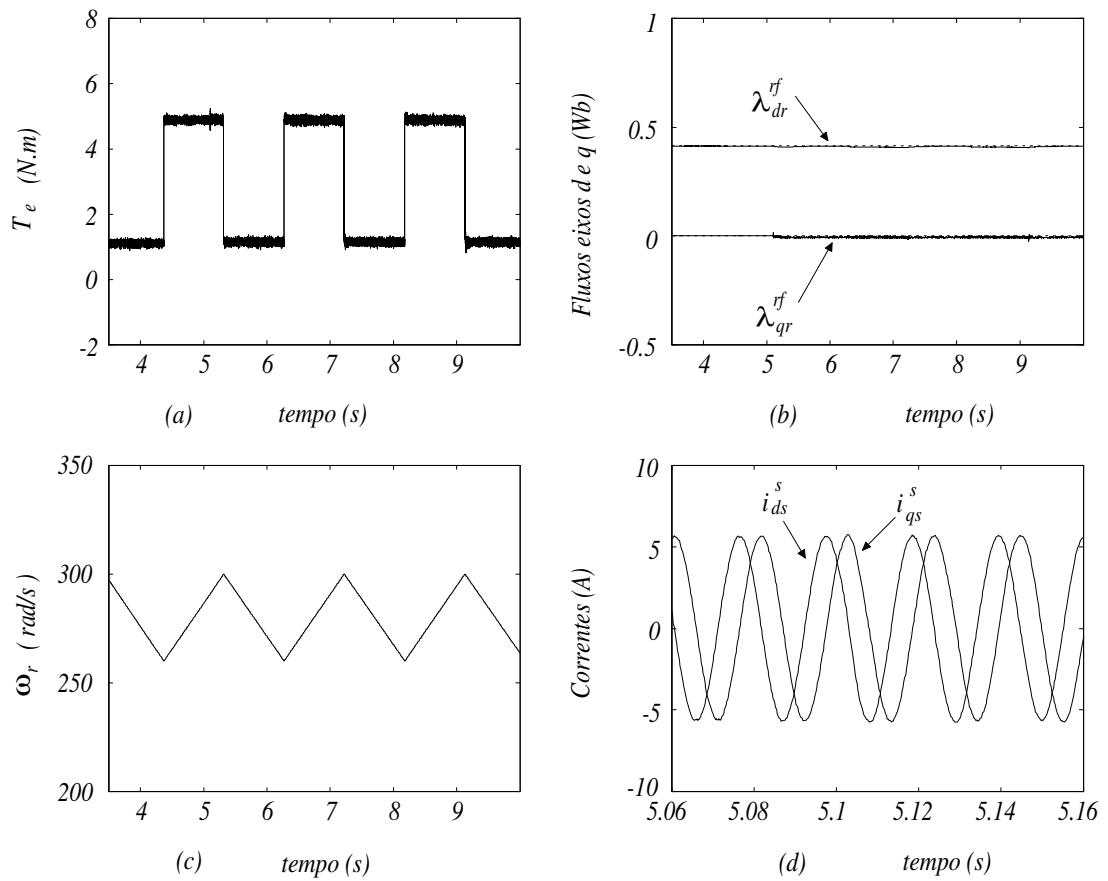


Figura 3.27: Desempenho dinâmico do *MRAC* para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,0s$ e em alta velocidade com conjugado pequeno: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s , i_{qs}^s

A Figura 3.28 mostra os resultados para a mesma faixa de velocidade anterior (260 rad/s a 300 rad/s) porém, com o conjugado variando na faixa de 8.1 Nm a 11.9 Nm . Isto corresponde a região de alta velocidade e conjugado variando na faixa de 68.07% a 100% do conjugado nominal. O instante do acionamento do *MRAC* é o mesmo do caso anterior ($t = 5,0s$). No entanto, a resistência rotórica foi variada em $t = 6,5s$. Pode-se observar, nesta figura, que o *FOC* é praticamente insensível às variações em τ_r . No entanto, há perda (*transitória*) de sintonia desta estratégia de controle (o conjugado da máquina não é igual ao valor comandado e o nível de fluxo não é mantido no valor nominal) quando a máquina está acelerando. Nesta condição de operação o conjugado é maior (maior i_{qs}^r) e portanto, maior será a variação em ω_{rf} . Além disso, a sensibilidade do modelo à falta de sintonia do *FOC* é menor (veja Figura 3.14b). Conforme já mencionado, variações maiores e/ou mais rápidas em ω_{rf} tornam mais difícil a convergência do *MRAC*, que tem dinâmica lenta se comparada à dinâmica da parte elétrica do motor. Este problema pode ser resolvido ou diminuído de duas maneiras:

- (a) diminuindo-se a largura de faixa dos controladores de corrente para que o ajuste das correntes seja feito de forma mais lenta;
- (b) evitando-se variações no conjugado de referência de forma abrupta. Estas variações devem ser feitas de forma suave de tal modo que não cause variações rápidas de corrente e conseqüentemente na freqüência do vetor de fluxo.

Estas duas situações foram utilizadas para resolver o problema mostrado na Figura 3.28. Os resultados estão mostrados nas Figuras 3.29 e 3.30 para as soluções mencionadas em (a) e (b), respectivamente. Na simulação da Figura 3.29, a largura de faixa dos controladores de corrente foi reduzida de 500 Hz para 200 Hz e na Figura 3.30, a máquina de indução é acionada por uma forma de onda trapezoidal da corrente de comando de conjugado i_{qs}^r .

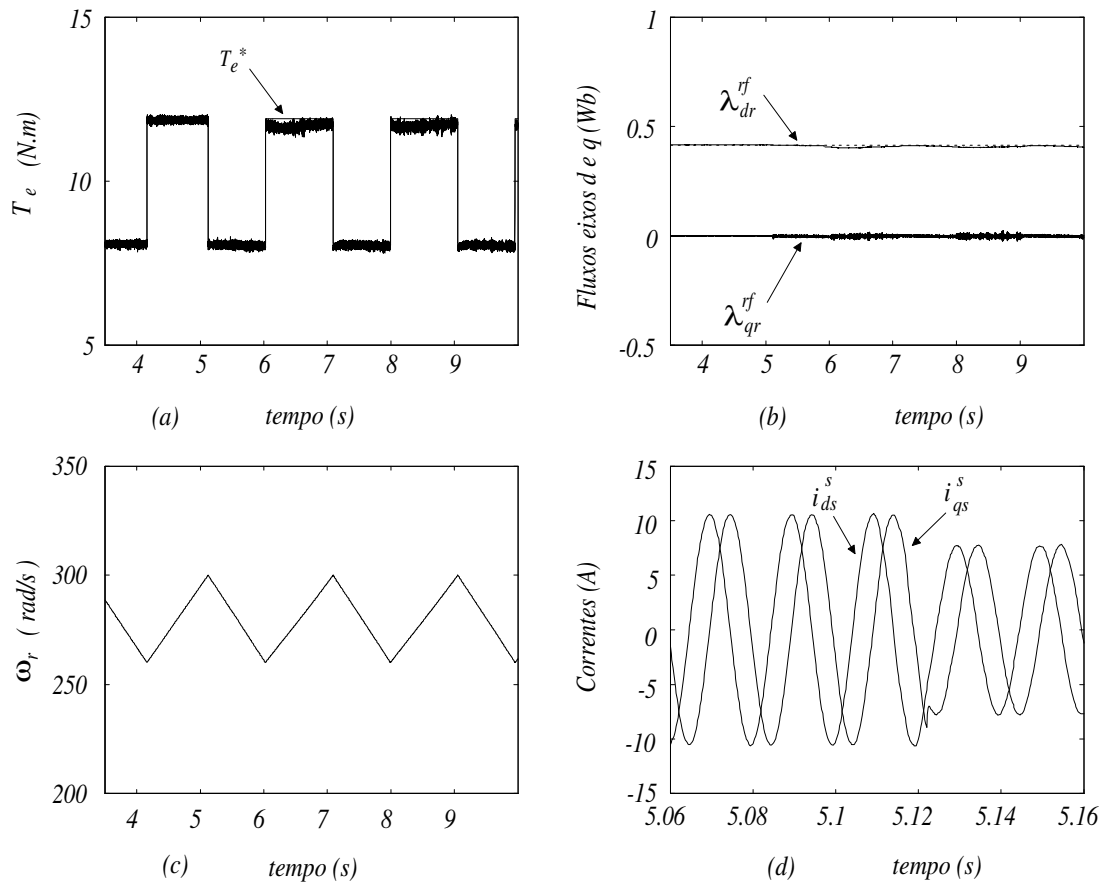


Figura 3.28: Desempenho dinâmico do *MRAC* para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,5s$ e em alta velocidade com aproximadamente conjugado nominal: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s , i_{qs}^s

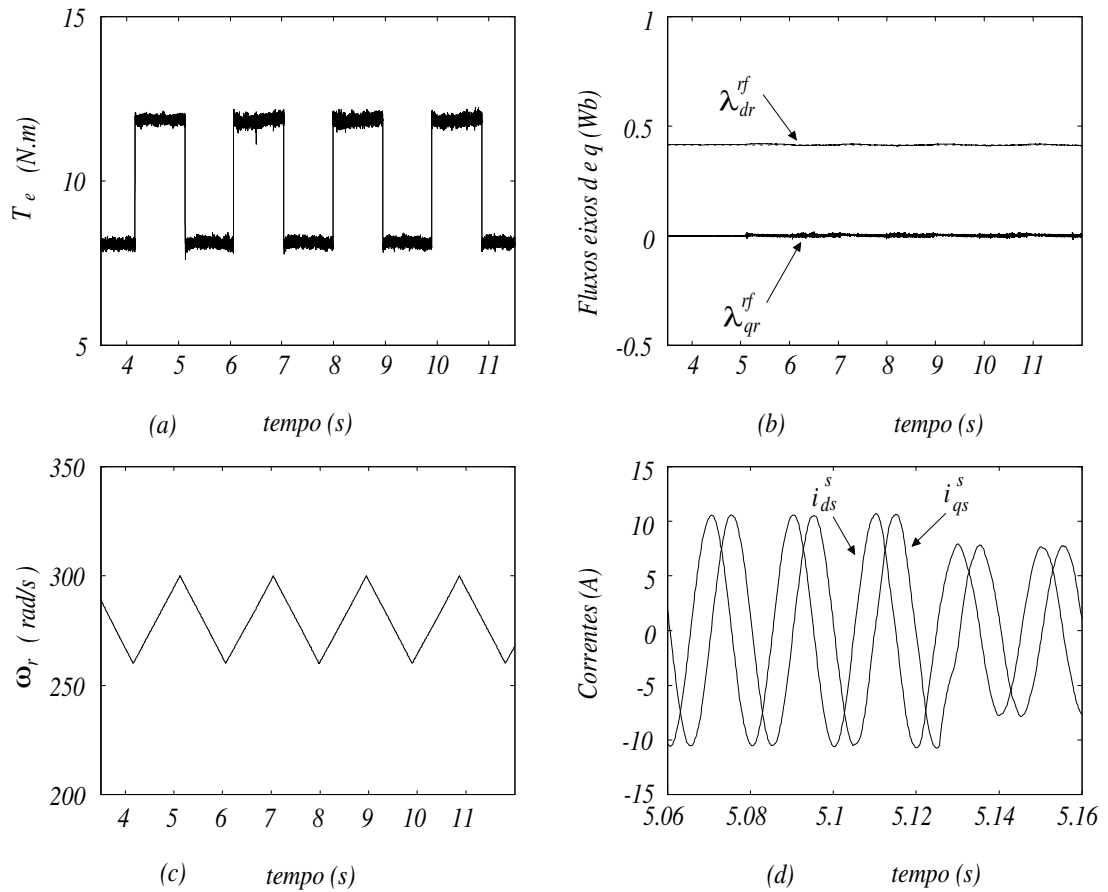


Figura 3.29: Desempenho dinâmico do *MRAC* para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,5s$ e em alta velocidade com aproximadamente conjugado nominal e $Bw = 200Hz$: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s , i_{qs}^s

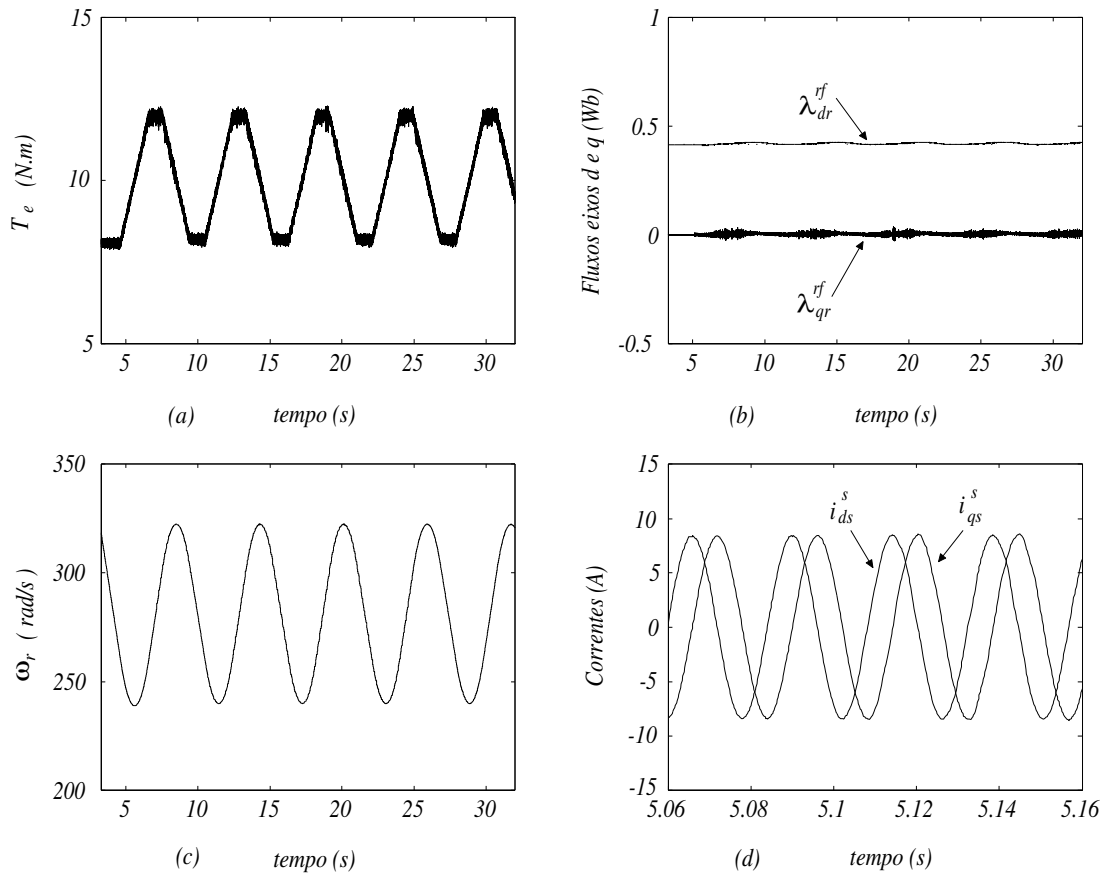


Figura 3.30: Desempenho dinâmico do *MRAC* para uma variação em r_r de 50%, em $t = 6,5s$ e em alta velocidade com aproximadamente conjugado nominal com variação suave no conjugado: (a) T_e ; (b) λ_{dr}^{rf} , λ_{qr}^{rf} ; (c) ω_r ; (d) i_{ds}^s , i_{qs}^s

3.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais apresentados nesta seção são somente aqueles relacionados à estimação dos parâmetros da máquina de indução. O sistema experimental utilizado está mostrado na Figura 3.31. O acionamento é controlado por um *PC/486DX266* equipado com placas de aquisição de dados dedicadas. A posição do deslocamento angular foi obtida de um encoder óptico de 9 bits (absoluto). A velocidade medida é calculada das medidas deste encoder. Os sinais (v_{ds}^s, v_{qs}^s) e (i_{ds}^s, i_{qs}^s) são obtidos pela medição de duas das quantidades trifásicas. As medidas de tensões e correntes são realizadas com dispositivos de *efeito Hall*.

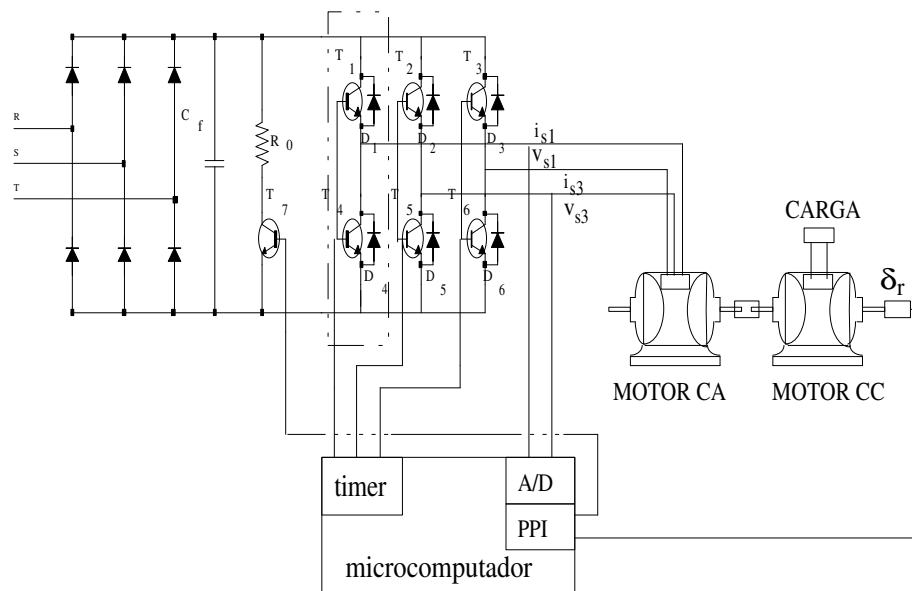


Figura 3.31: Configuração do sistema de acionamento CA

Dois máquinas foram usadas para a obtenção dos resultados experimentais. Os parâmetros obtidos através dos procedimentos clássicos, isto é, testes de rotor bloqueado e a vazão (*rbv*) [60] estão apresentados na Tabela 3.1. A máquina 1 (220 V, 5.8 A, 1700 rpm) tem o rotor bobinado e a máquina 2 (220 V, 0.8 A, 1670 rpm) tem o rotor em gaiola

A Figura 3.32 mostra a estimação de r'_s e σL_s em 20 Hz para a máquina 1. O sinal de

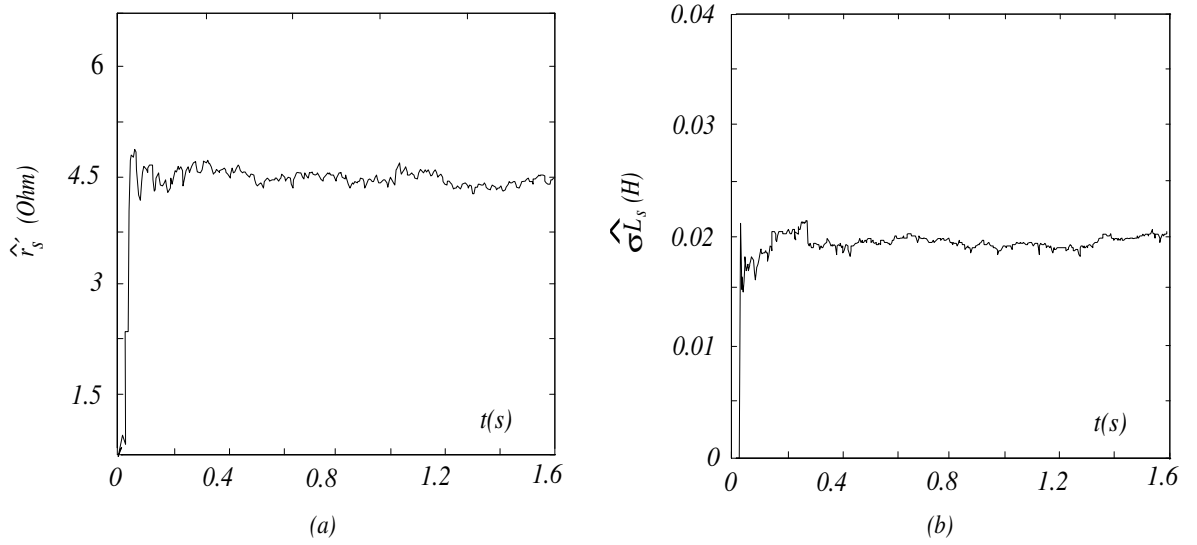


Figura 3.32: Estimação de r'_s e σL_s com a máquina 1 em $20Hz$: (a) r'_s ; (b) σL_s .

entrada para este caso foi uma senoide fundamental em $20Hz$ + uma senoide em $80Hz$ e 10% da fundamental. O sinal fundamental foi filtrado usando-se o filtro mostrado na Figura 3.25. Então, o sinal filtrado foi usado com o algoritmo LS para estimar os parâmetros. Note que os valores estimados convergem rapidamente e somente um transiente por causa da partida do algoritmo LS é observado.

A Figura 3.33 mostra o resultado experimental com a máquina 2 em repouso. O sinal de entrada para este caso foi uma senoide em $60Hz$ com amplitude suficientemente pequena para manter a máquina em repouso.

Foi verificado que simulando-se o comportamento da máquina com os parâmetros obtidos com a técnica proposta, as formas de onda das correntes do estator seguem,

	Parâmetros				
	$r_s(\Omega)$	$r_r(\Omega)$	$L_m(H)$	$L_{ls}(H)$	$L_{lr}(H)$
$M1$	1.8	2.9953	0.1168	0.0111	0.0011
$M2$	26.77	26.37	0.4977	0.0234	0.0279

Tabela 3.1: Parâmetros dos Motores de Indução utilizados nos experimentos

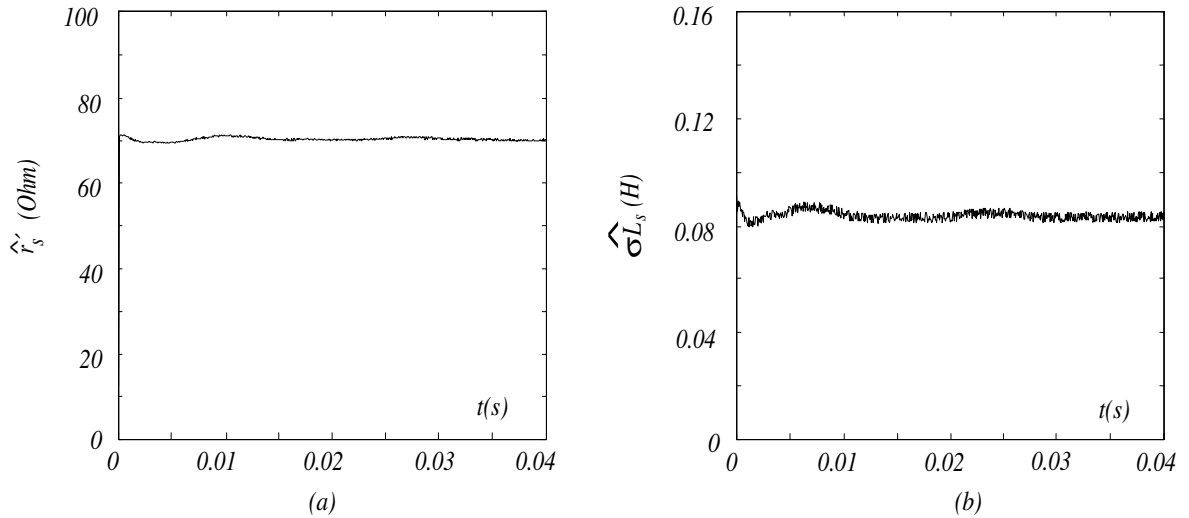


Figura 3.33: Estimação de r'_s e σL_s com a máquina 2 em repouso: (a) r'_s ; (b) σL_s

com erro pequeno, as correntes observadas experimentalmente. A Figura 3.34 compara a corrente de eixo-d (i_{ds}) medida e a simulada (\hat{i}_{ds}) em $60Hz$ para a forma de onda da tensão do estator de seis degraus. Nesta figura os parâmetros estimados são usados na determinação da corrente simulada. Como pode ser observado o erro é pequeno, mostrando que os parâmetros estimados representam o comportamento da máquina para esta condição de operação.

3.8 Conclusão

Neste capítulo foi proposto um método adaptativo de estimação da velocidade e posição do vetor de fluxo rotórico, necessário para manter a sintonia do controle com orientação pelo campo da máquina de indução. Os principais modelos de referência utilizados em controladores adaptativos foram analisados em termos de desempenho e sensibilidade paramétrica. Desta análise, resultou na escolha do modelo de tensão de eixo-d por apresentar melhor desempenho. Também, neste capítulo, foi apresentado um procedimento para estimar os parâmetros r'_s e σL_s usando-se o modelo em regime permanente da máquina de indução. As conclusões deste estudo são:

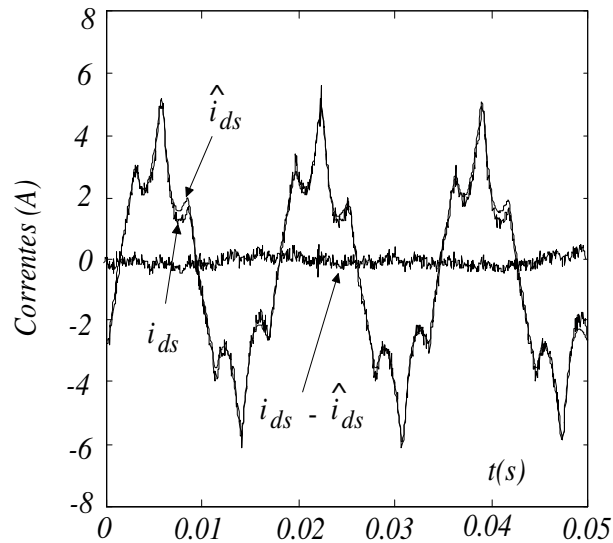


Figura 3.34: Comparação entre as correntes de *eixo-d* medida (i_{ds}) e estimada (\hat{i}_{ds}) para a máquina 1 em $60Hz$

a) O esquema é recomendado para aplicações onde não há controle de velocidade porém, haja a necessidade de manter o *FOC* permanentemente sintonizado para se obter o controle de conjugado com alto desempenho;

b) A técnica é simples e o mecanismo de adaptação apresentou baixa sensibilidade às variações em r_s e σL_s , além de ser praticamente independente da constante de tempo rotórica;

c) Grandes e/ou bruscas variações de conjugado podem causar a divergência do controlador *MRAC* em virtude de sua dinâmica ser lenta em relação à dinâmica da parte elétrica do motor. Esta é uma desvantagem da técnica proposta em relação a utilizada para a estimação de ω_r , apresentada em [1];

d) O esquema apresenta melhor desempenho com cargas leves, principalmente em altas velocidades. Esta é a região onde o *MRAC* apresenta a maior sensibilidade à falta de sintonia do *FOC*;

e) Desempenho satisfatório pôde ser observado a partir da frequência aproximada de $10Hz$;

f) Foi proposta uma técnica de estimação de r'_s e σL_s e sugerida uma estimação empírica para r_s . Resultados de simulação e experimentais mostraram que o uso dos parâmetros obtidos desta forma representa adequadamente o comportamento da máquina.

Capítulo 4

Conclusão e Trabalhos Futuros

Este trabalho mostrou que é possível estimar diretamente a velocidade e/ou posição do vetor de fluxo rotórico através do esquema adaptativo proposto, cuja função é manter a sintonia do controle com orientação pelo campo de máquinas de indução. A utilização da técnica proposta possibilita a implementação do controle sem a necessidade de sensores eletromecânicos e, principalmente, independente de variações na constante de tempo rotórica, τ_r . Os principais modelos de referência utilizados em controladores adaptativos foram avaliados em termos de desempenho e sensibilidade paramétrica. Desta análise, pôde-se concluir que o modelo de tensão de *eixo-d* é o que apresenta as maiores vantagens e as menores limitações. Portanto, este foi o modelo utilizado como referência na estratégia adaptativa proposta. Este modelo, assim como os outros, apresentam dependência em relação a determinados parâmetros da máquina. Por isso, foi proposto também um modelo para a estimação da resistência transiente estatórica r'_s e da indutância transitória do estator σL_s . Este modelo é baseado no circuito equivalente em regime permanente da máquina de indução. A partir dos valores de r'_s e da resistência estatórica r_s obtidos através dos procedimentos clássicos de rotor bloqueado e a vazio foi possível estimar, empiricamente, com erro aceitável, o valor de r_s para motores em uma faixa de potência de $3Hp$ a $10Hp$. Um valor mais preciso desta grandeza (r_s) só é necessário para operações em baixas velocidades onde o efeito da queda de tensão nesta resistência é mais pronunciado. Em altas velocidades no entanto,

o efeito desta resistência é desprezível de forma que o uso de r_s , r'_s e σL_s , obtidos desta forma, na atualização do modelo de referência do *MRAC* (modelo de tensão de eixo- d) e na sintonia dos controladores de corrente apresentou bons resultados demonstrados através de simulações. Para a escolha do controlador de corrente mais adequado para ser utilizado na implementação do sistema adaptativo, foi realizada uma análise de desempenho dos controladores *PI* de corrente nos referenciais estacionário e síncrono. Desta análise, o controlador selecionado foi o chamado síncrono vetorial por apresentar melhor desempenho.

O desempenho da técnica de estimação da velocidade rotórica ω_r , apresentada em [1], também foi avaliado neste trabalho em relação à sensibilidade a falta de sintonia da estratégia de controle *IFO*. O objetivo deste estudo foi estabelecer um comparativo em termos de desempenho com a técnica de estimação de ω_e . Deste estudo, pôde-se constatar que a margem de estabilidade dos modelos é praticamente a mesma para ambas as estratégias. No entanto, a técnica proposta possui a desvantagem de ω_e variar de acordo com a dinâmica da parte elétrica da máquina que é rápida se comparada à dinâmica do *MRAC*, dificultando a sua convergência.

4.1 Trabalhos futuros

Dentre os trabalhos que podem ser realizados como complemento deste e/ou com o objetivo de melhorar o seu desempenho mantendo, no entanto, os princípios gerais apresentados aqui, são:

1. Estimação da resistência estática com melhor precisão;
2. Implementação prática da estratégia adaptativa de controle proposta e que é necessária para a validação da técnica;
3. Desenvolver procedimentos para diminuir as limitações da técnica como, por exemplo, melhorar o desempenho em baixas velocidades.

Bibliografia

- [1] C. B. Jacobina, J. Bione M. Filho, F. Salvadori, A. M. N. Lima, and L. A. S. Ribeiro, “A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement,” in *Industry Applications Conference*, USA, October 2000, v. 3, p. 1809–1813.
- [2] C. C. de Azevedo, C. B. Jacobina, L. A. S. Ribeiro, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira, “Indirect field orientation for induction motors without speed sensor,” in *Power Electronics Conference and Exposition*, USA, March 2002, v. 2, p. 809–814.
- [3] D.W. Novotny and T.A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford, Madison-USA, 1996.
- [4] P. L. Jansen, *The integration of state estimation, control, and design for induction machines*, PhD dissertation, University of Wisconsin, Department of Electrical and Computer Engineering, 1993.
- [5] Rik W. De Donker and Donald W. Novotny, “The universal field oriented controller,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 1, p. 92–100, January/February 1994.
- [6] Kamarudin B. Nordin, Donald W. Novotny, and Donald S. Zinger, “The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systemse,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 21, n. 4, p. 1009–1015, July/August 1985.

- [7] Luiz A. S. Ribeiro, *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alto Desempenho*, PhD dissertação, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, Junho 1998.
- [8] L.J. Garces, “Parameter adaptation for speed-controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-16, n. 2, p. 173–178, March/April 1980.
- [9] R. D. Lorenz and B. D. Lawson, “A simplified approach to continuous on-line tuning of field oriented induction machine drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 3, p. 420–424, May/June 1990.
- [10] Timothy M. Rowan, Russel J. Kerkman, and David Leggate, “A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 4, p. 720–727, July/August 1991.
- [11] Hisao Kubota and Kouki Matsuse, “Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 5, p. 1219–1224, Sept./Oct. 1994.
- [12] Hamid A. Toliyat, Mohammed S. Arefeen, Khwaja M. Rahman, and David Figoli, “Rotor time constant updating scheme for a rotor flux-oriented induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 5, p. 850–857, 1999.
- [13] I. D. Landau, “A survey of model reference adaptive techniques - theory and applications,” *Automatica*, v. 10, p. 353–379, 1974.
- [14] D. W. Repperger and J. H. Lilly, “A study on class of mrac algorithms,” in *Proceedings of the 38th Conference on Decision and Control*, Phoenix, Arizona-USA, December 1999, p. 3321–3326.
- [15] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira, “Mrac strategies for an ifo controlled ac motor drive,” in *Conf. Rec. COBEP*, São Paulo, 1995, p. 403–408.

- [16] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "Mrac strategies for an ifo controlled ac motor drive with parameter estimation," in *Conf. Rec. PESC*, Baveno, Itália, 1996, p. 1222–1228.
- [17] Cao-Minh Ta, Toshiyuki Uchida, and Yoichi Hori, "Mras - based speed sensorless control for induction motor drives using instantaneous reactive power," in *Conf. Rec. IECON*, USA, 2001, p. 1417–1422.
- [18] Mohamed M. M. Negm, "Adaptative vector control for a three-phase induction motor," in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, USA, 1996, p. 762–766.
- [19] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "Dynamic estimation of the induction machine parameters and speed," in *Conf. Rec. PESC*, Atlanta-Georgia, USA, 1995, p. 1281–1287.
- [20] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "The influence of the slip and the speed in the parameter estimation of induction machines," in *Conf. Rec. PESC*, St. Louis - Missouri, USA, 1997, p. 1068–1074.
- [21] L. A. de S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "Parameter estimation of induction machines under sinusoidal pwm excitation," *IEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 4, p. 1218–1223, December 1999.
- [22] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 743–754, May/June 2000.
- [23] Luiz A. S. Ribeiro and Cursino B. Jacobina, "Linear parameter estimation for induction machines considering the operating conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 1, p. 62–73, 1999.

- [24] Ciro Attaianese, Alfonso Damiano, Gianluca Gatto, Ignazio Marongiu, and Aldo Perfetto, "Induction motor drive parameters identification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 6, p. 1112–1122, 1998.
- [25] Kan Akatsu and Atsuo Kawamura, "Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with on-line rotor resistance estimation of induction motor without signal injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 764–771, 2000.
- [26] Jung-Ik Ha and Seung-Ki Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 1, p. 45–51, 1999.
- [27] Cristian Lascu, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg, "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 1, p. 122–130, 2000.
- [28] Joachim Holtz, "Sensorless control of induction motors - performance and limitations," in *Conf. Rec. ISIE*, Cholula, Puebla - México, August 2000, p. PL12–PL20.
- [29] Joachim Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," in *Proceedings of the IEEE*, USA, August 2002, v. 90, p. 1359–1394.
- [30] Joachim Holtz, "Is sensorless position control of standard induction motors a feasible technology?," in *Conf. Rec. PIEMC*, USA, August 2000, v. 1, p. 21–32.
- [31] Wang Changjiang and Li Fahai, "The analysis and design of the speed sensorless vector control ac drive system for induction motor," in *Conf. Rec. IECON*, USA, August 1996, v. 2, p. 1155–1160.
- [32] Paul C. Krause, Oleg Wasynczur, and Scott D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*, IEEE, New York-USA, 1994.
- [33] A. C. Oliveira, *Controle digital de sistemas de acionamento com máquina assíncrona*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE, Dezembro 1995.

- [34] David M. Brod and Donald W. Novotny, "Current control of vsi-pwm inverters," *IEEE Transactions Industry Applications*, v. 21, n. 4, p. 562–570, May/June 1985.
- [35] Timothy M. Rowan, Russel J. Kerkman, and Thomas A. Lipo, "Operation of naturally sampled current regulators in the transition mode," *IEEE Transactions Industry Applications*, v. 23, n. 4, July/August 1987.
- [36] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, A.C. Oliveira, and E.R.C. da Silva, "Pwm current controllers in the synchronous and stationary reference frame with different sampling and converter switching," in *Conf. Rec. IECON*, Alemanha, 1998, p. 1865–1870.
- [37] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode, "Frequency domain analysis of three phase current regulators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 601–610, March/April 2001.
- [38] Emil Levi and Mingyu Wang, "A speed estimator for sensorless vector control of induction machines in the field weakening region," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, USA, June 2000.
- [39] Fernando Briz, Alberto Diez, Michael W. Degner, and Robert D. Lorenz, "Current and flux regulation in field-weakening operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 1, p. 42–50, January/February 2001.
- [40] Zsolt Béres and Péter Vranka, "Sensorless ifoc of induction motor with current regulators in current reference frame," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 4, p. 1012–1018, July/August 2001.
- [41] A. Arias, M. G. Jayne, E. Aldabas, and J. L. Romeral, "A new hysteresis band current controller," in *IEEE Power Electronics Society*, Austrália, June 2002, p. 1058–1062.
- [42] Atsushi Hirota, Satoshi Nagai, Mamun Abdullah Al, M. Rukonuzzaman, and Mut-suo Nakaoka, "A novel hysteresis current control scheme for single switch type single phase pfc converter," in *Conf. Rec. PCC*, Osaka, April 2002, p. 1223–1225.

- [43] C.T. Pan and T. Y. Chang, "An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, p. 97–104, January 1994.
- [44] Lennart Harnefors and Hans-Peter Nee, "Model-based current control of ac machines using the internal model control method," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 1, p. 133–141, January/February 1998.
- [45] M. W. Degner, *Flux, Position and Velocity Estimation in AC Machines Using Carrier Frequency Signal Injection*, PhD dissertation, University of Wisconsin, Department of Electrical and Computer Engineering, 1998.
- [46] K. J. Aström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems*, Prentice-Hall, Inc., New York, second edition, 1995.
- [47] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., New York, 1994.
- [48] F. Briz, Michael W. Degner, and Robert D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 36, n. 3, May/June 2000.
- [49] F. Briz, Michael W. Degner, and Robert D. Lorenz, "Dynamic analysis of current regulators for ac motors using complex vectors," *IEEE Transactions Industry Applications*, v. 35, n. 6, November/December 1999.
- [50] Katsuhiko Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, Prentice-Hall, Inc., Brasil, segunda edition, 1993.
- [51] Xingyi Xu, Rick de Donker, and Donald W. Novotny, "Stator flux orientation control of induction machines in the field weakening region," in *Conf. Rec. IEEE*, Madison-USA, October 1988, v. 1, p. 437–443.
- [52] K. J. Aström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, Addison-Wesley publishing company, New York, second edition, 1995.

- [53] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira, "Parameter sensitivity of mrac models employed in ifo-controlled ac motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 4, p. 536–545, August 1997.
- [54] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira, "Estratégia mrac para máquinas assíncronas com orientação indireta pelo campo," *Eletrônica de Potência*, v. 2, n. 1, p. 52–60, Junho 1997.
- [55] R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan, and D. Schlegel, "A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems," in *Conf. Rec. IAS*, Orlando - FL, USA, 1995, p. 310–318.
- [56] Luiz A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "Parameter and speed estimation of induction machine based on dynamic models," in *Conf. Rec. EPE*, Sevilha, Spain, 1995, p. 1496–1501.
- [57] Ronaldo M. Moraes, L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, "Parameter estimation of induction machines by using its steady-state model and transfer function," in *Conf. Rec. IEMDC*, Madison-USA, 2003, University of Wisconsin, p. 1965–1971.
- [58] G. P. Rao and N. K. Sinha, *Identification of continuous-time systems: methodology and computer implementation*, Kluwer Academic Publishers, The Netherlands, 1991.
- [59] M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in ac machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 6, p. 1097–1104, September/October 1998.
- [60] IEEE Standards Board, "Electric machinery," in *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*, Piscataway, New Jersey, 1995, IEEE Press.