

Álvaro Moisés da Silva Oliveira

# Controlo de um motor síncrono de relutância sem sensor de posição

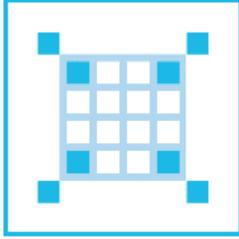
Dissertação de mestrado

Fevereiro 2015



Universidade de Coimbra





**Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra**  
**Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**  
**Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de**  
**Computadores**

# **Controlo de um motor síncrono de relutância sem sensor de posição**

Álvaro Moisés da Silva Oliveira

Membros do Júri:

Presidente:	Professor Doutor Jaime Baptista dos Santos
Orientador:	Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz
Vogal:	Professor Doutor Fernando José Teixeira Estêvão Ferreira



## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar agradeço a toda a minha família e, em especial, à minha mãe, Isabel Oliveira e aos meus avós, Álvaro e Odete Oliveira, por todo o apoio e ajuda que foram fundamentais para chegar onde cheguei.

Aos meus colegas do laboratório de sistemas eletromecânicos: Diogo Cavaleiro, Ricardo Branco, Pedro Gonçalves, Emanuel Marques, André Gonçalves, Mário Gonçalves, Sérgio Júnior, Pedro Apóstolo e Hazem Hadla por toda a ajuda, troca de ideias e pelos momentos de amizade bem passados que levo comigo para a vida.

À Inês Novo por me ter incentivado sempre a trabalhar mais para concretizar os meus objetivos e por me ter sempre apoiado em momentos mais difíceis.

Aos meus colegas de casa e amigos mais chegados por todos os momentos bem passados durante todos estes anos de estudante.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Sérgio Manuel Ângelo da Cruz pelas discussões produtivas, opiniões, críticas construtivas e toda a ajuda que me forneceu que foi fundamental para a conceção desta dissertação.



## Resumo

O capítulo 1 serve de introdução demonstrando a aplicação de acionamentos a velocidade variável, apresentando o motor síncrono de relutância como uma forte alternativa aos motores atualmente utilizados em aplicações industriais e de tração. São listadas as diversas vantagens de se optar por um acionamento sem sensor de posição.

O capítulo 2 começa por apresentar os vários algoritmos existentes para estimar a posição e velocidade angular do rotor, listando os seus pontos fortes e as suas limitações. Em seguida apresenta-se a definição das coordenadas utilizadas e o modelo matemático do SynRM que tem como objetivo enquadrar o leitor e proporcionar uma melhor compreensão dos algoritmos apresentados posteriormente. Em seguida são descritos pormenorizadamente os algoritmos mais presentes na literatura para estimação da posição e velocidade angular do rotor em motores síncronos de relutância. São também listadas as limitações de cada método, principalmente no que diz respeito à gama de velocidade da máquina em que cada um pode operar, nas variáveis utilizadas e na possível interferência com o funcionamento normal do motor.

No capítulo 3 é apresentada a estratégia de controlo selecionada e a exposição das suas vantagens. É também abordada a escolha dos estimadores a implementar neste trabalho. É feito um estudo das limitações introduzidas pelos estimadores no acionamento e as soluções para resolver essas limitações são apresentadas. Explica-se detalhadamente o projeto e a sintonização das malhas de controlo. Por fim é apresentado um diagrama geral do acionamento sem sensor de posição implementado de forma a dar ao leitor uma visão geral do mesmo.

No capítulo 4 são apresentados alguns resultados relativos à simulação onde é comparado o desempenho dos estimadores com duas estratégias distintas. São elaboradas conclusões acerca da estratégia mais adequada para um acionamento sem sensor de posição e é apresentado um resultado com esta estratégia validando os algoritmos desenvolvidos para a implementação experimental.

No capítulo 5 é feita uma breve descrição da constituição do acionamento, e são apresentados alguns resultados experimentais obtidos em diferentes regimes de carga e velocidade. É ainda feita uma comparação do sistema a funcionar com e sem sensor de posição e ensaios para avaliar o rendimento do motor.

O capítulo 6 contém as principais conclusões retiradas da realização deste trabalho e apresenta sugestões de trabalho futuro.



## **Abstract**

Chapter 1 serves as an introduction explaining the application of variable speed drives, presenting the Synchronous reluctance motor as a strong alternative for the motors used nowadays in industrial and traction applications. Then the advantages and the motivation for using an encoderless drive are presented.

Chapter 2 starts by presenting a review on algorithms for estimation of the angular speed and rotor position, listing the main advantages and drawbacks of each category of algorithms. With the objective to help the reader in the comprehension of the algorithm presented the coordinates used along the work and the SynRM mathematical model with its main equations are presented. Then, some of the algorithms more present in the literature are described being also listed the main advantages and drawbacks of each one. Finally, hybrid strategies to combine two algorithms of different categories are presented and discussed.

In chapter 3 it is presented the control strategy chosen, as well as the justification for its choice. It is also presented the justifications for the algorithms choice that were implemented in this work. Then, all the processes used to build and tune the control system are described. At last, the main diagram of the control system is presented in order to provide the reader with a big picture of it.

In chapter 4, some simulation results are presented where the performance of the angular speed and position estimators is compared with two different strategies, thus explaining the main reason that lead to the use of the implemented control strategy. Results using this strategy along with the algorithms developed are then shown proving that it works and that it is able to be used in the practical implementation.

In chapter 5 a brief description of the experimental setup is made. Then, experimental results for different load and speed conditions are shown. Some comparisons between the system working with and without encoder are made, identical results are obtained, thus validating the encoderless control strategy implemented.

Chapter 6 contains the main conclusions achieved with this work as well as future work suggestions.



# Índice

1	Introdução .....	1
1.1	Acionamentos elétricos.....	1
1.2	Motores usados em aplicações industriais e em tração elétrica.....	1
1.3	Sistemas de controlo de motores sem sensor de posição e objetivos .....	2
2	Métodos para estimação da posição e velocidade angular em SynRMs.....	5
2.1	Aspetos gerais relativos a SynRMs .....	7
2.2	Injeção de sinais de alta frequência .....	9
2.3	Estimação da posição do rotor através do fluxo ativo .....	15
2.4	Força eletromotriz.....	19
2.5	Filtro de Kalman Estendido (EKF).....	21
2.6	Estimador híbrido da posição angular do rotor .....	23
3	Acionamento em SynRMs sem sensor de posição .....	25
3.1	Seleção da estratégia de controlo do SynRM .....	25
3.2	Seleção dos Algoritmos para estimação da posição angular do rotor .....	26
3.3	Malha de controlo de corrente .....	29
3.4	Malha de controlo de velocidade.....	30
3.5	Esquema geral do controlo .....	32
4	Resultados de simulação .....	35
4.1	Comparação entre estratégia MTPA e controlo do fluxo ativo .....	35
4.2	Acionamento com 95% da carga nominal .....	38
5	Resultados experimentais .....	41
5.1	Identificação da posição inicial do rotor.....	43
5.2	Funcionamento com carga a velocidade nula.....	44
5.3	Inversão de sentido de rotação.....	45
5.4	Aceleração em carga incluindo transição entre algoritmos de estimação. 47	

5.5	Resultados obtidos com e sem <i>encoder</i> .....	48
5.6	Aceleração com degrau de velocidade e 95% da carga nominal.....	49
5.7	Desaceleração em degrau com 95% da carga nominal.....	52
5.8	Variação súbita de carga.....	53
5.9	Degrau de binário .....	54
5.10	Funcionamento na zona de potência constante.....	55
5.11	Rendimento do acionamento .....	57
5.12	Estimador EMF para médias e altas velocidades .....	58
6	Conclusões e sugestões para trabalhos futuros .....	61
6.1	Conclusões.....	61
6.1	Sugestão de trabalhos futuros.....	63
	Bibliografia .....	65
	Anexos .....	71
	Anexo A – Identificação em tempo real dos parâmetros do motor.....	71
	Anexo B – Modelo do controlador.....	73
	Anexo C – Setup experimental.....	77
	Anexo D – Resultados de simulação adicionais.....	79

## Lista de símbolos

$B$	Coeficiente de atrito viscoso do motor	N.m.s/rad <sup>-1</sup>
$I_b$	Corrente elétrica de alimentação da fase $b$	A
$I_{DC}$	Corrente elétrica contínua de alimentação	A
$Q, R$	Matriz de ruído do sistema e medido	
$J_m$	Momento de inércia do rotor do motor	kg.m <sup>2</sup>
$K_1, K_2, K_3$	Constantes do PLL para estimar a velocidade e posição angular do rotor	
$K_{atenuação}$	Fator de atenuação da amplitude do vetor de tensão a altas frequências	
$K_{kalman}$	Constantes da matriz de correção do algoritmo de Kalman	
$L_{bc}$	Indutância mútua dos enrolamentos das fases $b$ e $c$ do motor	H
$L_{bcmax}, L_{bcmin}$	Valor máximo e mínimo da indutância mútua entre as fases $b$ e $c$ do motor	H
$L_{ld}, L_{lq}$	Indutâncias de fugas dos enrolamentos estatóricos do motor em eixos $dq$	H
$L_d, L_q$	Indutâncias equivalentes dos enrolamentos estatóricos do motor em eixos $dq$	H
$L'_d, L'_q$	Indutâncias dos enrolamentos estatóricos do motor em eixos $dq$	H
$L_{dHF}, L_{qHF}$	Indutâncias equivalentes de alta frequência em eixos $dq$	H
$R_L$	Resistência de carga	$\Omega$
$R_{bc}$	Resistência elétrica entre as fases $b$ e $c$ do motor	$\Omega$
$R_{Fe}$	Resistência de perdas no ferro do motor	$\Omega$
$R_s$	Resistência dos enrolamentos estatóricos do motor	$\Omega$
$T_{em}, \hat{T}_{em}, T_{em}^*$	Binário eletromagnético real, estimado e referência	N.m
$T_L$	Binário de carga aplicado ao motor	N.m
$T_s$	Tempo de amostragem do sistema	s
$U_{an}$	Tensão entre fase $a$ e neutro dos enrolamentos estatóricos do motor	V
$U_{bc}$	Tensão entre fases $b$ e $c$ dos enrolamentos estatóricos do motor	V
$\Delta Z_{ch}$	Impedância cruzada entre os eixos $dq$ dos enrolamentos estatóricos do motor	$\Omega$
$Z_{dh}, Z_{qh}$	Impedâncias de alta frequência dos enrolamentos estatóricos do motor segundo os eixos $d$ e $q$ estimados	$\Omega$

$Z_{med}$	Valor médio que não depende da posição do rotor da impedância dos enrolamentos estatóricos do motor	$\Omega$
$\Delta Z_{dq}, \Delta L_{dq}$	Variação da impedância e da Indutância dos enrolamentos estatóricos do motor segundo o eixo rotacional	$\Omega$
$\hat{e}_{\alpha\beta}$	Força eletromotriz estimada em eixos $\alpha\beta$	V
$f$	Frequência do termo fundamental de alimentação do motor	Hz
$f_h$	Frequência de injeção de sinais de alta frequência	Hz
$i_a, i_b, i_c$	Correntes elétricas de alimentação nas fases $a, b$ e $c$ do motor	A
$i_{dm}, i_{qm}$	Correntes elétricas de magnetização do motor em eixos $dq$	A
$i_{ds}, i_{qs}$	Correntes elétricas de alimentação do motor em eixos $dq$	A
$i_{ds}^*, i_{qs}^*$	Correntes elétricas de referência em eixos $dq$	A
$\hat{i}_{dsh}, \hat{i}_{qsh}$	Componentes da corrente de alta frequência nos enrolamentos estatóricos do motor segundo os eixos $dq$ estimados	A
$\underline{i}_s$	Vetor espacial das correntes elétricas de alimentação do motor	A
$\underline{i}_{sf}$	Termo fundamental do vetor espacial das correntes elétricas de alimentação do motor	A
$\underline{i}_{snh}, \underline{i}_{sph}$	Componente de sequência negativa e positiva respectivamente do vetor espacial das correntes elétricas de alta frequência injetadas no motor	A
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Correntes elétricas de alimentação em eixos $\alpha\beta$	A
$k_{err}$	Fator correspondente à variação da impedância dos enrolamentos estatóricos do motor no algoritmo HFI	
$k_p^{flux}, k_i^{flux}$	Ganho proporcional e integral das constantes do controlador PI da malha de controlo de fluxo ativo	
$k_{phfi}, k_{ihfi}$	Ganho proporcional e integral das constantes do controlador PI da malha do estimador HFI	
$k_p^{emf}, k_i^{emf}$	Ganho proporcional e integral das constantes do controlador PI da malha do estimador EMF	
$k_p^{id}, k_p^{iq}, k_i^{dq}$	Ganho proporcional dos controladores PI da malha de corrente segundo o eixo $d$ segundo o eixo $q$ e ganho integral segundo os eixos $dq$	
$k_p^v, k_i^v$	Ganho proporcional e integral dos controladores PI da malha de velocidade	
$p$	Número de pares de polos do motor	
$t$	Tempo	s
$u, y$	Matrizes de entradas e saídas do algoritmo do Filtro de Kalman	
$u_{as}, u_{bs}, u_{cs}$	Tensões de alimentação das fases $a, b$ e $c$ do motor	V

$\underline{u}_{comp}$	Vetor da tensão de compensação para estimador de fluxo	V
$u_{ds}, u_{qs}$	Tensões de alimentação do motor em eixos $dq$	V
$u_{dsh}^{\hat{r}}, u_{qsh}^{\hat{r}}$	Tensões de alta frequência nos enrolamentos estáticos do motor em eixos $dq$ estimados	V
$u_{ds\_d}, u_{qs\_q}$	Termos de desacoplamento segundo o eixo $d$ e segundo o eixo $q$	V
$u_{inj}$	Amplitude da tensão a altas frequências injetada no motor	V
$\underline{u}_h^{\hat{r}}$	Vetor espacial das tensões de alta frequência no eixo rotacional estimado	V
$\underline{u}_h^s$	Vetor espacial das tensões de alta frequência no eixo estacionário	V
$u_{\alpha s}, u_{\beta s}$	Tensão de alimentação em eixos $\alpha\beta$	V
$\hat{u}_{\alpha\beta s}$	Tensão estimada do estator em eixos $\alpha\beta$	V
$\delta$	Ângulo de carga do motor	rad
$\theta_e, \hat{\theta}_e$	Posição angular elétrica do rotor do motor real e estimada	rad
$\tilde{\theta}_{err}$	Erro entre a posição real do rotor e a posição estimada	rad
$\hat{\theta}_{eHFI}, \hat{\theta}_{eF}, \hat{\theta}_{eemf}, \hat{\theta}_{ec}$	Posição angular elétrica do rotor estimada com o algoritmo HFI, fluxo ativo, EMF e selecionado pelo seletor híbrido para realimentar o sistema de controle	rad
$\hat{\theta}_m$	Posição angular mecânica estimada do rotor do motor	rad
$\hat{\theta}_{\psi a}$	Fase do fluxo ativo estimado	rad
$\xi$	Saliência magnética do motor	
$\zeta$	Fator de amortecimento na dinâmica de um controlador PI	
$\phi$	Atraso da componente positiva da corrente de alta frequência em relação à sua posição original	rad
$\psi_a, \psi_a^*$	Fluxo ativo no motor e de referência	Wb
$\underline{\psi}_s$	Fasor espacial do fluxo estatorico	Wb
$\underline{\psi}_s^i, \underline{\psi}_s^u$	Fasor espacial do fluxo estático obtido através do modelo de tensão e obtido através do modelo de corrente	Wb
$\psi_{ds}, \psi_{qs}$	Fluxo estatorico em eixos $dq$	Wb
$\psi_{ds}^i, \psi_{qs}^i$	Fluxo estatorico em eixos $dq$ obtido através do modelo de corrente	Wb
$\hat{\psi}_{\alpha s}, \hat{\psi}_{\beta s}$	Fluxo estatorico estimado em eixos $\alpha\beta$	Wb
$\psi_{\alpha s}^u, \psi_{\beta s}^u$	Fluxo estatorico em eixos $\alpha\beta$ obtido através do modelo de tensão	Wb
$\omega_{cut-off}$	Frequência angular de corte do LPF	rad/s
$\omega_e, \hat{\omega}_e$	Velocidade angular elétrica do rotor do motor real e estimada	rad/s

$\hat{\omega}_{eHFI}, \hat{\omega}_{eF}, \hat{\omega}_{emf}, \hat{\omega}_{ec}$	Velocidade angular elétrica estimada com algoritmo HFI, fluxo ativo, EMF e selecionado pelo seletor híbrido para realimentar o sistema de controle	rad/s
$\omega_{mc}, \omega_{mv}$	Largura de banda da malha de corrente e da malha de velocidade	rad/s
$\omega_n$	Frequência natural amortecida	rad/s
$\omega_h$	Frequência angular das tensões de alta frequência injetadas	rad/s
$\hat{\Omega}_{mHFI}, \hat{\Omega}_{mF}, \hat{\Omega}_{memf}, \hat{\Omega}_{mc}$	Velocidade angular mecânica estimada com algoritmo HFI, fluxo ativo, EMF e selecionado pelo seletor híbrido para realimentar o sistema de controle	rpm
$\Omega_m, \hat{\Omega}_m$	Velocidade angular mecânica do rotor do motor real e estimada	rpm
$\Omega_{tra}, \Delta\Omega$	Velocidade e duração da transição das grandezas estimadas entre os algoritmos de estimação da posição e velocidade angular do rotor	rpm
$\Omega_{state}$	Estado da transição entre os algoritmos de estimação da posição e velocidade do rotor	

## Subscritos e sobrescritos

$a, b, c$	Relativo a grandezas expressas em coordenadas de fase
$dq$	Relativo a grandezas expressas no eixo rotacional
$\alpha\beta$	Relativo a grandezas expressas no eixo estacionário
$\hat{d}\hat{q}$	Relativos em grandezas expressas no eixo rotacional estimado
*	Relativo a grandezas de referência
^	Relativo a grandezas estimadas

## Siglas

AC	<i>Alternated current</i> - corrente alternada
FA	Fluxo ativo
DC	<i>Direct current</i> - corrente contínua
DSP	<i>Digital signal processor</i> - Processador Digital de Sinal
DTC	<i>Direct Torque Control</i> - Controle Direto de Binário
EMF	<i>Extended Electromotive force</i> - Força eletromotriz estendida
EKF	Extended Kalman Filter - Filtro de Kalman estendido
FOC	Field Oriented Control - Controle por Orientação do Campo
IM	Induction Motor - Motor de Indução

LPF	Low Pass Filter – Filtro passa-baixo
MPFC	Maximum power factor control – Controlo para fator de potência máximo
MRCTC	Maximum rate of change torque control – Controlo para uma transição de binário máxima
MTPA	Maximum torque per ampere control – Máximo Binário por Ampere
HFI	High frequency injection - Injeção de sinais a altas frequências
PI	<i>Proportional-Integral</i> - Proporcional e Integral
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
PLL	<i>Phase locked loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Impulso
SynRM	Synchronous Reluctance Motor – Motor Síncrono de Relutância
VEV	Variador Eletrónico de Velocidade

## Lista de Figuras

Fig. 1 - SynRM, drive de controlo e rotor em corte [1] .....	2
Fig. 2-Diagrama dos vários métodos para estimar a posição e velocidade angular do rotor em SynRMs .....	6
Fig. 3- A) Identificação das coordenadas utilizadas ao longo do trabalho. B) Rotor em corte do SynRM da KSB com projeto otimizado. ....	7
Fig. 4 - Valores medidos para $L_d(i_d, i_q)$ e $L_q(i_q, i_d)$ .....	8
Fig. 5- Circuito equivalente do SynRM em eixos dq.....	9
Fig. 6- Variação da indutância dos enrolamentos estatóricos do SynRM em função da posição do rotor. ....	12
Fig. 7 - Técnica de processamento de sinal para filtrar a componente negativa da corrente de alta frequência.....	14
Fig. 8 - Diagrama vetorial do SynRM [4] .....	16
Fig. 9- Estimador híbrido de fluxo, estimador de fluxo ativo, e PI/PLL para extrair a posição e velocidade do rotor .....	17
Fig. 10- PLL melhorado Para estimar a posição e a velocidade do rotor .....	18
Fig. 11- Estimador de posição e velocidade através da EMF .....	20

Fig. 12 - Diagrama em espaço de estados para transição suave do ângulo estimado entre dois algoritmos. ....	28
Fig. 13 - Malha de controlo de corrente.....	29
Fig. 14 - Malha de controlo de velocidade.....	31
Fig. 15- Esquema geral do sistema de controlo sem sensor de posição.....	32
Fig. 16- Resultados de simulação relativos ao teste de arranque em vazio do acionamento com a estratégia de controlo MTPA utilizando <i>encoder</i> : (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição do rotor real e estimada; (d) correntes em coordenadas rotóricas e fluxo ativo .....	36
Fig. 17 - Resultados de simulação relativos ao teste de arranque em vazio do acionamento com a estratégia de controlo orientada ao Fa utilizando o <i>encoder</i> : (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição do rotor real e estimada; (d) correntes em coordenadas rotóricas e fluxo ativo .....	37
Fig. 18 Resultados de simulação relativos ao teste de entrada de uma carga de 95% do valor nominal e aceleração até 1200 rpm: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição do rotor real e estimada; (d) correntes em coordenadas rotóricas estimadas e fluxo ativo .....	38
Fig. 19- Esquema experimental do sistema de controlo sem sensor de posição do SynRM.....	42
Fig. 20 - Interface gráfico para monitorização do sistema em tempo real.....	43
Fig. 21 - Vetor de tensão pulsante a alta frequência injetado .....	43
Fig. 22 - Resultados experimentais relativos ao teste de identificação da posição inicial do rotor sem sensor de posição: (a) posição angular do rotor obtida através do <i>encoder</i> e estimada; (b) erro entre a posição angular real e a estimada. ....	43
Fig. 23 - Resultados experimentais relativos ao SynRM com velocidade nula com uma carga de 15 Nm imposta pelo motor de indução de 7.5 kW: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) posição angular do rotor real e estimada; (e) correntes em coordenadas de fase .....	44
Fig. 24 – Resultados relativos a inversão de sentido de rotação de 1500 para -1500: (a) velocidade do rotor; (b) Binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) fluxo ativo; (e) corrente de alimentação da máquina na fase a.....	46
Fig. 25 – Resultados relativos a aceleração em carga com transição de algoritmos de estimação da posição e velocidade angular do rotor: a) velocidade do rotor; b) binário	

eletromagnético; c) erro entre a posição angular do rotor real e estimada; d) Corrente de alimentação da máquina na fase a. .... 47

Fig. 26 - Resultados para 2 testes de arranque de 0 para 1500 rpm, um utilizando o *encoder* e outro utilizando os algoritmos desenvolvidos para obter a posição e velocidade angular do rotor (a) velocidade do rotor; (b) corrente de alimentação do SynRM na fase a ..... 48

Fig. 27 - Resultados relativos a aceleração com 95% da carga nominal sem *encoder*: a) velocidade do rotor; b) Binário eletromagnético; c) erro entre posição angular do rotor real e estimada; d) correntes em eixos dq estimados. .... 50

Fig. 28 - Resultados relativos ao teste de aceleração com 95% da carga nominal utilizando o *encoder*: a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; c) correntes em eixos dq..... 51

Fig. 29 - Resultados relativos ao teste de desaceleração com 95% da carga nominal: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; erro entre a posição angular do rotor real e estimada; (d) fluxo ativo estimado; (e) correntes de alimentação em eixos dq estimados. .... 52

Fig. 30 – Resultados experimentais relativos aos dois testes de entrada súbita de uma de carga de 17 Nm estando o sistema a operar com *encoder* e sem *encoder*: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético. .... 53

Fig. 31 - Resultados referentes ao teste de step de binário de referência de 19.1 com a máquina a uma velocidade de 1018 rpm imposta pelo IM de 7.5 kW: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) ângulo de carga do SynRM; (e) corrente de alimentação na fase a do SynRM. .... 54

Fig. 32 – Resultados relativos ao resultado experimental em que o acionamento a funciona na zona de potência constante a uma velocidade superior à velocidade nominal: (a) velocidade do rotor;; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre o ângulo real e estimado; (d) fluxo ativo; (e) índice de modulação ..... 56

Fig. 33- Resultados dos testes de eficiência ao motor: (a) Rendimento em função do binário com velocidade constante de 1200 rpm; (b) rendimento em função da velocidade com um binário constante de 10 Nm.

Fig. 34 – Resultados relativos a aceleração de 600 para 1500 rpm em vazio utilizando o estimador EMF para obter a posição e velocidade angular do rotor: a) velocidade do

rotor; b) erro entre a posição angular real e estimada; correntes de alimentação em eixos dq estimados. .... 587

Fig. 35 – Resultados relativos ao sistema a funcionar com estimador EMF para obter a posição e a velocidade angular do rotor com um binário de carga de 6 Nm: (a) velocidade do rotor; (b) erro entre o ângulo real do rotor e o estimado;(e) corrente em eixos dq estimados.....58

# **1 Introdução**

## **1.1 Acionamentos elétricos**

Os motores de corrente alternada (AC) são hoje em dia os mais utilizados numa vasta gama de aplicações industriais e domésticas. Quando os motores AC são alimentados diretamente através da rede elétrica, a sua velocidade é praticamente constante. Contudo, uma elevada percentagem de aplicações exigem variação de velocidade pelo que se torna necessário controlar a velocidade e o binário desenvolvido pelo motor do acionamento. Surgem assim os motores alimentados por variadores eletrónicos de velocidade (VEVs).

A utilização de VEVs apresenta diversas vantagens, entre as quais se destacam aquelas a seguir mencionadas: (i) Possibilidade de arranque de motores síncronos; (ii) Através de arranques suaves, permite diminuir a corrente de arranque do motor e o sobreaquecimento dos enrolamentos, contribuindo assim para o aumento do tempo de vida útil do mesmo; (iii) Permite eliminar engrenagens mecânicas, válvulas reguladoras, etc., tendo assim o benefício de aumentar o rendimento e durabilidade global do sistema [1]. Por estes motivos, a aplicação de acionamentos de velocidade variável é uma das tecnologias com maior potencial de poupança de energia [2].

## **1.2 Motores usados em aplicações industriais e em tração elétrica**

Os dois tipos de motores AC mais utilizados atualmente são: o motor de indução (IM) e o motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM). Atualmente, o IM é o motor predominante na indústria devido à sua construção robusta, às suas necessidades de manutenção reduzidas e à boa relação custo-benefício. Contudo, devido à necessidade de aumentar a eficiência energética dos motores, de modo a promover a utilização eficiente da energia elétrica, surgiu a motivação para o uso de motores síncronos. O PMSM apresenta um rendimento superior ao IM, contudo, devido à utilização de ímanes permanentes, estes motores apresentam um custo inicial bastante elevado e ainda existe o risco de desmagnetização dos ímanes quando o motor é sujeito a altas temperaturas.

No passado, o motor síncrono de relutância (SynRM) era um motor com baixo rendimento e por este motivo não era muito utilizado. Hoje em dia, com um projeto do rotor adequado é possível obter, por exemplo um SynRM de 3 kW com um rendimento

acima de 90%, como o motor da KSB utilizado neste trabalho. O SynRM combina a principal vantagem do PMSM (alto rendimento) com as vantagens do IM (robustez e baixo custo de fabrico), devido ao facto de não possuir ímanes permanentes nem enrolamentos no rotor. Estas características colocam o SynRM como uma forte alternativa ao IM e ao PMSM para aplicações industriais e de tração [3, 4].

Em aplicações de tração eléctrica o SynRM pode superiorizar-se ao PMSM, devido à sua capacidade de funcionar a altas velocidades sem risco de desmagnetização dos ímanes permanentes e devido ao seu custo inicial bastante inferior. Em relação ao IM, as vantagens do SynRM que mais se destacam são a sua superioridade de eficiência quando o projeto do rotor é otimizado, densidade de potência superior [5-7] e capacidade de funcionamento a uma temperatura inferior [6, 8, 9].

Em aplicações de tração eléctrica, é imperativo que o motor seja capaz de funcionar a altas velocidades. Por outro lado, o custo do motor, o rendimento, o tamanho, o peso e a fiabilidade são também fatores fundamentais. O facto de o SynRM apresentar vantagens em todos estes pontos cruciais, representa uma forte motivação para o uso deste motor em aplicações de tração eléctrica. Na Fig. 1 é apresentado um SynRM e o respetivo VEV.



Fig. 1 – SynRM e VEV

### **1.3 Sistemas de controlo de motores sem sensor de posição e objetivos**

O controlo  $V/f$  é bastante usado para acionamentos a velocidade variável devido ao facto de não necessitar de precisão de parâmetros do motor, nem de sensores de posição e velocidade. Contudo, o desempenho de um acionamento com este tipo de controlo é fraco, principalmente no arranque e a baixas velocidades, e não permite controlar o

binário desenvolvido pelo motor. Por este motivo este tipo de controlo é apenas utilizado em bombas e ventoinhas [10], não sendo adequado para aplicações de tracção eléctrica.

Por sua vez, o controlo vetorial permite controlar o binário desenvolvido do motor mesmo a velocidade nula [10], o que é essencial num acionamento destinado a aplicações de tracção eléctrica. Para implementar um sistema de controlo vetorial é essencial conhecer os parâmetros do motor, a sua velocidade e a posição angular do rotor com elevada precisão. Em sistemas tradicionais a posição angular e a velocidade do rotor são obtidas através de um sensor colocado no veio do motor (*encoder* ótico ou sensor de efeito *Hall*) [11]. Estes sensores apresentam, no entanto, diversas desvantagens entre as quais se destacam as seguintes: (i) Aumento do custo inicial do acionamento, devido ao elevado custo deste componente que por vezes até pode ser mais caro do que o próprio motor; (ii) Redução da fiabilidade, visto que estes sensores têm uma taxa de avarias elevada [11, 12]; (iii) Necessidade de um cabo condutor que ligue o *encoder* ao sistema de controlo, que em certas aplicações pode estar distante do motor [10]; (iv) Uma falha no *encoder* coloca em risco o funcionamento do acionamento, obrigando à paragem do mesmo até à resolução do problema; (v) O ruído eletromagnético introduzido pelo *encoder* afeta fortemente o desempenho do sistema de controlo [10], pelo que é necessário utilizar *encoders* com alta precisão que são componentes de elevado custo [13].

Com o intuito de mitigar estes inconvenientes surge então uma forte motivação para se estudar um sistema capaz de efetuar o controlo vetorial do SynRM, sem recurso a sensor de posição. Antigamente, a maior dificuldade em desenvolver sistemas de controlo dinâmicos para máquinas AC residia na limitação de poder computacional, sendo que a redução da quantidade de sensores não representava uma prioridade. Hoje em dia, com a electrónica de potência, microcontroladores modernos e processadores digitais de sinais (DSP's), o poder computacional já não é um problema. Hoje em dia o objetivo é reduzir o *hardware* necessário no acionamento diminuindo assim o seu custo inicial e aumentando a sua fiabilidade. O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controlo para SynRMs sem sensor de posição que consiga manter o desempenho aproximado a um sistema de controlo com sensor de posição.



## 2 Métodos para estimação da posição e velocidade angular em SynRMs

Existem duas categorias de algoritmos para estimar a posição e a velocidade angular do rotor [10]. Os mais convencionais utilizam a componente fundamental das tensões e correntes aplicadas ao motor [14]. Dentro desta gama de algoritmos a posição angular do rotor pode ser obtida através de modelos estendidos baseados na força eletromotriz (EMF), modelos de estimação através do fluxo do motor ou através da manipulação das equações do SynRM. Os métodos baseados na EMF consistem em estimar a força eletromotriz do motor, que por sua vez contém informação sobre a posição do rotor [9, 15, 16]. Os métodos baseados no fluxo consistem na estimação do fluxo do motor e posteriormente através desta grandeza é possível obter informação sobre a posição do rotor [17-19]. Os métodos baseados em manipulações algébricas diretas consistem em manipular algebricamente as equações do SynRM em ordem à posição angular do rotor [20]. Através de manipulações algébricas é também possível construir um modelo em espaço de estados cujo comportamento será semelhante ao do SynRM, sendo este o princípio de funcionamento do Filtro de Kalman Estendido (EKF). O EKF utiliza as tensões e correntes de alimentação do motor para simular o seu comportamento fazendo uma predição das variáveis de saída, e possibilitando assim prever a posição angular do rotor [21, 22]. Todos estes métodos falham a velocidades baixas e nulas. A baixas velocidades a EMF é muito baixa, pelo que torna inviável a utilização do conhecimento desta grandeza para a estimação da posição angular do rotor do motor nestas condições de operação [9, 16]. Os restantes necessitam, com elevada precisão, dos parâmetros do SynRM, das correntes e tensões elétricas aplicadas à mesma. A tensão elétrica aplicada ao motor diminui com a velocidade, e devido às não linearidades e tempos mortos do inversor, a muito baixas velocidades o erro entre a tensão estimada e a real é elevado. Por este motivo, a baixas velocidades, estes algoritmos vão ter uma imprecisão elevada, tornando-se assim impossível controlar o binário desenvolvido pelo motor nestas condições de operação com qualquer algoritmo desta categoria [10]. É ainda de notar que o problema da imprecisão da tensão estimada pode ser resolvido utilizando sensores de tensão, contudo esta solução iria aumentar o *hardware* utilizado e por consequência aumentar o custo do acionamento, o que é indesejável.

Com o intuito de ultrapassar estas desvantagens, surgiu recentemente outra categoria de algoritmos, cujo objetivo é o de explorar as anisotropias do rotor (diferença entre o

eixo longitudinal e transversal). Tal exploração é feita através da injeção de sinais no motor a uma frequência muito superior à componente fundamental e posterior extração e análise dos mesmos [23]. Através destes sinais é possível estimar a posição angular do rotor com elevada precisão, mesmo com o rotor parado e torna-se assim possível controlar o binário desenvolvido pelo motor nestas condições de operação [10, 16]. Contudo, esta injeção de sinais prejudica o desempenho do acionamento em regime permanente devido aos aspetos listados em seguida: (i) Geração de ruído eletromagnético que diminui o desempenho do sistema; (ii) Aumento das perdas no motor devido à circulação da corrente de alta frequência e conseqüente redução do rendimento global do acionamento; (iii) Oscilações indesejáveis no binário desenvolvido pelo motor; (iv) Utilização da tensão do barramento DC para a injeção, limitando a tensão disponível para alimentar o motor [18, 19].

Para que um acionamento sem sensor de posição consiga operar em toda a gama de velocidades e manter um desempenho parecido com o de um acionamento tradicional, é desejável combinar duas categorias de estimação da posição angular anteriormente apresentadas. Surgem assim os algoritmos híbridos, em que se combina um algoritmo de cada categoria, de modo a que cada um opere apenas na gama de velocidades onde o seu desempenho é máximo [18, 19, 22]. Na Fig. 2 é apresentado um diagrama com os diferentes métodos existentes para a estimação da posição angular do rotor, bem como a gama de velocidades adequada para o funcionamento de cada estratégia.

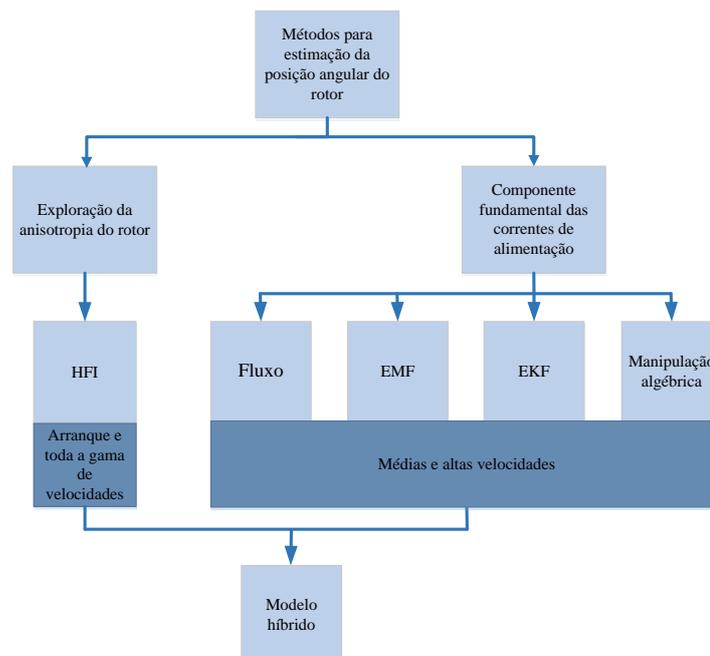


Fig. 2 - Diagrama dos vários métodos para estimar a posição e velocidade angular do rotor em SynRMs

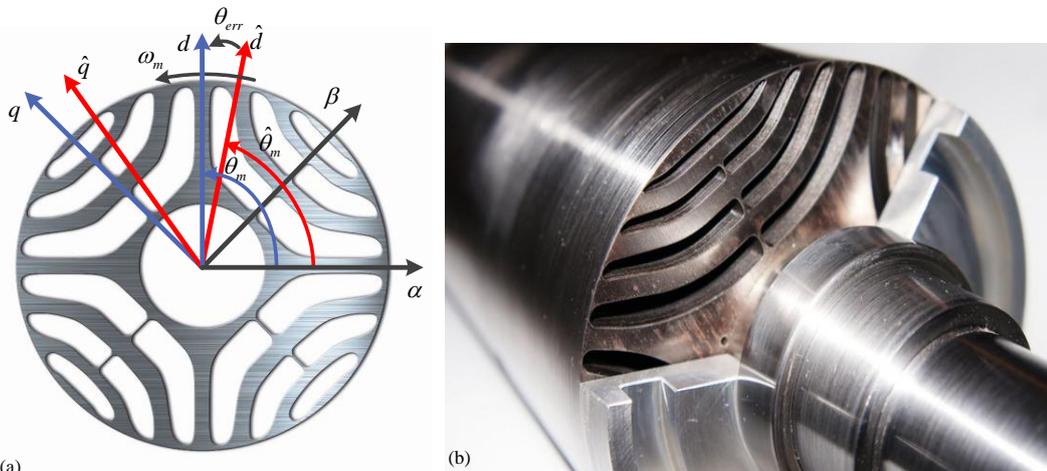
## 2.1 Aspectos gerais relativos a SynRMs

Para melhor compreensão dos algoritmos apresentados de seguida, apresenta-se neste subcapítulo o esquema equivalente do SynRM em eixos  $dq$  e os sistemas de eixos utilizados ao longo deste trabalho.

Na Fig. 3 (a) estão representados os sistemas de eixos utilizados ao longo deste trabalho. Os eixos estacionários ( $\alpha\beta$ ). Os eixos rotacionais ( $dq$ ) e o eixo rotacional estimado ( $\hat{d}\hat{q}$ ) em que não há qualquer informação sobre a posição do rotor do motor através do sensor de posição. Os eixos ( $dq$ ) e ( $\hat{d}\hat{q}$ ) giram ambos à mesma velocidade que o rotor do SynRM, a diferença entre o eixo  $d$  e o eixo  $\hat{d}$  é o erro entre a posição angular real do rotor e a estimada ( $\theta_{err}$ ). O eixo  $d$  é o eixo longitudinal do motor, ao longo do qual a indutância dos enrolamentos estatóricos do mesmo é máxima ( $L_d$ ) e o eixo  $q$  é o eixo transversal ao longo do qual a indutância dos enrolamentos estatóricos do motor é mínima ( $L_q$ ). O fluxo magnético criado pelas correntes nos enrolamentos estatóricos do motor tem maior facilidade em atravessar o eixo  $d$  do que o eixo  $q$ . Por outro lado a saliência magnética do motor ( $\zeta$ ) é dada por (2.1), sendo sempre superior a um.

$$\zeta = \frac{L_d}{L_q} \quad (2.1)$$

Na Fig. 3 (b) é apresentado o rotor em corte do SynRM da KSB com projeto otimizado semelhante ao do motor utilizado neste trabalho.



(a) Identificação das coordenadas utilizadas ao longo do trabalho. (b) Rotor em corte do SynRM da KSB com projeto otimizado.

O SynRM é uma máquina fortemente não linear, devido principalmente à saturação magnética e saturação magnética cruzada, sendo que as indutâncias variam não linearmente em função das correntes segundo os eixos  $d$  e  $q$  -  $L_{dq}(i_d, i_q)$ . Na Fig. 4 estão representadas as indutâncias segundo o eixo longitudinal e transversal contemplando a saturação magnética cruzada, obtidas através dos ensaios experimentais descritos no anexo A que foram baseados no método desenvolvido em [24]. O conhecimento destes parâmetros com elevada precisão é fundamental para o bom desempenho dos algoritmos de estimação da posição e velocidade angular do rotor. Principalmente daqueles que utilizam a componente fundamental das tensões e correntes aplicadas ao motor, visto que estes parâmetros aparecem em todas as suas equações principais, como será visto de seguida.

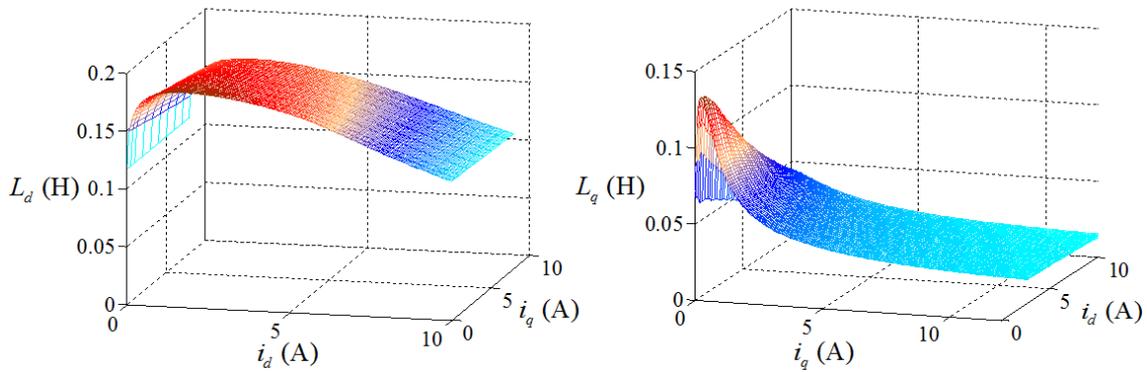


Fig. 4 - Valores medidos para  $L_d(i_d, i_q)$  e  $L_q(i_q, i_d)$ .

Em [25, 26], os autores verificam experimentalmente a necessidade de utilizar um modelo matemático que inclua a saturação magnética cruzada do motor para minimizar os erros dos estimadores de posição e velocidade e obter-se assim um desempenho otimizado do sistema de controlo. As perdas no ferro do SynRM não foram consideradas devido ao facto de serem muito baixas e não afetarem significativamente o desempenho do sistema. As equações para as tensões elétricas de alimentação ( $u_d$  e  $u_q$ ) do SynRM em eixos  $dq$  considerando a saturação magnética cruzada são (2.2) e (2.3) em que  $R_s$  é a resistência dos enrolamentos estatoricos do SynRM,  $(i_{ds}$  e  $i_{qs})$  são as correntes de alimentação do SynRM em coordenadas rotóricas,  $(\psi_{ds}$  e  $\psi_{qs})$  representam o fluxo estatórico do SynRM em coordenadas rotóricas e  $\omega_e$  representa a velocidade angular elétrica do SynRM.

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} . \quad (2.2)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} . \quad (2.3)$$

As derivadas em ordem ao tempo do fluxo estatorico em eixos  $dq$  é dado por:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{ds}}{dt} = L_d(i_d, i_q) \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{dL_d(i_d, i_q)}{dt} i_d \\ \frac{d\psi_{qs}}{dt} = L_q(i_d, i_q) \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{dL_q(i_d, i_q)}{dt} i_q \end{cases} . \quad (2.4)$$

O binário desenvolvido pelo SynRM é dado por (2.5) onde  $p$  é o número de pares de pólos do motor.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.5)$$

Na Fig. 5 está representado o circuito equivalente do SynRM, em eixos  $dq$ .

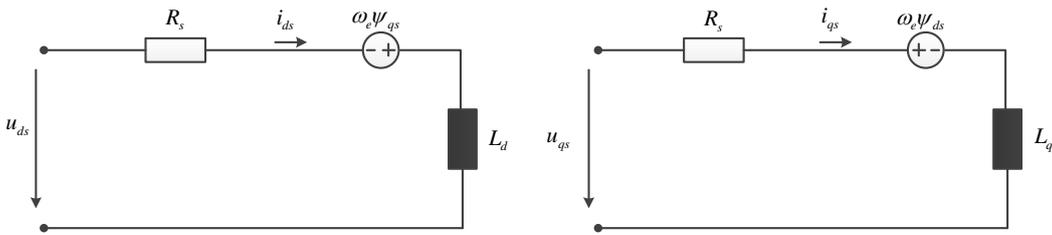


Fig. 5- Circuito equivalente do SynRM em eixos dq.

## 2.2 Injeção de sinais de alta frequência

Estes métodos têm como objetivo explorar as propriedades anisotrópicas do rotor do motor (diferenças entre  $L_d$  e  $L_q$ ), possibilitando assim estimar a sua posição angular que está relacionada com a sua saliência magnética ( $\zeta$ ) [10, 12, 18, 19, 29].

Os métodos mais antigos de detecção das anisotropias do rotor consistem em utilizar os harmônicos causados pela comutação do inversor [27] ou utilizar o terceiro harmônico da tensão de alimentação [28].

Os métodos mais recentes para a detecção da anisotropia do rotor consistem na injeção de sinais a alta frequência (HFI), que podem ser vetores de tensão ou vetores de corrente injetados nos enrolamentos estatóricos do motor, a uma frequência muito superior à frequência da componente fundamental de alimentação do motor. Posteriormente, é feita a extração das correntes de alta frequência que percorreram os enrolamentos estatóricos

do motor [10], que contêm informação sobre a posição angular do rotor.

Para se injetar um sinal de corrente a alta frequência, a largura de banda da malha de controlo de corrente tem que ser muito superior à frequência do sinal injetado, o que conduz a valores de ganhos proporcionais dos controladores de corrente  $(k_p^{i_d i_q})$  muito elevados, amplificando o ruído existente nesses sinais e deteriorando o desempenho do acionamento. Por este motivo, na maioria dos trabalhos apresentados na literatura é utilizada uma injeção de tensão a alta frequência [10], e será portanto a abordagem explorada neste trabalho.

As tensões injetadas no estator do motor vão-se sobrepor às tensões de alimentação e podem ser injetadas de 3 formas distintas, sendo  $u_{inj}$  a amplitude do vetor de tensão, e  $\omega_h$  a frequência angular elétrica da onda injetada:

Injeção usando um vetor de tensão rotacional no sistema de eixos  $dq$  estimados  $(\underline{u}_h^{\hat{r}})$  [18, 23, 30].

$$\underline{u}_h^{\hat{r}} = u_{inj} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \text{sen}(\omega_h t) \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Injeção utilizando um vetor de tensão pulsante no sistema de eixos  $dq$  estimados [22, 30-32].

$$\underline{u}_h^s = u_{inj} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Injeção através de um vetor de tensão rotacional no sistema de eixos  $\alpha\beta$   $(\underline{u}_h^s)$  [33].

$$\underline{u}_h^s = u_{inj} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ \text{sen}(\omega_h t) \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

O método de injeção de um vetor de tensão no sistema de eixos  $\alpha\beta$  (2.8) apresenta claras desvantagens em relação aos outros dois. A sua implementação, além de mais complexa, requer uma informação precisa sobre parâmetros do motor ( $L_d$ ,  $L_q$  e  $R_s$ ) com precisão [33], ao contrário dos restantes [23]. Por estes motivos este método não será explorado neste trabalho.

Em (2.6) ou (2.7), o processamento do sinal de corrente pode ser feito da mesma forma. No método que utiliza um vetor de tensão rotacional, a diferença de fase entre as duas correntes de alta frequência, no sistema de eixos rotórico estimado  $(i_{dh}^{\hat{r}}$  e  $i_{qh}^{\hat{r}})$ , é

usada para alimentar o controlador PI que estima a posição e velocidade angular do rotor. Por outro lado, com o método de injeção de um vetor pulsante é utilizada a amplitude da componente de sequência negativa da corrente  $i_d$  ou  $i_q$ . Em [23, 34] os autores concluem que utilizando um método de injeção de um vetor de tensão pulsante é possível obter um estimador com melhor desempenho em relação a um método de injeção através de um vetor de tensão rotacional, obtendo-se um erro menor entre a posição angular do rotor real e estimada. Outra vantagem deste método é que, sendo injetada apenas uma onda de tensão, serão causadas menos oscilações no binário desenvolvido pelo motor. Por estes motivos, e devido à aplicação a que se destina este acionamento, o método de injeção de um vetor de tensão pulsante será explorado neste trabalho e explicado de seguida.

A injeção utilizando um vetor de tensão pulsante no sistema de eixos rotacional estimado pode ser feita segundo o eixo  $d$  estimado ou segundo o eixo  $q$  estimado. Contudo a injeção segundo o eixo  $q$  estimado origina maiores oscilações de binário o que é indesejável, sendo assim vantajoso escolher um vetor pulsante segundo o eixo  $d$  estimado [22]. Neste caso, a componente de sequência negativa da corrente gerada segundo o eixo  $q$  estimado é utilizada para estimar a posição angular e a velocidade do rotor do SynRM.

As impedâncias de alta frequência dos enrolamentos estatóricos do motor no sistema de eixos  $dq$  estimado ( $Z_{dh}^{\hat{}}$  e  $Z_{qh}^{\hat{}}$ ), podem ser caracterizadas em função do erro entre a posição real do rotor e a posição estimada ( $\tilde{\theta}_{err}$ ) através de:

$$Z_{dh}^{\hat{}} = Z_{med} + \frac{1}{2} \Delta Z_{dqh} \cos(2\tilde{\theta}_{err}) \quad (2.9)$$

$$Z_{qh}^{\hat{}} = Z_{med} - \frac{1}{2} \Delta Z_{dqh} \cos(2\tilde{\theta}_{err}) \quad (2.10)$$

Em que  $Z_{med}$  é o valor médio da impedância que não varia com a posição, enquanto  $\Delta Z_{dqh}$  representa a variação da impedância entre os eixos  $d$  e  $q$  estimados com a posição, sendo que nas equações (2.9) e (2.10) vai ser o termo que representa a saliência magnética.

A componente de impedância cruzada entre os eixos  $d$  e  $q$  estimados ( $Z_{ch}^{\hat{}}$ ), dada por (2.11), vai ser diretamente proporcional a  $\sin(2\tilde{\theta}_{err})$ , se a máquina possuir saliência magnética [32].

$$Z_{ch}^{\hat{}} = \frac{1}{2} \Delta Z_{dqh} \sin(2\tilde{\theta}_{err}). \quad (2.11)$$

$L_{med}$  é o termo médio entre as indutâncias dos enrolamentos estatóricos do SynRM segundo o sistema de eixos  $dq$  e  $\Delta R_s$  representa a variação da resistência dos enrolamentos estatóricos do SynRM e  $f_h$  é a frequência da onda de tensão injetada que vai afetar diretamente o valor das impedâncias:

$$\begin{cases} \Delta Z_{dqh} = j(L'_d - L'_q)2\pi f_h + \Delta R_s \\ L_{med} = \frac{L'_d + L'_q}{2} \\ Z_{med} = j2\pi f_h L_{med} + R_s \end{cases} \quad (2.12)$$

Para melhor compreensão do fenômeno da variação da indutância dos enrolamentos estatóricos do motor com a posição do rotor, ilustra-se na Fig. 6 a variação da indutância entre as fases  $a$  e  $b$  dos enrolamentos estatóricos em função da posição do rotor .

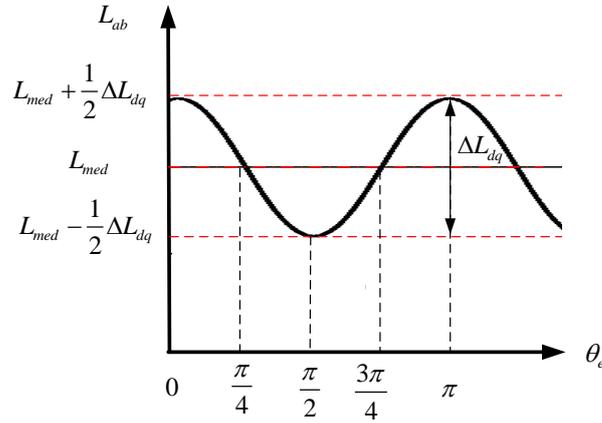


Fig. 6- Variação da indutância dos enrolamentos estatóricos do SynRM em função da posição do rotor [45].

As tensões de alta frequência contemplando os termos da impedância cruzada podem ser caracterizados por [31]:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dsh} \\ \hat{u}_{qsh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{Z}_{dh} & \hat{Z}_{ch} \\ \hat{Z}_{ch} & \hat{Z}_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh} \\ \hat{i}_{qsh} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

As correntes de alta frequência no sistema de eixos  $dq$  estimado podem ser expressas manipulando (2.13) e (2.7) obtendo-se [31]:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh} \\ \hat{i}_{qsh} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{Z}_{dh}\hat{Z}_{qh} - (\hat{Z}_{ch})^2} \begin{bmatrix} \hat{Z}_{qh} & -\hat{Z}_{ch} \\ -\hat{Z}_{ch} & \hat{Z}_{dh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dsh} \\ \hat{u}_{qsh} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{Z}_{dh}^r \hat{Z}_{qh}^r} \begin{bmatrix} \hat{Z}_{qh}^r & -\hat{Z}_{ch}^r \\ -\hat{Z}_{ch}^r & \hat{Z}_{dh}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dsh}^r \\ \hat{u}_{qsh}^r \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Simplificando (2.14) a corrente de alta frequência, segundo o eixo  $q$  estimado, pode ser caracterizada por:

$$\hat{i}_{qsh} = \frac{-Z_{ch}^{\hat{r}}}{Z_{dh}^{\hat{r}} Z_{qh}^{\hat{r}}} u_{inj} \cos(\omega_h t). \quad (2.15)$$

Substituindo (2.9), (2.10) e (2.11) em (2.15), e manipulando algebricamente obtém-se (2.16), onde se pode ver que a corrente de alta frequência é também proporcional à variação da impedância cruzada  $Z_{ch}^{\hat{r}}$ . É então claro que esta componente da corrente de alta frequência contém informação sobre a posição do rotor [11, 30-32].

$$\hat{i}_{qsh} = -\frac{u_{inj}}{2} \left[ \frac{(\Delta R_s + j\omega_h \Delta L_{dq}) \sin(2\tilde{\theta}_{err})}{(R_s + j\omega_h L_{dh}^r)(R_s + j\omega_h L_{qh}^r)} \right] \cos(\omega_h t) \quad (2.16)$$

Como a altas frequências  $j\omega_h L \gg R$ , os termos correspondentes à resistência podem ser desprezados em (2.16), obtendo-se assim:

$$\hat{i}_{qsh} = -\frac{u_{inj}}{2} \left[ \frac{(j\omega_h \Delta L_{dq}) \sin(2\tilde{\theta}_{err})}{(j\omega_h L_{dh}^r)(j\omega_h L_{qh}^r)} \right] \cos(\omega_h t). \quad (2.17)$$

Esta componente da corrente de alta frequência contém informação sobre a posição do rotor, que vem da diferença entre as impedâncias  $Z_{dh}$  e  $Z_{qh}$  [11], no entanto é necessário isolar esta componente da componente fundamental de alimentação para se poder extrair essa informação.

Na literatura existem várias técnicas de processamento de sinal que consistem em deslocar componente de sequência negativa da corrente de alta frequência para a origem e filtrar a componente fundamental e os restantes harmónicos de alta frequência. Na maior parte dos esquemas HFI é utilizado mais do que um filtro para extrair esta componente. Em [32], é proposto um método simplificado para o PMSM em que apenas um filtro é utilizado. Nesta dissertação este método (ilustrado na Fig. 7) foi implementado para o SynRM. A vantagem de reduzir o número de filtros é reduzir o atraso introduzido no sinal, e por consequência obter uma estimação mais precisa. Em seguida explica-se o processo. Para extrair a componente que contém informação sobre a posição do rotor, primeiro, as correntes lidas em coordenadas de fase, são transformadas para o sistema de eixos  $dq$  estimado. Para esta operação é utilizado o ângulo estimado de modo a criar um erro entre a posição real e a estimada ( $\tilde{\theta}_{err}$ ). De seguida, a componente segundo o eixo  $d$  estimado da corrente é eliminada. Depois é aplicado um sinal de amplitude unitária:  $\sin(\omega_h t)$ , à componente segundo o eixo  $q$  estimado, esta operação vai colocar a sequência negativa da componente de alta frequência da corrente na origem e deslocar a componente fundamental e os restantes harmónicos em  $\omega_h$  [31, 32] obtendo-se:

$$i_q^{\hat{r}} \sin(\omega_h t) = \frac{u_{inj} \sin(2\tilde{\theta}_{err})}{2\omega_h^2 L_{dh} L_{qh}} \left[ \frac{\omega_h \Delta L}{2} - \Delta Z_{dq} \sin(2\omega_h t - \phi) \right]. \quad (2.18)$$

O sinal obtido em (2.18), ainda inclui duas componentes indesejáveis: a componente fundamental e a componente de sequência positiva da corrente de alta frequência. Para eliminar estas componentes o sinal é então filtrado com um filtro passa baixo. Obtém-se assim um sinal em função de  $\tilde{\theta}_{err}$  :

$$f(\tilde{\theta}_{err}) = LPF[i_q^{\hat{r}} \sin(\omega_h t)] = \frac{u_{inj} \Delta L_{dq}}{2\omega_h L_{dh} L_{qh}^r} \tilde{\theta}_{err} = K_{err} \tilde{\theta}_{err}. \quad (2.19)$$

Através de  $f(\tilde{\theta}_{err})$  é possível extrair a velocidade angular elétrica do rotor utilizando um controlador PI, um PLL ou um controlador de histerese. Na literatura, o controlador PI é o método mais utilizado, porque os controladores de histerese originam um sinal mais ruidoso, e os PLL são mais difíceis de sintonizar. O sinal obtido em (2.19) é aplicado à entrada do controlador, de onde se obtém a velocidade angular elétrica estimada  $\hat{\omega}_e$  e a posição angular do rotor  $\hat{\theta}_e$  é obtida após a integração de  $\hat{\omega}_e$ . A função de transferência da posição do rotor estimada relativamente à posição real é dada por [31]:

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{K_{plfi} K_{err} s + K_{ihfi} K_{err}}{s^2 + K_{plfi} K_{err} s + K_{ihfi} K_{err}} \quad (2.20)$$

Como pode ser observado na Fig. 7, a frequência de corte do filtro passa baixo deve ser escolhida de modo a eliminar totalmente a componente fundamental. Este valor é tipicamente inferior a  $\frac{\omega_h}{2}$ . É utilizado um filtro passa baixo para filtrar  $\hat{\omega}_e$  para eliminar o elevado ruído presente neste sinal. É ainda de notar que este filtro passa baixo não prejudica a dinâmica do estimador porque não afeta o sinal de corrente nem o  $\hat{\theta}_e$ .

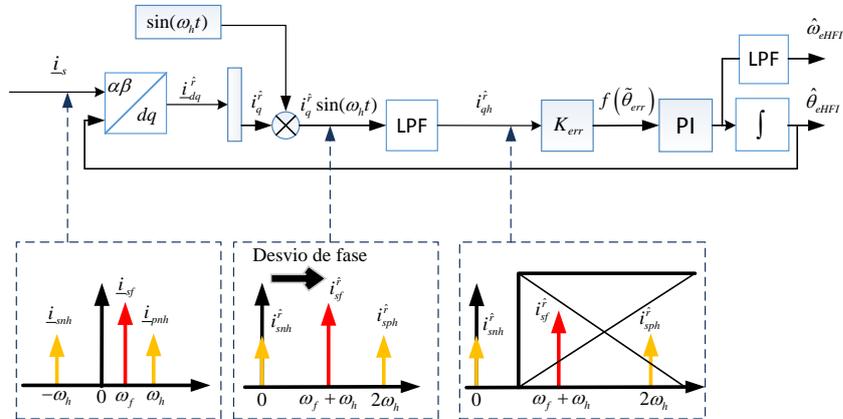


Fig. 7 - Técnica de processamento de sinal utilizada para filtrar a componente de sequência negativa da corrente de alta frequência.

Em [31] é feito um estudo comparativo do desempenho de um estimador HFI segundo diferentes condições de injeção. Os autores concluem que quanto maior a frequência de injeção maior é a impedância de alta frequência, portanto maior a precisão das variáveis estimadas. Outra vantagem de escolher uma frequência elevada, é ser mais fácil separar a componente negativa da corrente de alta frequência da componente fundamental da corrente de alimentação, visto que estas vão estar mais afastadas, como se pode ver na Fig. 7. É ainda de notar que as correntes lidas devem ser filtradas antes de realimentarem as malhas de corrente no controlo para retirar a componente de alta frequência que causa ruído indesejado nas malhas de controlo de corrente. A frequência de corte deste filtro deve ser elevada para não comprometer a largura de banda das malhas de corrente, mas por sua vez tem que ser capaz de cortar totalmente a corrente de alta frequência.

Quanto à amplitude da tensão injetada, esta deve ser a menor possível para não perturbar o funcionamento normal do SynRM. Contudo não pode ser demasiado baixa pois valores de tensão muito baixos originam amplitudes baixas na corrente de alta frequência. Com uma componente da corrente baixa, as constantes do controlador PI utilizado para extrair a posição angular e a velocidade do rotor serão elevadas, tendo como desvantagem a amplificação o ruído. Na literatura, são usados valores fixos e a gama de valores de tensão habitualmente utilizada situa-se entre 3 a 60 V, e a gama de frequências entre 500 e 2000 Hz. Além de permitir estimar o ângulo do rotor a baixas velocidades, e permitir controlar o binário quando o motor está parado, este método apresenta também uma grande vantagem em relação aos outros: A capacidade de identificar a posição do rotor no instante inicial quando o acionamento é iniciado e o rotor está parado, permitindo assim arrancar o acionamento.

### 2.3 Estimação da posição do rotor através do fluxo ativo

O fluxo ativo no motor, conceito desenvolvido em [35] é o termo do fluxo que se multiplica pela corrente  $i_{qs}$  na equação do binário desenvolvido pelo SynRM (2.5).

O fluxo estático é definido por (2.21) e a sua relação com o fluxo ativo é dada por (2.22).

$$\underline{\psi}_s = L_d \underline{i}_d + jL_q \underline{i}_q . \quad (2.21)$$

$$\underline{\psi}_a = \underline{\psi}_s - L_q \underline{i}_s . \quad (2.22)$$

É então possível escrever a equação do binário do SynRM em função do fluxo ativo:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_a i_{qs}. \quad (2.21)$$

A relação anterior mostra que o fluxo ativo é o fluxo responsável pela produção de binário no SynRM. Como se pode ver na Fig. 8, em que o fasor do fluxo ativo é representado pela seta vermelha, este está sempre alinhado com o eixo  $d$ , assim a sua posição angular coincide com a posição angular do rotor e a sua velocidade de rotação é idêntica à velocidade de rotação do rotor do SynRM.

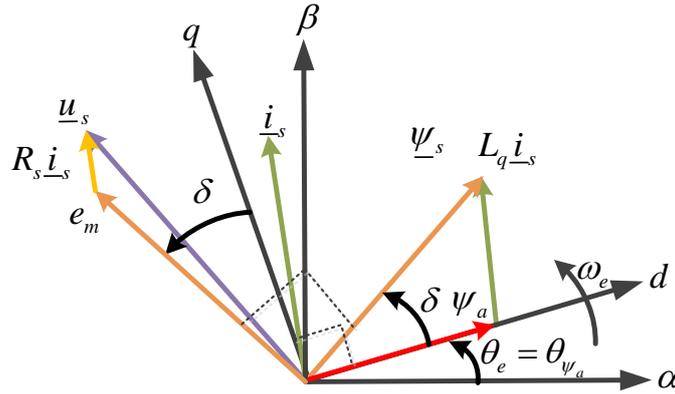


Fig. 8 - Diagrama vetorial do SynRM [3]

Após estimar o fluxo estático no sistema de eixos  $\alpha\beta$ , e isolar a componente do fluxo ativo também no sistema de eixos  $\alpha\beta$  ( $\psi_{\alpha\beta s}$  e  $\psi_{\alpha\alpha s}$ ) é possível extrair a posição angular do rotor através de [17, 18]:

$$\theta_\psi = \tan^{-1} \left( \frac{\psi_{\alpha\beta s}}{\psi_{\alpha\alpha s}} \right). \quad (2.24)$$

Para estimar o fluxo estático do SynRM estão presentes na literatura várias abordagens. O fluxo pode ser calculado através da corrente de alimentação nos enrolamentos estáticos que é obtida através de sensores de corrente e utilizando as indutâncias dos enrolamentos estáticos:

$$\begin{cases} \psi_{ds}^i = i_{ds} L_d(i_{ds}, i_{qs}) \\ \psi_{qs}^i = i_{qs} L_q(i_{ds}, i_{qs}) \end{cases}. \quad (2.25)$$

Ou pode ser calculado através da tensão aplicada aos enrolamentos estáticos do motor:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha s}^u = \int (u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \psi_{\beta s}^u = \int (u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{cases}. \quad (2.26)$$

O modelo de tensão (2.26) não depende do valor das indutâncias dos enrolamentos

estatóricos do motor o que é uma enorme vantagem em relação ao modelo de corrente (2.25), pois a utilização destes parâmetros introduz uma certa imprecisão no cálculo do fluxo devido à possível imprecisão destes valores em certas condições de funcionamento do motor. Contudo, a tensão utilizada em (2.26) é a tensão gerada pelo sistema de controlo para evitar sensores de tensão que, a baixas velocidades, difere da tensão real aplicada ao motor devido aos tempos mortos e não linearidades do inversor, sendo assim necessário utilizar o modelo de corrente a baixas velocidades. A solução para um estimador de fluxo capaz de operar em toda a gama de velocidades do motor é combinar os dois modelos (tensão e corrente), obtendo um estimador híbrido [10, 17]. Neste estimador ambos os modelos funcionam em simultâneo. O erro entre o modelo de corrente e o modelo de tensão vai alimentar um controlador PI, com ganhos proporcional e integral ( $K_p^{ui}$  e  $K_i^{ui}$ ), que gera a tensão de compensação ( $\underline{u}_{comp}$ ) necessária para eliminar os erros no modelo de tensão. Esta tensão de compensação é posteriormente somada ao modelo de tensão obtendo-se assim um modelo híbrido para estimar o fluxo com:

$$\underline{u}_{comp} = \left( K_p^{ui} + \frac{K_i^{ui}}{s} \right) (\underline{\psi}_s^i - \underline{\psi}_s^u). \quad (2.27)$$

A Fig. 9 ilustra o estimador híbrido para o fluxo ativo:

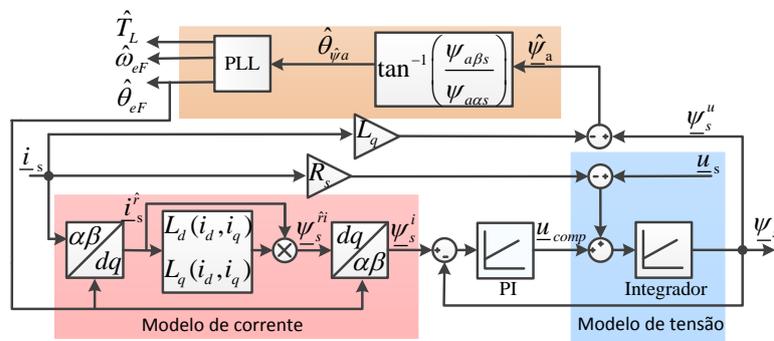


Fig. 9- Estimador híbrido de fluxo, estimador de fluxo ativo, e PLL para extrair a posição e velocidade do rotor

Para monitorizar o desempenho do estimador de fluxo deve-se monitorizar o ângulo entre o fluxo estático estimado ( $\hat{\psi}_s$ ) e a força eletromotriz nos enrolamentos estáticos ( $\underline{u}_s - R_s \underline{i}_s$ ) que deve ser muito próximo de  $90^\circ$  como se pode ver na Fig. 8.

Para monitorizar a estabilidade do motor deve-se monitorizar o ângulo de carga, que deve ser sempre inferior a  $45^\circ$  numa máquina síncrona e que pode ser obtido através de:

$$\hat{\delta} = \sin^{-1} \left( \frac{4\hat{T}_{em}}{6p \left( \frac{L_q - L_d}{L_q L_d} \right) \hat{\psi}_s} \right). \quad (2.28)$$

Após estimada a posição angular do fluxo ativo, como ilustrado na Fig. 9, a posição e velocidade do rotor podem ser extraídas através de um controlador PI ou um *phased locked loop* (PLL), sendo que o último proporciona uma estimação mais robusta a variações de carga e proporciona um sinal com menos ruído. Em [18] é apresentado um *PLL*, ilustrado na Fig. 10, aprimorado com a componente de aceleração obtida através das equações de movimento do SynRM para aumentar o desempenho do estimador em transições de velocidade:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{p}{J}(T_{em} - T_L) - B\omega_m \\ \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \end{cases}. \quad (2.29)$$

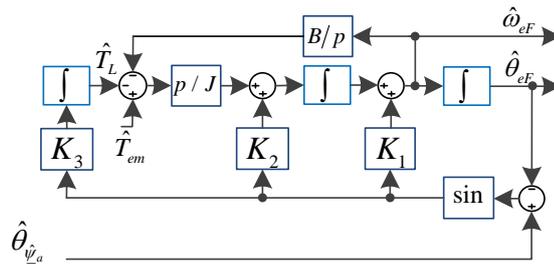


Fig. 10- PLL melhorado para estimar a posição e a velocidade do rotor

Os ganhos do PLL devem ser sintonizados de acordo com os parâmetros do motor presente no acionamento [18], para se obter um fator de amortecimento e dinâmica aceitáveis.

Este método de estimação da velocidade e posição angular do rotor apresenta um bom desempenho a médias e altas velocidades. Contudo, a baixas velocidades o erro entre a posição angular estimada e a real é elevado, tornando impossível controlar o binário desenvolvido pelo motor. É também impossível saber a posição do rotor no instante inicial quando o rotor está parado, pelo que se conclui que este método só proporciona um funcionamento estável ao acionamento a médias e altas velocidades.

É de referir ainda que, para esta estratégia funcionar, é necessário manter o motor sempre magnetizado. Caso em alguma situação este não esteja magnetizado, não há fluxo para estimar a posição angular do rotor, o que pode levar à paragem do acionamento. Isto

implica que para o uso deste estimador seja imperativo que o controlo inclua uma malha de controlo do fluxo [17, 35]. Nos artigos [17, 36], é ainda referido que, é possível obter melhor desempenho de um acionamento sem sensor de posição se for usada uma estratégia de controlo direto do binário (DTC) em vez de controlo vetorial, porque no DTC a posição angular do rotor é necessária em menos cálculos e assim, um erro na mesma introduz menos erro no sistema.

## 2.4 Força eletromotriz

Os métodos que utilizam a força eletromotriz (EMF) consistem em estimar esta grandeza, e posteriormente estimar a posição e a velocidade angular do rotor através da mesma. Para estimar a força eletromotriz são utilizadas as correntes e tensões elétricas de alimentação do motor [9, 12, 15, 16]. Para que este método funcione com bom desempenho, é necessário entrar em conta com a saturação cruzada, pelo que as indutâncias dinâmicas do motor podem ser definidas por:

$$\begin{cases} L'_d = i_{ds} \frac{dL_d}{di_{ds}} + L_d \\ L'_q = i_{qs} \frac{dL_q}{di_{qs}} + L_d \end{cases} \quad (2.30)$$

Por sua vez, a força eletromotriz está contida nas equações da tensão do motor como se pode ver em (2.31), sendo os dois primeiros termos correspondentes à queda de tensão nos enrolamentos estatóricos do motor e o terceiro termo ( $e_\alpha$  e  $e_\beta$ ) correspondente à força eletromotriz dependente da posição do rotor [10, 16].

$$\begin{cases} u_{\alpha s} = \left( R_s + \frac{dL'_d}{dt} \right) i_{\alpha s} + \omega_e i_{\beta s} (L'_d - L'_q) + e_\alpha \\ u_{\beta s} = \left( R_s + \frac{dL'_d}{dt} \right) i_{\beta s} - \omega_e i_{\alpha s} (L'_d - L'_q) + e_\beta \end{cases} \quad (2.31)$$

As componentes da força eletromotriz no sistema de eixos estacionário que variam com  $\theta_e$  são caracterizadas por [16]:

$$\begin{cases} e_\alpha = -\sin(\theta_e) \left[ (L_d - L_q) \omega_e i_{ds} - (L'_d - L'_q) i_{qs} \right] \\ e_\beta = \cos(\theta_e) \left[ (L_d - L_q) \omega_e i_{ds} - (L'_d - L'_q) i_{qs} \right] \end{cases} \quad (2.32)$$

O estimador proposto em [16], estima a força eletromotriz subtraindo o termo correspondente à queda de tensão nos enrolamentos estatóricos às tensões de alimentação

do motor através de:

$$\begin{cases} e_\alpha = u_{\alpha s} - \left[ \left( R_s + \frac{dL'_d}{dt} \right) i_{\alpha s} + \omega_e i_{\beta s} (L'_d - L_q) \right] \\ e_\beta = u_{\beta s} - \left[ \left( R_s + \frac{dL'_d}{dt} \right) i_{\beta s} - \omega_e i_{\alpha s} (L'_d - L_q) \right] \end{cases} \quad (2.33)$$

Após estimar a EMF é conveniente usar um filtro passa baixo para retirar os harmônicos e o ruído para não ser amplificado pelo PI que vai estimar a velocidade. Após filtrar os sinais ( $e_\alpha$  e  $e_\beta$ ) é possível obter a posição angular do rotor através de:

$$\hat{\theta}_e = \arctg \left( \frac{-e_\alpha}{e_\beta} \right). \quad (2.34)$$

É de notar que o sinal (-) em  $e_\alpha$  aparece devido ao sinal (-) em  $e_\alpha$  na equação (2.32). Após obter  $\hat{\theta}_e$ , a velocidade pode ser estimada através de um controlador PI em que a entrada será o ângulo atual subtraído ao ângulo da iteração anterior, criando um erro:

$$\tilde{\theta}_{err} = \hat{\theta}_e(k) - \hat{\theta}_e(k-1). \quad (2.35)$$

O controlador PI por sua vez força este erro a 0, obtendo-se o sinal de velocidade angular à saída:

$$\hat{\omega}_{emf} = k_p^{emf} \tilde{\theta}_{err} + k_i^{emf} \int \Delta \tilde{\theta}_{err} dt. \quad (2.36)$$

Após a integração, este sinal de velocidade angular dá origem ao sinal de posição angular do rotor do SynRM:

$$\hat{\theta}_{emf} = \int \hat{\omega}_{emf} dt. \quad (2.37)$$

Na Fig. 11, está ilustrado o processo de estimação da força eletromotriz que depende da posição do rotor do SynRM, e o respetivo estimador de posição e velocidade.

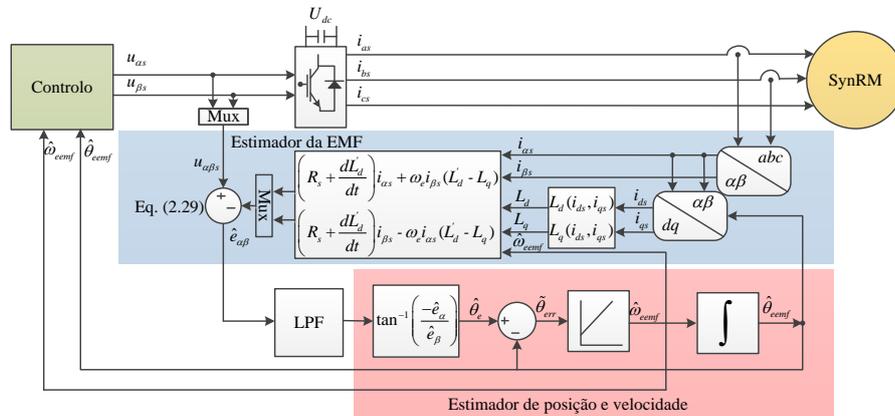


Fig. 11- Estimador de posição e velocidade através da EMF

Os valores das constantes do controlador em (2.36) devem ser escolhidos para que o estimador consiga anular o erro em regime permanente, com um bom comportamento dinâmico e com pouca oscilação. O controlador PI pode ser sintonizado através de (2.38), em que valor da frequência natural amortecida ( $\omega_n$ ) está associado à rapidez do estimador, enquanto o fator de amortecimento está associado à oscilação ( $\zeta$ ).

$$\begin{cases} k_p^{emf} = 2\zeta\omega_n \\ k_i^{emf} = \omega_n^2 \\ \zeta = 0.7 \\ \omega_n = 35 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (2.38)$$

Este estimador apresenta uma boa performance para altas velocidades (acima de 600 rpm), contudo, não tem capacidade para estimar a posição angular do rotor quando o motor está parado nem a baixas velocidades, pois a força eletromotriz é nula ou muito baixa. Conclui-se assim que, para implementar este estimador num acionamento capaz de operar em toda a gama de velocidades sem sensor de posição, é necessário combinar o mesmo com outro estimador adequado para velocidades baixas e nulas.

## 2.5 Filtro de Kalman Estendido (EKF)

Este método consiste em utilizar um modelo completo do SynRM, em espaço de estados e, com acesso às correntes e tensões de alimentação, replicar o funcionamento do motor, tornando assim possível prever as variáveis de saída [21, 22]. Neste modelo do SynRM, todos os fenómenos que podem ser descritos matematicamente devem ser incluídos para aumentar o desempenho do algoritmo, com especial atenção para a saturação cruzada, pois a precisão do estimador depende diretamente da qualidade da caracterização matemática do motor.

O modelo do motor utilizado neste método de estimação consiste nas equações de tensão manipuladas de forma a ter o fluxo estático ou as derivadas da corrente como variáveis de estado. Em [21] é apresentado um modelo em ordem às derivadas das correntes, que é obtido através da manipulação algébrica de (2.2) e (2.3):

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{u_{ds}}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_{qs} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{u_{qs}}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_{qs} + \omega_e \frac{L_d}{L_q} i_{ds} \end{cases} \quad (2.39)$$

A posição angular do rotor é obtida através da integração da velocidade. A equação de movimento do motor é utilizada para prever a velocidade do rotor, constando da fase de predição do Filtro de Kalman:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p}{J} (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} - \frac{1}{J} T_L. \quad (2.40)$$

O vetor de variáveis de estado é então  $\mathbf{x} = [i_d, i_q, \Omega_m, \theta_m]$ . As variáveis de entrada do modelo em espaço de estados são as tensões de referência geradas pelo controlo, enquanto as correntes  $i_{\alpha\beta s}$  são as variáveis de saída sendo, então  $\mathbf{u} = (u_{\alpha s}, u_{\beta s})$  e  $\mathbf{y} = (i_{\alpha s}, i_{\beta s})$ . Como o modelo matemático nunca é totalmente exato, vai haver uma diferença entre as correntes geradas pelo modelo e as correntes reais lidas, sendo esse desvio caracterizado como ruído de medida e é representado pelo vetor  $\mathbf{R} = [r_{i\alpha}; r_{i\beta}]$ . O desvio entre as variáveis de estado calculadas e as reais é caracterizado como ruído do sistema para cada variável e é definido pelo vetor  $\mathbf{Q} = [q_{id}, q_{iq}, q_{\omega_e}, q_{\theta_e}]$ . O modelo em espaço de estados é do tipo:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x, u) + Q \\ y = g(x, u) + R \end{cases}. \quad (2.41)$$

O algoritmo do Filtro de Kalman estendido vai funcionar iterativamente analisando estas variáveis e atuando na matriz de correção  $K_{kalman}$  de modo a anular o ruído de medida e o ruído do sistema ( $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ ), aproximando então os valores estimados dos valores reais. Na primeira iteração é feito o cálculo das variáveis de estado com base nas entradas  $\mathbf{u} = (u_{\alpha s}, u_{\beta s})$ . Na segunda iteração é feita uma predição das correntes para o próximo ciclo. Esta predição é então comparada com as correntes lidas nos enrolamentos estáticos do motor, o erro resultante desta comparação é armazenado na matriz  $\mathbf{R}$ . Na fase de correção o algoritmo vai atuar na matriz de correção ( $K_{kalman}$ ) de forma a anular  $\mathbf{R}$ . Durante a fase de correção, as variáveis de estado vão-se aproximar dos valores reais.

Embora no campo teórico o Filtro de Kalman estendido seja uma solução superior, este método apresenta certas desvantagens como: (i) O facto de implementar algoritmos estatísticos complexos exige um elevado esforço computacional, o que pode comprometer a sua implementação prática; (ii) Grande discrepância entre a teoria e a prática, pois teoricamente é válido assumir que o ruído no processo ( $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ ) é ruído

branco e conseqüentemente com média nula, contudo na prática, isto não se verifica [21]; (iii) Na teoria é também assumido que não existe correlação entre os processos, o que também não acontece na prática [21, 22]; (iv) Não apresenta bom desempenho a velocidades nulas e baixas porque as variáveis de entrada do EKF são as tensões de referência, que diferem das tensões aplicadas ao motor nestas condições de operação. Estes problemas representam as principais razões para este método não ter sido adotado em aplicações industriais.

## **2.6 Estimador híbrido da posição angular do rotor**

Os diferentes métodos de estimação da posição do rotor apresentam as suas limitações quanto à gama de velocidades do motor, pelo que se torna vantajoso combinar dois métodos para que cada um apenas atue na sua zona de desempenho máximo. Em [18, 19, 22] é feita uma combinação de dois métodos de estimação, um para baixas velocidades e outro para médias e altas velocidades.

Em [18] é utilizado o algoritmo de estimação do fluxo ativo já apresentado, e é utilizado em paralelo um algoritmo de HFI através de um vetor de tensão rotacional. É utilizado depois um algoritmo para compensar o erro do estimador de posição e velocidade através do fluxo ativo com recurso aos valores do estimador HFI. Neste método, a injeção do vetor de tensão a altas frequências é atenuada com a velocidade, mas nunca é totalmente desligada afetando o funcionamento do motor em toda a gama de velocidades, o que é indesejável.

Em [19] é utilizado um algoritmo de HFI através de um vetor de tensão pulsante até 0.47% da velocidade nominal, e depois é feita a transição para um estimador de posição e velocidade com um algoritmo baseado no fluxo estático do motor. Esta transição é feita através de um algoritmo de sincronização, de modo a evitar uma transição brusca, e a injeção do vetor de tensão a alta frequência é desligada logo após a transição.

Em [22] é utilizado o mesmo algoritmo HFI apresentado acima para estimar a posição e a velocidade do rotor a baixas velocidades, e um filtro de Kalman estendido para estimar a posição e a velocidade angular do rotor a médias e altas velocidades. A transição entre a velocidade estimada pelos dois algoritmos é feita através de uma média pesada e a injeção de tensão é desligada após efetuar a transição. A transição da posição angular é feita de forma instantânea o que pode criar problemas caso haja uma diferença grande entre o ângulo estimado pelos dois algoritmos.

Na tabela 1 é feita uma análise do desempenho destes 3 métodos numa situação em que o motor está a uma velocidade baixa e é feita uma transição para uma velocidade alta, passando na zona de transição entre os algoritmos de estimação.

Tabela 1- Análise do desempenho dos diferentes métodos para efetuar a transição entre algoritmos de estimação da posição do rotor de baixas velocidades para médias e altas velocidades.

	$\theta_{err} (^\circ)$	Ruído no sinal de velocidade
Compensação [18]	$\pm 25^\circ$	Muito alto (40 rpm)
Sincronização [19]	$11^\circ$	Médio
Média pesada [22]	$18^\circ$	Baixo

Como se pode ver pela tabela 1, o método que utiliza o algoritmo HFI para fazer uma compensação ao algoritmo de estimação da posição do rotor através do fluxo ativo [18], tem como desvantagens um sinal de velocidade bastante ruidoso, e um valor elevado no erro entre a posição real e estimada durante a transição. O elevado valor de ruído deve-se ao facto de a injeção de sinais a alta frequência estar sempre ativa. Por sua vez o método apresentado em [19], em que a transição é feita com uma sincronização de duas PLLs, o erro entre o ângulo real e o estimado é muito menor. Contudo, este método utiliza controladores PI, o que é uma desvantagem pois implica mais uma sintonização em implementações práticas. No método em que é utilizado um algoritmo para fazer a média pesada entre os dois algoritmos de estimação para a transição da velocidade [22], os resultados do erro entre a posição angular real e estimada são superiores ao anterior. O erro entre a posição real e estimada neste último método deve-se ao facto de a transição entre a posição angular estimada ser instantânea e pode ser resolvido utilizando uma média pesada também para a transição desta variável. No próximo capítulo será proposto um método em que a transição é feita através de uma média pesada para as duas variáveis: posição e velocidade angular do rotor.

### **3 Acionamento em SynRMs sem sensor de posição**

Neste capítulo apresenta-se e justifica-se a escolha da estratégia de controlo e dos métodos de estimação escolhidos e implementados. Apresenta-se também a solução implementada para detetar a posição do rotor quando o motor está parado permitindo iniciar o acionamento e o algoritmo desenvolvido para fazer a transição suave entre os estimadores de posição e velocidade do rotor. É ainda explicado o processo de projeção e sintonização das malhas de controlo do sistema. Por fim é apresentado um diagrama geral do sistema de controlo.

#### **3.1 Seleção da estratégia de controlo do SynRM**

Entre as várias estratégias de controlo existentes para acionamentos de alto desempenho de SynRMs, encontram-se as estratégias baseadas em controlo vetorial por orientação de campo (FOC) [37-39], controlo direto do binário (DTC) [40, 41] e controlo preditivo do binário (PTC) [42].

No DTC e no PTC não são utilizadas malhas de controlo de corrente. A tensão de alimentação do motor é portanto gerada através de pulsos aplicados diretamente ao motor, obtidos através de controladores de histerese. Pelo facto de não ser gerada uma tensão de referência, torna-se mais complicado incluir o vetor de tensão para a injeção a altas frequências nas tensões de alimentação do motor. Este é o motivo pelo qual, na literatura, não é utilizado o método de estimação HFI para sistemas de controlo com DTC e PTC.

Por sua vez, no controlo vetorial por orientação de campo, a tensão de referência é gerada pelo controlo e depois é utilizado um modulador para aplicar os pulsos ao inversor. Com esta estratégia, torna-se mais fácil injetar o vetor de tensão de altas frequências para o estimador HFI. Devido à natureza das aplicações a que este acionamento se destina e, sendo o objetivo do trabalho controlar o motor numa vasta gama de velocidades, justifica-se a escolha de uma estratégia de controlo vetorial por orientação do campo.

Em acionamentos com controlo vetorial por orientação de campo, a estratégia mais comum é o binário máximo por ampere (MTPA) [38, 39]. Esta estratégia consiste em minimizar a corrente (e conseqüentemente as perdas) para um dado valor de binário, garantindo assim um acionamento de elevado rendimento e com um bom desempenho. Contudo, esta estratégia apresenta desvantagens quando utilizada num acionamento sem sensor de posição. Quando há uma desaceleração brusca, ou uma inversão de sentido,

ambas as correntes  $i_d$  e  $i_q$  passam por zero durante alguns instantes, situação verificada em [39] desmagnetizando o motor. Quando o motor funciona em vazio, as correntes de alimentação são muito baixas, sendo o fluxo no mesmo praticamente nulo, situação verificada na fase de simulação deste trabalho. Nestas duas situações, o SynRM fica desmagnetizado, tendo como consequência a instabilidade dos estimadores da posição do rotor que utilizam a componente fundamental das correntes de alimentação ou o fluxo estatístico do mesmo. Por forma a evitar estes inconvenientes, neste trabalho foi adotada uma estratégia de controlo do fluxo ativo [35]. Esta estratégia permite controlar diretamente o nível de magnetização do motor, deste modo, ao estabelecer um valor mínimo para o qual o estimador de posição e velocidade utilizado é estável, garante-se que este não perde orientação devido à falta de fluxo no motor. Outra vantagem inerente a esta estratégia é que, ao manter o motor sempre magnetizado, é possível obter uma resposta de binário rápida, o que é um fator importante particularmente num acionamento dedicado à tração elétrica. É ainda de referir que, para manter o rendimento do acionamento, pode ser implementada uma estratégia para calcular o fluxo ativo de referência ótimo para cada situação [43], desde que se estabeleça um valor mínimo, obtendo-se assim um acionamento de alto rendimento. O sistema de controlo orientado ao fluxo ativo desenvolvido em [43] foi utilizado como base neste trabalho, sendo posteriormente adaptado e sintonizado para funcionar sem sensor de posição.

### **3.2 Seleção dos Algoritmos para estimação da posição angular do rotor**

Neste acionamento pretende-se um funcionamento em toda a gama de velocidades do motor sem sensor de posição. Devido às limitações das várias abordagens existentes listadas no capítulo 2, foi utilizado um sistema híbrido em que se combina dois estimadores das duas categorias diferentes.

Para operar a velocidades nulas e baixas, foi escolhido um estimador de HFI de sinais, no qual é feita uma injeção de tensão a uma frequência muito superior à das tensões fundamentais de alimentação, através um vetor de tensão pulsante segundo o eixo  $d$  estimado (2.7). O algoritmo utilizado foi apresentado detalhadamente no subcapítulo 2.2.

Para operar a médias e altas velocidades, foi escolhido o estimador que utiliza o fluxo ativo apresentado no subcapítulo 2.3. Para médias e altas velocidades, e a título comparativo, foi ainda implementado o estimador que utiliza o termo da força eletromotriz que depende da posição do rotor (EMF) apresentado no subcapítulo 2.4.

Para efetuar a transição das grandezas estimadas entre os algoritmos, foi desenvolvido um seletor híbrido capaz de realizar uma transição suave entre os estimadores, sem comprometer o desempenho do acionamento durante grandes transições de velocidade. De modo a minimizar os efeitos nefastos da injeção de tensão é necessário fazer a transição logo que possível e desligar a injeção. Foram efetuados vários testes contemplando diferentes regimes de carga, em que o erro entre a posição angular do rotor real e a estimada pelos dois estimadores foi analisado. Concluiu-se que, a partir de 400 rpm, o estimador através do fluxo ativo é estável e permite obter uma estimação da posição do rotor com um erro aceitável. Assim, a transição entre os algoritmos é iniciada a esta velocidade para que o estimador HFI esteja o mínimo de tempo possível em funcionamento, sendo posteriormente desligada a injeção de tensão de altas frequências.

O algoritmo proposto para fazer a transição da posição e velocidade angular estimadas implementa uma função que efetua uma média pesada entre as grandezas estimadas pelos dois algoritmos de estimação em função da velocidade do motor. As variáveis criadas para o algoritmo são a velocidade do motor em que a transição se inicia ( $\Omega_{tra} = 400$  rpm), a duração da transição ( $\Delta\Omega = 100$  rpm) e o estado da transição ( $\Omega_{state} = |\hat{\Omega}_m - \Omega_{tra}|$ ). O algoritmo para fazer a transição é dado pelas seguintes relações:

$$\begin{bmatrix} \theta_c \\ \Omega_{mc} \end{bmatrix} = f(\hat{\Omega}_m) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{eHFI} \\ \hat{\Omega}_{mHFI} \end{bmatrix} & \Leftarrow |\hat{\Omega}_m| < \Omega_{tra} \\ \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{eHFI} \\ \hat{\Omega}_{mHFI} \end{bmatrix} \left(1 - \frac{\Omega_{state}}{\Delta\Omega}\right) + \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{eF} \\ \hat{\Omega}_{mF} \end{bmatrix} \frac{\Omega_{state}}{\Delta\Omega} & \Leftarrow \Omega_{tra} \leq |\hat{\Omega}_m| \leq \Omega_{tra} + \Delta\Omega \\ \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{eF} \\ \hat{\Omega}_{mF} \end{bmatrix} & \Leftarrow |\hat{\Omega}_m| > \Omega_{tra} + \Delta\Omega \end{cases} \quad (3.1)$$

A amplitude do vetor de injeção é reduzida gradualmente com o aumento de velocidade de acordo com:

$$u_{inj} = 80 \frac{K_{at}}{K_{at} + |\hat{\Omega}_m|}. \quad (3.2)$$

O fator de atenuação escolhido é  $K_{at} = 500$ .

Em transições descendentes, a injeção de tensão é iniciada 50 rpm antes de se iniciar a transição para que, quando o algoritmo de transição iniciar, o estimador HFI já tenha valores estimados confiáveis. O fluxograma do algoritmo desenvolvido neste trabalho é

apresentado na Fig. 12.

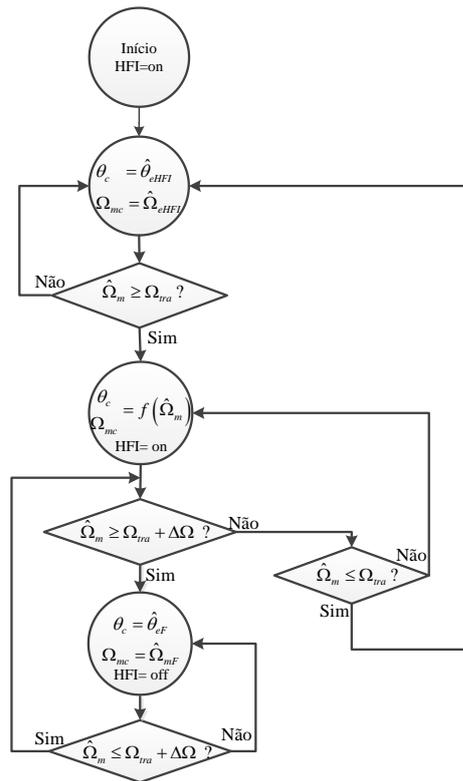


Fig. 12 – Diagrama do algoritmo para transição suave do ângulo e da velocidade estimados entre os dois algoritmos de estimação da posição/velocidade do rotor do SynRM.

Na estratégia de controlo utilizada, quando se inicia o acionamento, é necessário magnetizar o motor segundo o eixo  $d$  com fluxo ativo, sendo assim necessário saber a posição angular exata do rotor quando o motor é ligado. A estratégia implementada neste trabalho para detetar a posição inicial do rotor é descrita em seguida.

Primeiro é injetado um vetor de tensão pulsante com amplitude 80 V e frequência 1100 Hz, nos enrolamentos estatóricos do motor, segundo um eixo  $d$  arbitrário (que normalmente irá conter um erro elevado). O estimador HFI vai então identificar a posição real do eixo  $d$ , através da onda de alta frequência injetada e vai efetuar a correção do eixo  $d$  arbitrário eliminando o erro e realimentando este novo valor para o controlo. Após feita a correção, o vetor de tensão pulsante passa a ser injetado no eixo  $d$  estimado, que é próximo do real. Após este processo o motor já pode ser magnetizado com fluxo ativo segundo o eixo  $d$  estimado. Após este processo, cujo funcionamento será demonstrado na secção de resultados experimentais, o erro entre o eixo real e o estimado é menor do que um grau elétrico, e o motor está magnetizado e pronto a arrancar.

### 3.3 Malha de controlo de corrente

De modo a cumprir os objetivos do sistema de controlo, as variáveis de entrada e saída do motor devem ser monitorizadas, controladas e mantidas entre valores apropriados. Para isto, estas variáveis devem ser reguladas em tempo real. Neste acionamento, as quantidades reguladas são: (i) As correntes que percorrem os enrolamentos estáticos do motor que são obtidas através de sensores de corrente; (ii) A velocidade do rotor que é obtida através de estimadores de posição e velocidade; (iii) E o nível de magnetização no motor obtido através do fluxo ativo estimado.

As malhas de controlo implementadas neste trabalho foram projetados em cascata, a saída da malha exterior é a referência da malha interior. Neste tipo de projeção de controladores é fundamental que a malha interior seja mais rápida do que a malha que a antecede em pelo menos cinco vezes [10]. De modo a garantir esta condição, primeiro foi sintonizada a malha interior (malha de corrente), depois a malha de controlo de velocidade, e por fim a malha de controlo do fluxo ativo.

Para obter um controlo de alto desempenho a regulação da corrente é essencial [10]. Neste subcapítulo apresenta-se, e ilustra-se na Fig. 13, a malha de controlo de corrente utilizando controladores PI implementada para o controlo do SynRM sem sensor de posição.

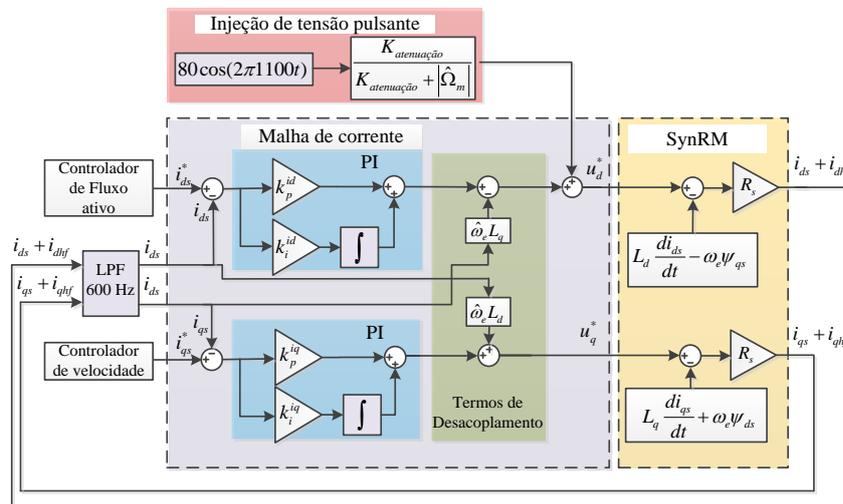


Fig. 13 - Malha de controlo de corrente

As correntes lidas pelos sensores de corrente são filtradas a 600 Hz de modo a eliminar a componente de alta frequência injetada sem comprometer a largura de banda da malha de corrente nem afetar a componente fundamental da mesma.

São utilizados dois controladores PI, um para cada eixo. Como as indutâncias segundo os eixos  $d$  e  $q$  diferem, a relação entre corrente e tensão será também diferente nos dois eixos. A sintonização das malhas de corrente foi baseada nas técnicas apresentadas em [44]. Para obter a mesma largura de banda da malha de corrente nos dois eixos, neste acionamento foi escolhido ( $\omega_{malha} = 200$  Hz), é necessário sintonizar as mesmas separadamente como se pode ver por [10]:

$$\begin{cases} k_p^{i_d} = L_d(i_d, i_q)\omega_{malha} \\ k_p^{i_q} = L_q(i_d, i_q)\omega_{malha} \\ k_i^{dq} = R_s\omega_{malha} \end{cases} \quad (3.3)$$

Assim é possível garantir que ambas as correntes seguem a referência com a mesma velocidade, melhorando a estabilidade do sistema. Os valores das constantes dos controladores utilizados foram:

$$\begin{cases} k_p^{id} = 265.176, k_i^{id} = 1558,2 \\ k_p^{iq} = 60, k_i^{iq} = 1558,2 \end{cases} \quad (3.4)$$

As tensões obtidas à saída dos controladores PI estão acopladas pelo terceiro termo das equações (2.2) e (2.3), pelo que para se obter um controlador de corrente com bom desempenho é necessário desacoplar as tensões através dos termos de desacoplamento [10]:

$$\begin{cases} u_{ds\_d} = -\omega_e\psi_{qs} = -\omega_e L_q(i_d, i_q)i_{qs} \\ u_{qs\_d} = \omega_e\psi_{ds} = \omega_e L_d(i_d, i_q)i_{ds} \end{cases} \quad (3.7)$$

Após gerar as tensões de referência, é ainda adicionado ao termo da tensão segundo o eixo  $d$  ( $u_d$ ) um vetor de tensão (2.7), inicialmente com amplitude de 40 V e uma frequência de 1100 Hz, de modo a proporcionar o funcionamento do estimador HFI.

### 3.4 Malha de controlo de velocidade

As entradas do controlador de velocidade são a velocidade de referência e a velocidade atual do rotor do SynRM. O erro entre estas duas grandezas vai alimentar um controlador PI que vai atuar no sentido de eliminar o mesmo, gerando um binário eletromagnético de referência ( $T_e^*$ ). O valor de  $T_e^*$  é o valor do binário eletromagnético que o motor precisa de desenvolver para atingir a velocidade de referência e eliminar o erro entre a velocidade de referência e a velocidade do motor. A função de transferência

do controlador de velocidade obtida através da Fig. 14 é dada por:

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_m^*} = \frac{k_p^v s + k_i^v}{Js^2 + Bk_p^v s + k_i^v}. \quad (3.8)$$

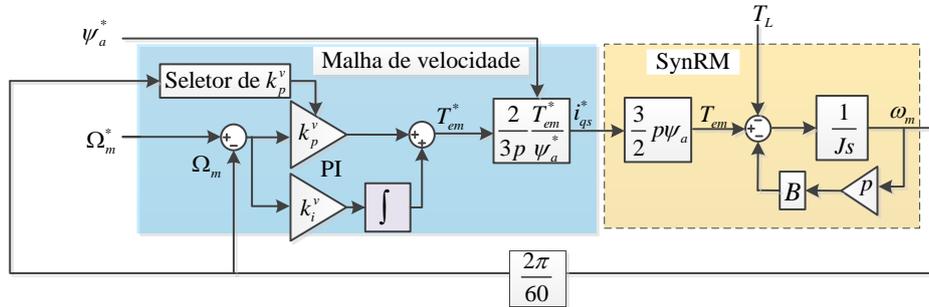


Fig. 14 - Malha de controlo de velocidade

Para proteger o sistema contra variações demasiado bruscas na velocidade, foi utilizado um pré-filtro na velocidade de referência para evitar que o valor do erro na entrada do controlador PI da malha de velocidade seja muito elevado [44].

Os controladores da malha de velocidade devem ser sintonizados de modo a que a largura de banda da malha seja, no mínimo, 5 vezes mais lenta do que a malha de corrente para manter a estabilidade do sistema [10], então:

$$\begin{cases} k_p^v = J\omega_{mv}, \text{ com } \omega_{mv} \leq 5\omega_{mc} \\ k_i^v = k_p^v \frac{\omega_{mc}}{5} \end{cases} \quad (3.9)$$

O sinal de velocidade proveniente do estimador HFI é bastante ruidoso quando a injeção de tensão tem uma amplitude elevada. Este ruído é amplificado pelo ganho proporcional da malha de controlo de velocidade, sendo transmitido posteriormente para o sinal  $i_{qs}^*$  e afetando o desempenho do sistema. Para resolver este problema, a solução proposta neste trabalho consiste em reduzir o valor de  $k_p^v$ , de forma a reduzir a amplificação do ruído para o sinal de corrente  $i_q$ . Esta solução tem como consequência baixar a rapidez do controlador de velocidade durante a fase de injeção de tensão a alta frequência. Assim que a injeção de tensão termina, este valor é reposto no valor original. O seletor de  $k_p^v$  implementa o seguinte algoritmo:

$$k_p^v(\hat{\Omega}_m) = \begin{cases} 0.045, & \text{se } |\hat{\Omega}_m| < 100 \text{ rpm} \\ 0.050, & \text{se } 100 \leq |\hat{\Omega}_m| < 450 \text{ rpm} \\ 0.125, & \text{se } |\hat{\Omega}_m| \geq 450 \text{ rpm} \end{cases} \quad (3.10)$$

Manipulando algebricamente (2.21), o binário de referência obtido à saída do controlador PI da malha de velocidade pode ser relacionado com  $i_{qs}^*$ :

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3p} \frac{T_{em}^*}{\psi_a^*} \quad (3.11)$$

### 3.5 Esquema geral do controle

Na Fig. 15 é apresentado o diagrama de blocos geral do sistema de controle através do fluxo ativo sem sensor de posição.

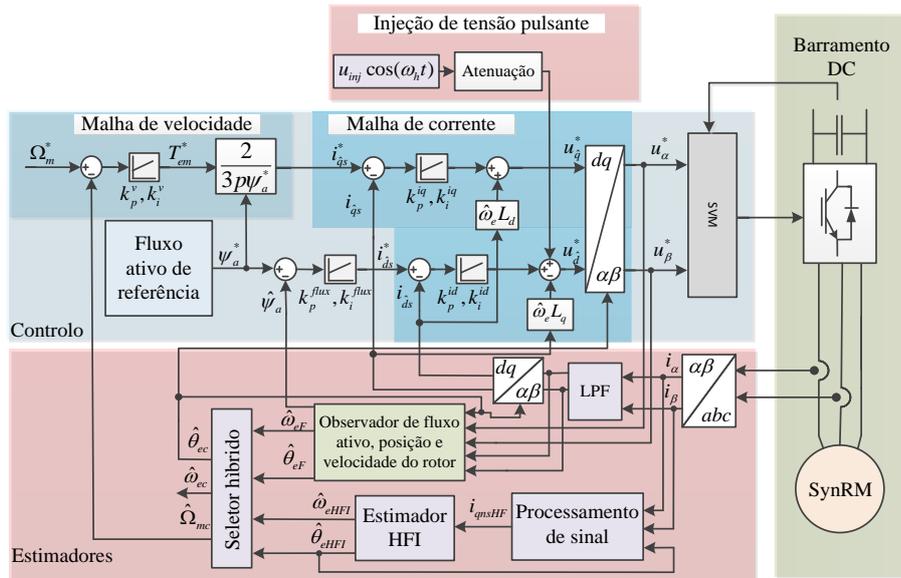


Fig. 15- Esquema geral do sistema de controle sem sensor de posição

As referências do sistema de controle são a velocidade e o nível de fluxo ativo do motor, que podem ser escolhidos pelo utilizador. A gama de velocidades em que o acionamento é capaz de operar com estabilidade, com o valor nominal de fluxo ativo e com capacidade para desenvolver o binário nominal, situa-se entre  $-1500$  a  $1500$  rpm. Reduzindo o valor de fluxo ativo para  $0.5$  Wb, é possível operar a velocidades acima da velocidade nominal ( $1500$  rpm), entrando na zona de potência constante onde a velocidade e o binário são inversamente proporcionais. O fluxo ativo de referência pode variar entre  $0.4$  e  $0.69$  Wb. O valor mínimo ( $0.4$  Wb) é o nível de fluxo ativo mínimo no

SynRM para o qual o estimador da posição angular do rotor do SynRM para médias e altas velocidades é estável, e o valor máximo (0.69 Wb) é o fluxo ativo nominal do motor obtido através das suas características.

O sistema funciona inicialmente com os dois estimadores de posição e velocidade em paralelo. O seletor híbrido que implementa o algoritmo (3.2) é responsável por escolher qual o estimador que vai realimentar o controle em cada condição de operação. As correntes na fase *a* e *b* dos enrolamentos estatóricos do motor são lidas através de sensores de corrente, sendo através das mesmas estimada a corrente na fase *c*. As correntes são transformadas para o sistema de eixos  $\alpha\beta$  para alimentar os estimadores de posição e velocidade do rotor. Posteriormente, estas correntes são transformadas para os eixos *dq* estimados, utilizando a posição angular do rotor fornecida pelo seletor híbrido, para realimentar as malhas de corrente e os termos de desacoplamento.

No bloco de processamento de sinal, a frequência de corte do filtro utilizado para isolar a componente de alta frequência foi de 550 Hz, metade da frequência da onda injetada. O estimador HFI foi sintonizado de modo a ter uma dinâmica o mais rápida possível, contudo, foi necessário manter o valor do ganho proporcional baixo, de modo a evitar a propagação de ruído para o sinal de velocidade. Os valores foram fixados em  $k_p^{hfi} = 280$  e  $k_i^{hfi} = 50000$ .

O observador híbrido de fluxo apresentado no subcapítulo (2.5) foi sintonizado através do método proposto em [10], em que  $\omega_{cf}$  é o valor da velocidade angular para o qual o estimador passa a dar preferência ao modelo de tensão sobre o modelo de corrente.

$$\begin{aligned} k_p^{flux} &= \sqrt{2}\omega_{cf} \\ k_i^{flux} &= \omega_{cf}^2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

A frequência angular de transição escolhida foi  $\omega_{cf} = 91.92$  rad/s equivalente a uma velocidade de rotação do motor de 438 rpm, sendo então  $k_p^{flux} = \sqrt{2}\omega_{cf}$  e  $k_i^{flux} = 8400$ . O valor da velocidade de transição foi escolhido após a realização de ensaios experimentais para verificar a partir de que valor de velocidade o fluxo estimado através do modelo de tensão é mais preciso do que o fluxo obtido através do modelo de corrente.



## 4 Resultados de simulação

A simulação do acionamento em ambiente matlab/simulink foi fundamental para avaliar o desempenho dos diferentes estimadores de posição e velocidade angular do rotor, e para a validação de resultados requerida antes da execução experimental.

A simulação serviu principalmente para:

- Avaliar o tipo de estratégia de controlo mais adequado para o controlo do SynRM sem sensor de posição.
- Implementação e escolha dos estimadores baseada no desempenho de cada um deles.
- Ajuste dos parâmetros dos estimadores com o intuito de melhorar o desempenho dos mesmos e perceber quais os impactos no funcionamento global do acionamento devido aos erros de estimação face à utilização do sensor de posição.

Para a simulação, foi usado um modelo discreto de um retificador e inversor trifásico e um modelo do SynRM desenvolvido em [24], que contempla fenómenos reais como saturação cruzada, e que possui os parâmetros do motor devidamente caracterizados, sendo apenas desprezadas as perdas no ferro.

O tempo de amostragem utilizado para o controlo foi de  $78.125 \mu s$ , de forma a aproximar a simulação o máximo possível da parte experimental. A frequência de comutação dos IGBTs do retificador foi de 12.800 kHz, tal como na parte experimental. Para que o modelo do SynRM se aproxime o mais possível do motor real, este deve ser o mais próximo possível de um sistema contínuo, pelo que o tempo de amostragem utilizado dentro do modelo foi 10 vezes menor do que o tempo de amostragem do controlo sendo este fixado em  $7.8125 \mu s$ .

### 4.1 Comparação entre estratégia MTPA e controlo do fluxo ativo

Os primeiros testes em simulação realizados no âmbito deste trabalho foram efetuados com um sistema de controlo que implementa a estratégia MTPA desenvolvido em [39, 43]. Os resultados obtidos para os estimadores de posição e velocidade angular com esses testes não foram satisfatórios, o que levou à necessidade de utilizar outro tipo de estratégia de controlo. Apresenta-se na Fig. 16, os resultados obtidos para arranque em

vazio do motor com a estratégia de controlo MTPA utilizando o *encoder* para obter a posição e velocidade angular do rotor, em que o estimador da posição e velocidade híbrido desenvolvido está apenas em malha aberta. Com este teste, pretende-se avaliar e demonstrar o principal problema encontrado na implementação do controlo sem sensor de posição com a estratégia MTPA. Procura-se assim explicar as limitações do uso deste tipo de estratégia de controlo para acionamentos sem sensor de posição.

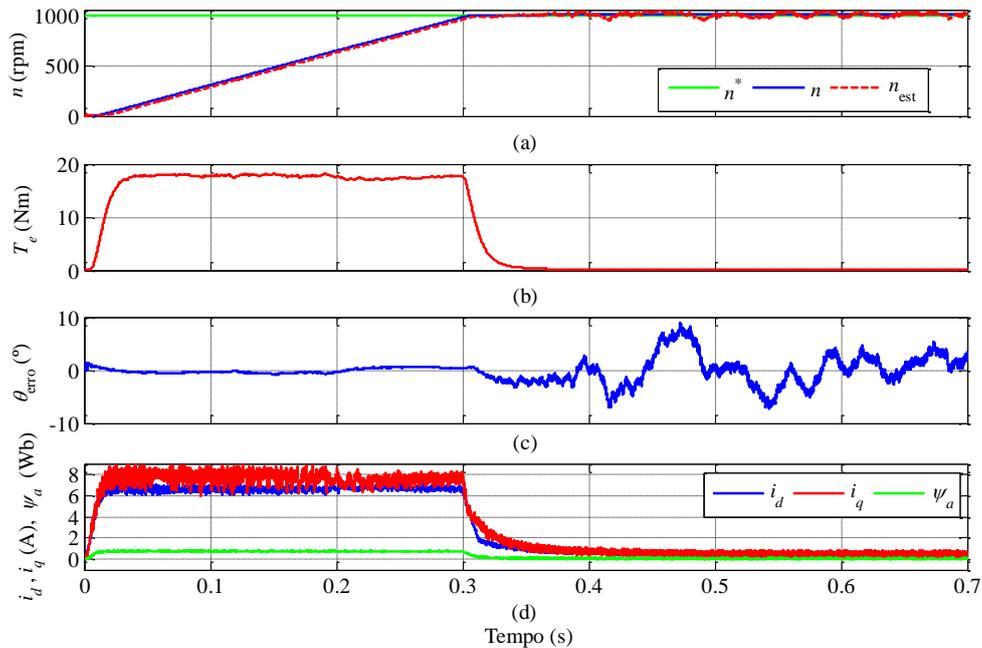


Fig. 16- Resultados de simulação relativos ao teste de arranque em vazio do acionamento com a estratégia de controlo MTPA utilizando *encoder*: (a) velocidades de referência, medida e estimada (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição real e estimada do rotor; (d) correntes em eixos *dq* e fluxo ativo

Como se pode ver nas Fig. 16 (a) e (d), quando o SynRM atinge a velocidade de referência, as correntes diminuem e o fluxo ativo é muito próximo de 0, fazendo com que o estimador de fluxo ativo entre em instabilidade. A instabilidade do estimador causa oscilações no sinal da velocidade estimada, e um elevado erro entre o ângulo real e o estimado, como se pode ver na Fig. 16 (c). Nesta situação, se forem utilizadas a posição e a velocidade angular estimadas, em vez das grandezas dadas pelo *encoder* para realimentar o sistema de controlo, todo o sistema vai entrar em instabilidade pondo em risco a integridade do motor.

Para resolver esta situação, é necessário recorrer a uma estratégia de controlo que mantenha o nível de magnetização no motor constante e acima de um determinado valor para o qual o estimador através do fluxo ativo se mantém estável. Os resultados obtidos para o mesmo teste, feito com a estratégia de controlo através do fluxo ativo apresentam-se na Fig. 17.

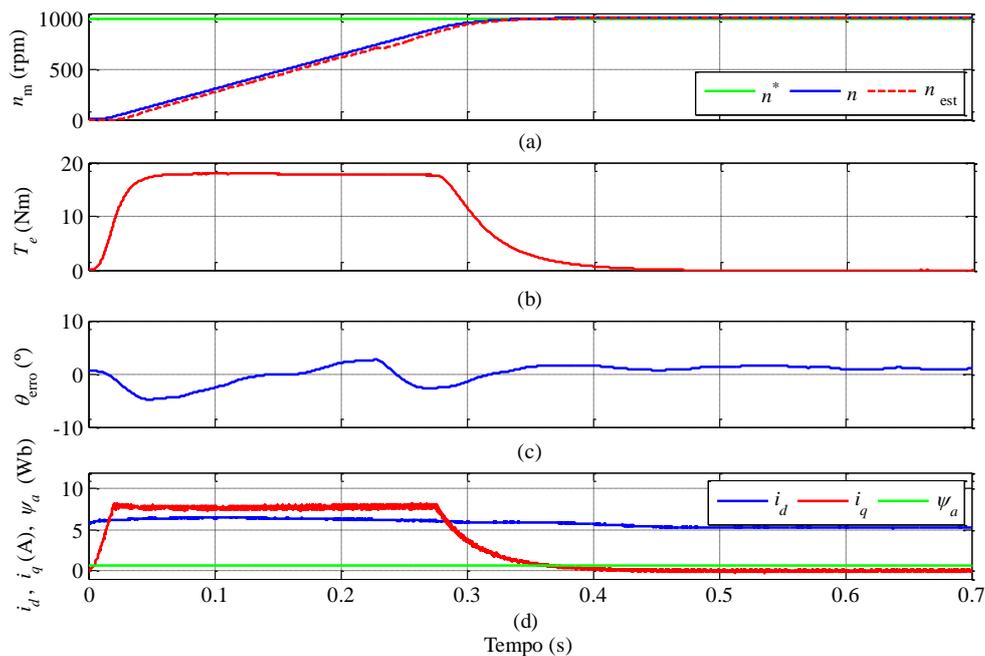


Fig. 17 - Resultados de simulação relativos ao teste de arranque em vazio do acionamento com a estratégia de controlo através do fluxo ativo utilizando o *encoder*: (a) velocidades de referência, medida e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição do rotor real e estimada; (d) correntes em eixos  $dq$  e fluxo ativo

Com a estratégia de controlo através do fluxo ativo, a resposta em termos de velocidade e binário do SynRM em relação ao teste da Fig. 16 é a mesma, como se pode ver nas Fig. 17 (a) e Fig. 17 (b). Contudo, o sinal de velocidade estimada já não é oscilatório assim que o SynRM atinge a referência. O desempenho do estimador através do fluxo ativo melhorou significativamente, como se pode ver através da Fig. 17 (c), sendo que o erro da posição angular é muito mais baixo.

Conclui-se que os problemas no erro da posição angular estimada e na oscilação no sinal de velocidade, causados pela desmagnetização do motor, foram eliminados com a utilização da estratégia por orientação ao fluxo ativo na zona de médias e altas velocidades. Na zona de baixas velocidades, é utilizado o algoritmo HFI que funciona tanto com a estratégia de controlo MTPA, como com a estratégia de controlo através do fluxo ativo, porque este algoritmo não utiliza a componente fundamental das correntes de alimentação do motor.

Como se pode ver na Fig. 17 (d), a corrente  $i_d$  é mantida praticamente constante, para que o fluxo ativo seja também constante, proporcionando assim uma grandeza estável para o estimador de médias e altas velocidades. Nesta situação, já é seguro utilizar o estimador de posição e velocidade em malha fechada com o controlo e deixar de utilizar o *encoder*.

## 4.2 Acionamento com 95% da carga nominal

Com este teste pretende-se avaliar o comportamento do acionamento com a estratégia de controlo através do fluxo ativo sem sensor de posição em diferentes regimes de velocidade, com e sem carga. O acionamento foi iniciado com o estimador híbrido desenvolvido, em que o *encoder* é utilizado em malha aberta apenas para comparação com os valores estimados e para cálculo do erro entre a posição angular real do rotor e a posição angular estimada. O SynRM foi magnetizado com o fluxo ativo nominal. Em seguida, foi imposta uma carga de 18 Nm aos 0.1 s. Aos 0.8 s é imposto um degrau na referência de velocidade de 1200 rpm. Os resultados obtidos encontram-se na Fig. 18.

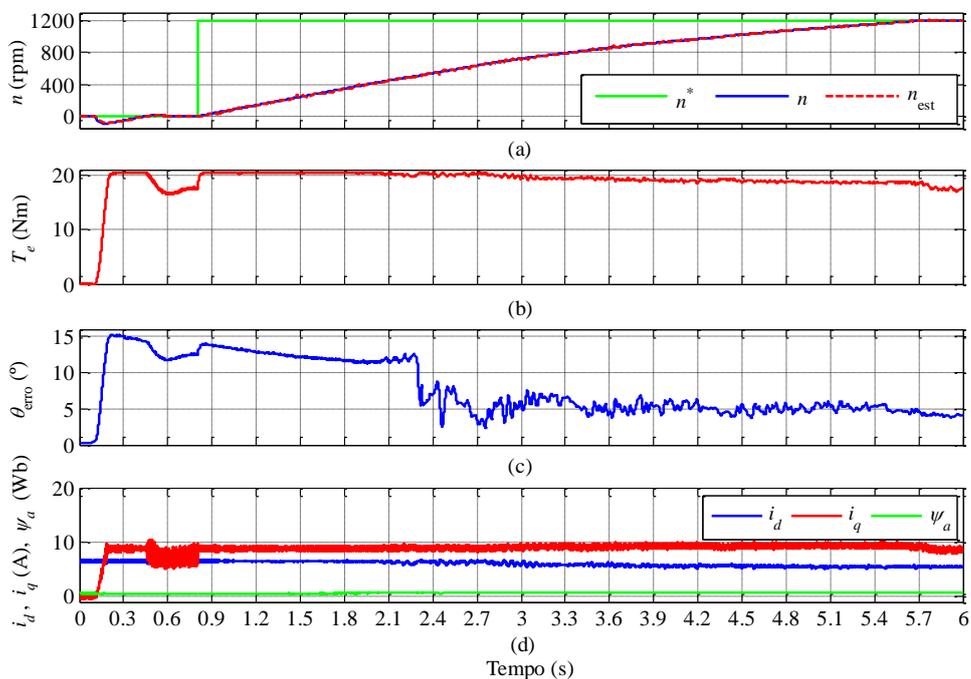


Fig. 18 Resultados de simulação relativos ao teste de entrada de uma carga de 95% do valor nominal e aceleração até 1200 rpm: (a) velocidades de referência, medida e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição do rotor real e estimada; (d) correntes em eixos  $dq$  estimados e fluxo ativo

Como se pode ver nas Fig. 18 (a) e Fig. 18 (b), o motor inicialmente está em vazio, quando aos 0.1 segundos ocorre uma variação de carga de 0 para 18 Nm. A entrada de carga tem um ligeiro impacto na velocidade do SynRM que se afasta da referência durante 0.1 s, sendo rapidamente corrigida e o motor volta a estar a uma velocidade nula. É ainda de notar, através da Fig. 18 (c), que o erro entre a posição angular real e estimada pelo estimador HFI aumenta de forma proporcional com o aumento do binário de carga.

Aos 0.9 segundos entra uma referência de velocidade em degrau para 1200 rpm. Aos 450 rpm é iniciada a transição entre a posição e velocidade angular estimada do algoritmo HFI para o algoritmo através do fluxo ativo e o erro diminui.

Na Fig. 18 (d) pode ver-se que o fluxo ativo é mantido constante durante o teste inteiro através da corrente  $i_d$  e a corrente  $i_q$  é utilizada para controlar o binário. Nota-se um aumento do ruído quando a injeção de tensões de alta frequência está ativa, principalmente quando a máquina está a velocidade nula, que é quando a injeção está no seu valor máximo. Tal como verificado em [10], o ruído eletromagnético introduzido no sinal de velocidade pelo estimador HFI é maior quando o motor está a velocidade nula e sujeito a uma carga elevada. Este ruído no sinal de velocidade causa também um ruído elevado na corrente  $i_q$ .

Com este teste, conclui-se que o estimador HFI é capaz de estimar a posição e velocidade do SynRM com precisão, tanto em carga como em vazio a velocidades nulas e baixas. Conclui-se também que o erro dos estimadores da categoria da injeção de sinais aumenta com o aumento do binário de carga, situação já verificada para PMSMs em [29], contudo este erro não é suficiente para comprometer a estabilidade do acionamento.

A transição entre a posição e velocidade angular dos algoritmos HFI e fluxo ativo é feita de forma suave, sem repercussões na velocidade nem nas correntes do motor, e é feita na fase em que o erro do estimador através do fluxo ativo é menor do que o do estimador HFI. Para altas velocidades, o estimador através do fluxo ativo tem um bom desempenho, atingindo em regime permanente um erro de cerca de 4 graus. O sinal de velocidade é igual ao sinal obtido através da derivação da posição angular do rotor dada pelo *encoder*.

No anexo D estão disponibilizados resultados de algumas simulações adicionais para testes idênticos aos testes práticos que serão apresentados no capítulo seguinte.



## 5 Resultados experimentais

Ao longo deste capítulo será apresentada a montagem laboratorial utilizada para implementar e testar o acionamento sem sensor de posição, bem como todos os seus constituintes e os resultados experimentais obtidos. Para aproximar este acionamento dos acionamentos presentes no meio industrial, o tempo de amostragem utilizado foi de  $78,125 \mu s$  equivalente a uma frequência de comutação dos IGBTs de 12.8 kHz. O acionamento elétrico é constituído pelos seguintes componentes:

- SynRM de alta eficiência da KSB, ligado em estrela e com as características apresentadas na Tabela 2, a ser controlado pela estratégia de controlo desenvolvida;
- Um motor de indução trifásico de 7.5 kW para atuar como carga acoplado ao SynRM, através de um acoplamento flexível e controlado por um VEV da Weg.
- Um *encoder* incremental de 1024 pulsos para comparação dos valores reais e estimados pelos estimadores de posição e velocidade angular do rotor.
- Um inversor e um retificador trifásicos.
- Um circuito de isolamento e um circuito de medição e acondicionamento de sinais.
- Uma plataforma de controlo Dspace DS 1103.
- Um autotransformador para regular a tensão do barramento DC.
- Um banco de condensadores para atuar como barramento DC e uma resistência de carga para dissipar a potência de travagem.
- Analisador de potência Yokogawa WT 3000.
- Sensor de Binário e respetivo leitor digital.

Tabela 2 – Parâmetros do SynRM.

Potência nominal	3 kW	Pares de pólos	2
Tensão nominal	355 V	Binário nominal	19.1 Nm
Corrente nominal	7.9 A	Rendimento	90.4%
Velocidade nominal	1500 rpm	Fator de potência	0.68

O retificador trifásico utilizado é constituído por uma ponte trifásica de díodos, enquanto o inversor utilizado é uma ponte inversora de dois níveis constituída por seis IGBTs. A ponte inversora que alimenta o SynRM é controlada através da plataforma Dspace que possui uma interface com o utilizador através de um computador. O circuito através do qual são transmitidos os sinais de controlo aos IGBTs garante o isolamento

galvânico entre o circuito de potência de alimentação do motor e a plataforma Dspace. O inversor é ligado em série com o banco de condensadores e uma resistência de carga para dissipar a potência enviada pelo motor quando o mesmo entra em travagem devido a desacelerações. Na Fig. 19 é apresentado o esquema que ilustra a montagem experimental utilizada para implementar o controlo do SynRM sem sensor de posição.

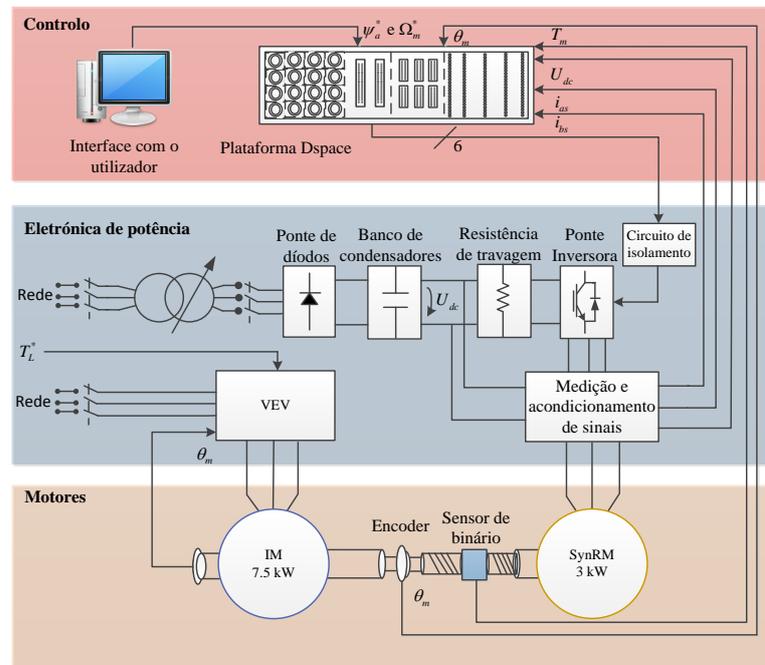


Fig. 19-Montagem experimental do sistema de controlo do SynRM sem sensor de posição.

Para dar ao leitor uma visão real dos componentes do acionamento, são apresentadas no anexo C algumas fotografias do mesmo.

Na Fig. 20 é apresentado o interface gráfico criado para interação com o utilizador e monitorização em tempo real do sistema onde é possível definir as condições de operação do acionamento: (i) escolha do valor de fluxo ativo e velocidade de referência; (ii) alternar entre os 2 estimadores implementados para altas velocidades (Fluxo ativo e EMF); (iii) mudar os valores de todos os controladores de modo a afinar o sistema; (iv) modificar os parâmetros da injeção de sinais a alta frequência; (v) escolher entre funcionamento com ou sem sensor de posição; (vi) alternar entre modo de velocidade ou binário.

Os gráficos apresentados no interface gráfico, mostram as variáveis fundamentais para a análise em tempo real do sistema sendo elas: (i) velocidade; (ii) posição angular do rotor e erro; (iii) índice de modulação; (iv) tensão do barramento DC; (v) binário eletromagnético; (vi) correntes elétricas de alimentação; (vii) fluxo nos enrolamentos estatóricos.

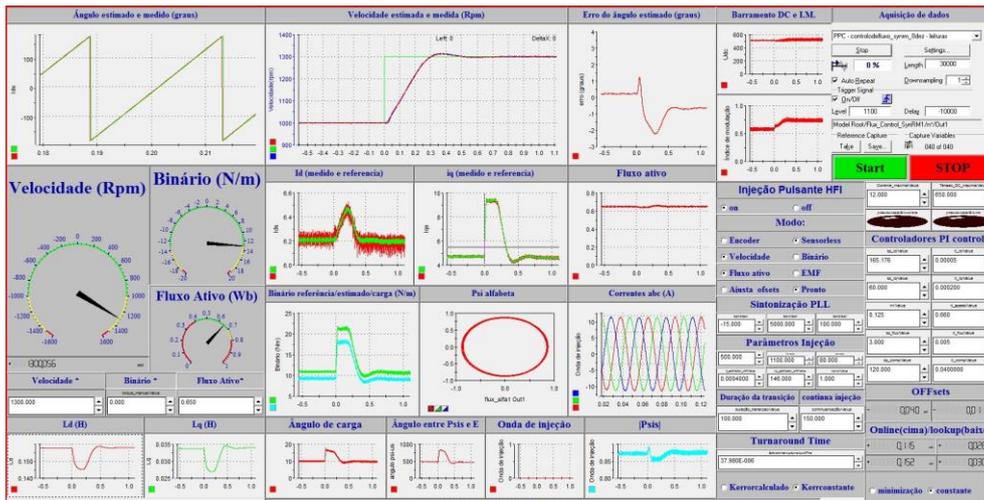


Fig. 20 - Interface gráfico para monitorização do sistema em tempo real

## 5.1 Identificação da posição inicial do rotor

Para arrancar o acionamento é necessário saber a posição exata do rotor no instante inicial. O teste descrito em seguida tem como objetivo validar a utilização do algoritmo HFI para identificar a posição inicial do rotor do SynRM. Primeiro o eixo  $d$  do rotor foi alinhado com a posição zero do *encoder*. Em seguida, com a malha de controlo de velocidade e a malha de controlo de fluxo ativo desativadas, o rotor foi deslocado manualmente para uma posição arbitrária ( $69^\circ$ ). Em seguida foi iniciado o controlo sem *encoder*, sem acesso à posição real do rotor e injetada a onda representada na Fig. 21.

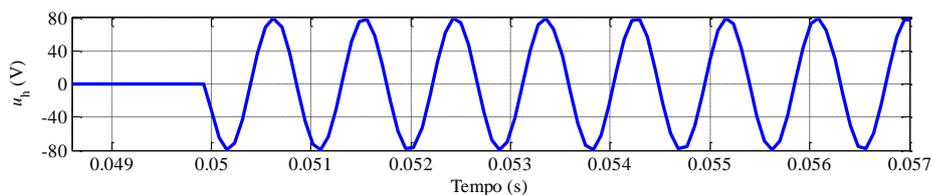


Fig. 21 - Vetor de tensão pulsante a alta frequência injetado

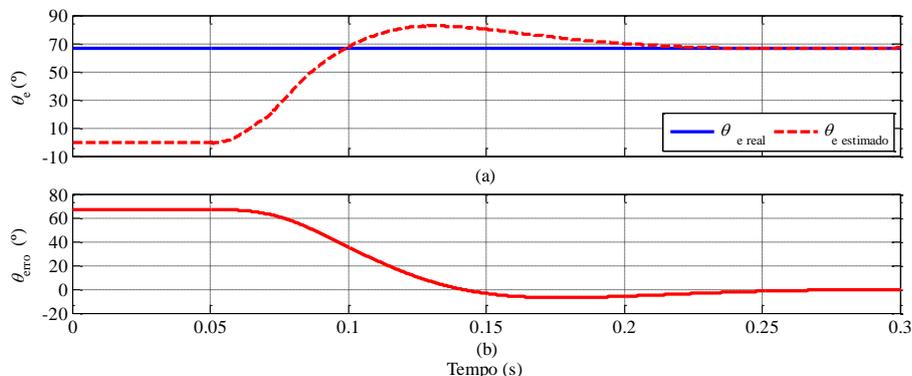


Fig. 22 - Resultados experimentais relativos ao teste de identificação da posição inicial do rotor sem *encoder*: (a) posição angular do rotor real e estimada; (b) erro entre a posição angular real e estimada.

Como se pode ver na Fig. 22 (a), a posição inicial do rotor é  $69^\circ$ , e o algoritmo HFI não está ativo. Assim que a onda de tensão a alta frequência com valor eficaz 56.56 V e 1100 Hz representada na Fig. 21 é injetada a partir de 0.05 s, o algoritmo HFI converge para a posição do rotor, estabilizando em cerca de 0.16 s com um erro praticamente nulo, como se pode ver na Fig. 22 (b). Nesta situação, o acionamento está pronto a iniciar a magnetização do motor com fluxo ativo segundo o eixo  $d$  e pronto a arrancar o mesmo.

O processo de alinhamento do rotor com *encoder* consiste na injeção de uma onda de 6 A segundo um eixo  $d$  arbitrário, e, como o fluxo tem maior facilidade em atravessar o eixo  $d$ , o rotor vai-se mover alinhando-se com o eixo  $d$  arbitrário, passando este a ser a posição 0 do *encoder*. As desvantagens deste processo são: (i) movimentação do rotor no instante inicial que representa um problema para aplicações de tração elétrica fazendo mover o veículo; (ii) tempo de espera para o arranque mínimo de 6 s. Com o método de identificação da posição inicial através de HFI o processo de alinhamento é evitado fazendo-se uma identificação da posição inicial do rotor e o acionamento fica pronto a arrancar em 0.25 s e sem movimento do rotor.

## 5.2 Funcionamento com carga a velocidade nula

Para avaliar a controlabilidade do acionamento a velocidade nula, foi feito um teste em que a referência de velocidade é 0 rpm, e é imposta uma carga de 15 Nm.

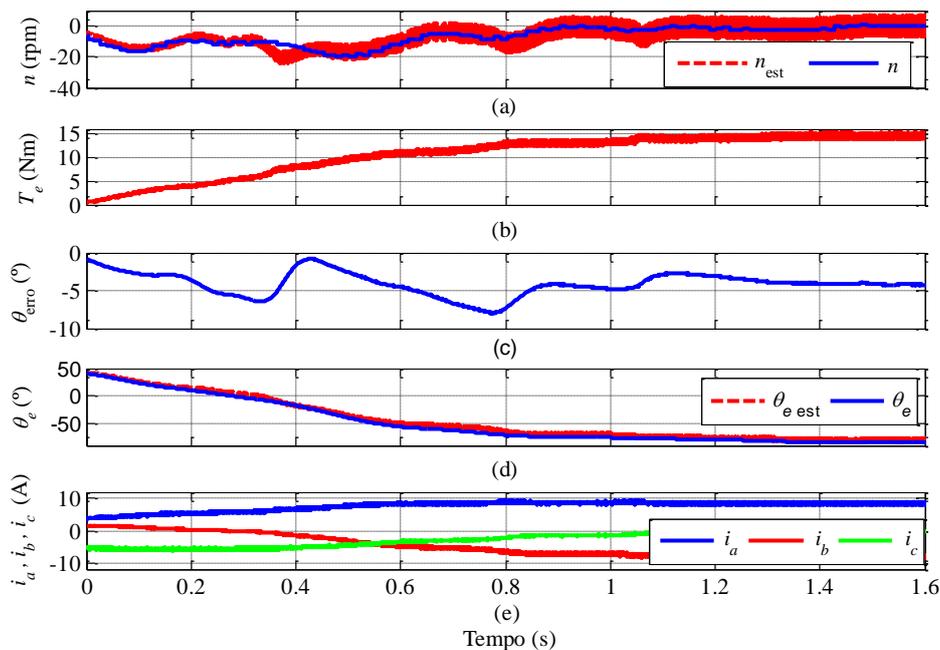


Fig. 23 - Resultados experimentais relativos ao SynRM com velocidade nula com uma carga de 15 Nm: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) posição angular do rotor real e estimada; (e) correntes em coordenadas de fase

A velocidade estimada é muito próxima da real, como se pode ver na Fig. 23 (a), e apresenta um ruído de  $\pm 10$  rpm. Este ruído é causado pela onda injetada a alta frequência e está dentro da gama de valores apresentados na literatura [10, 18], para o mesmo teste.

Como se pode ver na Fig. 23 (b), quando o binário de carga é imposto, o veio do SynRM desloca-se cerca de  $174^\circ$  elétricos, representado na Fig. 23 (d), o que equivale a  $87^\circ$  mecânicos nos primeiros 0.8 segundos e após o primeiro segundo o rotor mantém-se imóvel. O erro entre o ângulo real e o estimado, representado na Fig. 23 (c), atinge um valor máximo de  $8^\circ$  o que é um valor bastante aceitável quando comparado com os resultados apresentados na literatura e possibilita uma operação estável do acionamento. Nestas condições, o acionamento sem sensor de posição apresenta apenas uma diferença considerável em relação ao acionamento com *encoder*, sendo esta o elevado ruído no sinal de velocidade. Para diminuir os efeitos nefastos deste ruído, implementou-se o algoritmo apresentado no subcapítulo 3.4 para variar o  $k_p^v$  em função da velocidade. Assim, ao diminuir o valor de  $k_p^v$  durante a fase em que a onda injetada tem uma amplitude maior, reduz-se a amplificação do ruído, diminuindo as repercussões do mesmo na corrente  $i_q^*$  e evitando também a sua propagação para as correntes de alimentação do motor. A diminuição do  $k_p^v$  resulta numa resposta dinâmica do sistema mais lenta quando opera a muito baixas velocidades, sendo esta uma das limitações do acionamento sem sensor de posição desenvolvido ao longo deste trabalho.

O mesmo ensaio foi feito na simulação, estando os resultados no anexo D, na Fig. D. 3, através dos quais se pode concluir que a principal diferença entre a simulação e a prática é que na simulação o ruído eletromagnético no sinal de velocidade é menor.

### 5.3 Inversão de sentido de rotação

Para este teste, a máquina estava a funcionar em regime permanente a 1500 rpm e foi imposta uma referência de velocidade em rampa para -1500 rpm. Com este teste pretende-se validar o funcionamento do acionamento sem sensor de posição em regime dinâmico, avaliar a sua rapidez, estabilidade e a transição entre os dois algoritmos de estimação da posição e velocidade angular do rotor.

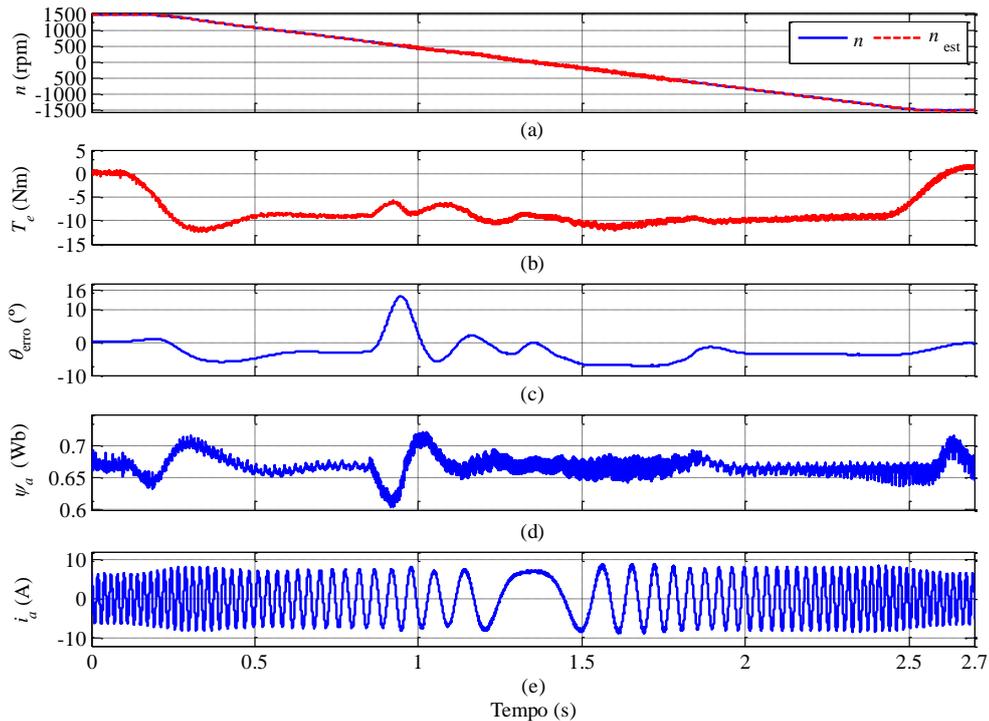


Fig. 24 – Resultados relativos a inversão de sentido de rotação de 1500 para -1500: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) fluxo ativo; (e) corrente de alimentação da máquina na fase a

Como se pode ver na Fig. 24 (a), a inversão de sentido de rotação é realizada em cerca de 2.25 s, o que representa uma boa resposta dinâmica. A rapidez da transição é limitada pela necessidade de utilizar uma constante proporcional reduzida no controlador de velocidade durante a operação a baixas velocidades, de forma a diminuir os efeitos causados pelo ruído do sinal de velocidade, e pela entrada da referência em rampa, que foi necessária para manter a estabilidade do sistema.

Na Fig. 24 (b), representa-se o binário eletromagnético desenvolvido pelo SynRM que é cerca de 0.5 Nm em regime permanente (binário resistivo do rotor, acoplamentos e MI acoplado). Assim que a referência de velocidade em rampa entra, o binário aumenta até 10 Nm (binário de aceleração). É ainda de notar que, na zona de funcionamento do algoritmo HFI, o binário desenvolvido é menor diminuindo a aceleração da máquina.

O erro entre o ângulo real e o estimado, representado na Fig. 24 (c), atinge o valor máximo de 15° após a transição entre os dois algoritmos de estimação e, em seguida, mantém-se num valor baixo. No final da transição converge para 0 ° validando desta forma a alta precisão do estimador de fluxo ativo a altas velocidades em regime permanente. O fluxo ativo de referência imposto foi 0.67 Wb e a malha de controlo de fluxo ativo é responsável por manter este valor, como se pode ver na Fig. 24 (d), com pouca oscilação. O fluxo ativo apresenta algum ruído adicional durante a injeção do sinal

de tensão a alta frequência. A amplitude da corrente de alimentação na fase  $a$  da máquina, que pode ser vista na Fig. 24 (e), aumenta devido ao aumento da corrente  $i_q$  imposta pelo controlador de velocidade e volta ao valor normal quando o sistema atinge o regime permanente. Como se pode ver, a corrente não contém muito ruído em nenhuma situação, demonstrando que, apesar de o sinal de velocidade ser bastante ruidoso em certas zonas, esse ruído afeta muito pouco as correntes de alimentação da máquina.

Em relação ao funcionamento do sistema com *encoder*, as principais diferenças são a necessidade de mais tempo para realizar a transição, cerca de 0.9 s a mais, e o ruído no sinal de velocidade entre 500 e -500 rpm.

### 5.4 Aceleração em carga incluindo transição entre algoritmos de estimação

Neste teste, o motor estava inicialmente a 300 rpm a funcionar com o algoritmo HFI para estimar a posição e a velocidade angular do rotor. É imposta uma referência de velocidade de 1200 rpm, de modo a passar na zona de transição entre o algoritmo de estimação HFI para o algoritmo de estimação através do fluxo ativo. Com este teste, pretende-se avaliar o desempenho do sistema durante a transição entre os algoritmos.

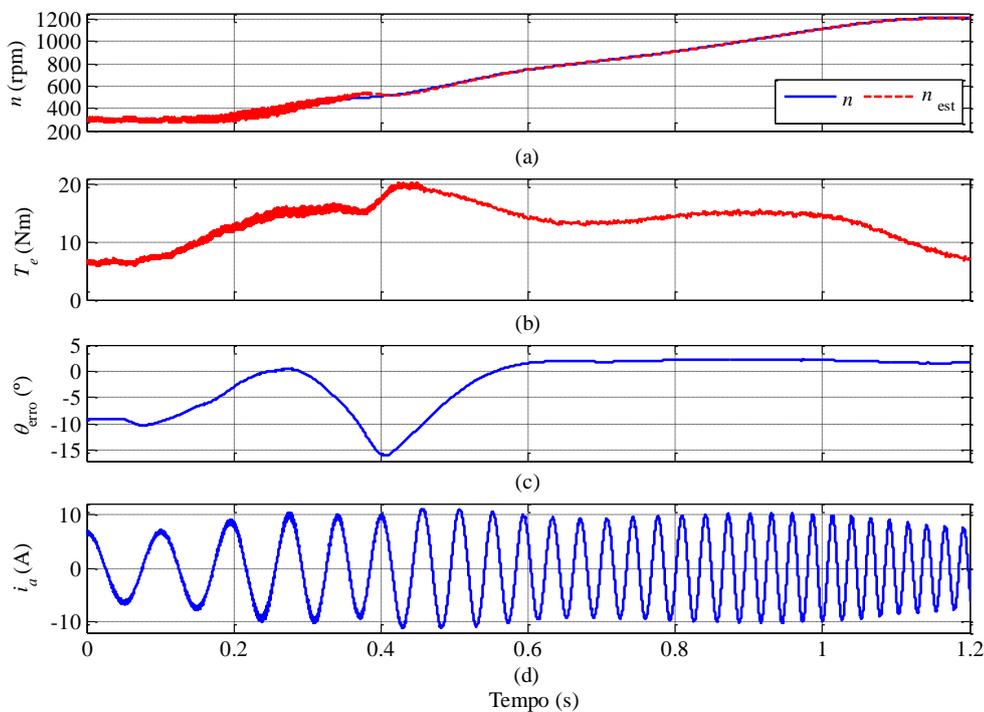


Fig. 25– Resultados relativos a aceleração em carga com transição de algoritmos de estimação da posição e velocidade angular do rotor: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular do rotor real e estimada; (d) corrente de alimentação da máquina na fase a.

Na Fig. 25 (a) pode ver-se que, quando o algoritmo HFI está a funcionar, o sinal de velocidade é ruidoso devido à injeção de sinais de alta frequência, durante a transição dos algoritmos há um ligeiro *overshoot* devido à variação do  $K_p^v$  na malha de velocidade. Após a transição dos algoritmos o ruído é eliminado e o SynRM atinge a referência. O binário na Fig. 25 (b) tem uma ligeira oscilação no momento da transição devido ao erro entre o ângulo estimado e o real que atinge um pico de  $15^\circ$  como se pode ver na Fig. 25 (c), que entretanto é corrigido, sendo o erro em regime permanente menor do que  $5^\circ$ . O erro máximo entre a posição angular real e estimada para esta situação é ligeiramente superior a [19] e inferior a [18, 22], provando-se que o método implementado neste trabalho consegue obter um bom desempenho na zona de transição de algoritmos, quando comparado com os já existentes na literatura. As correntes de alimentação da máquina, representadas na Fig. 25 (d) contêm pouco ruído.

## 5.5 Resultados obtidos com e sem *encoder*

Neste subcapítulo, serão apresentados dois testes em que o motor está parado em vazio e é imposta uma referência de velocidade em degrau para 1500 rpm. O teste foi feito primeiro sem sensor de posição e depois repetiu-se o teste com sensor de posição com o intuito de fazer uma comparação entre o desempenho do sistema nas duas situações.

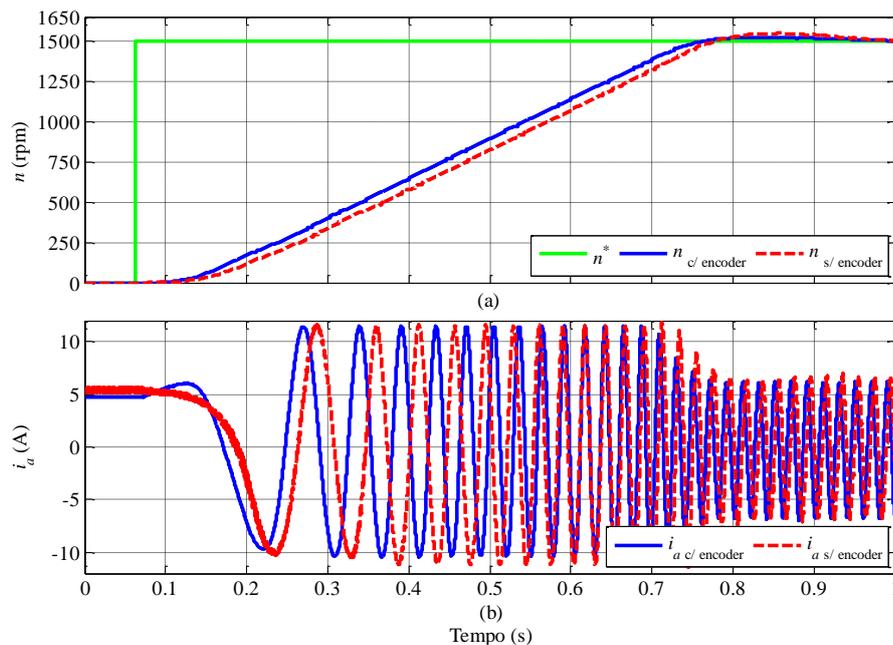


Fig. 26 - Resultados para 2 testes de arranque de 0 para 1500 rpm, um utilizando o *encoder* e outro utilizando os algoritmos desenvolvidos para obter a posição e velocidade angular do rotor (a) velocidade de referência, velocidade do motor com e sem *encoder*; (b) corrente de alimentação do SynRM na fase *a*

Tabela 3 - Análise da resposta do sistema num arranque em vazio com e sem *encoder*

	Com <i>encoder</i>	Sem <i>encoder</i>
Tempo até atingir a referência (s)	0.65	0.68
<i>Overshoot</i> (%)	1.667	3.33

Como se pode ver na Fig. 26 (a), a rapidez de resposta do sistema com e sem *encoder* a um degrau de velocidade é muito idêntica. Com *encoder*, o sistema é ligeiramente mais rápido nos instantes iniciais, o que lhe permite atingir a referência cerca de 0.03 s mais rápido do que o sistema a funcionar sem *encoder*. Quando o sistema funciona sem *encoder*, nota-se também um *overshoot* de 50 rpm, enquanto com *encoder* o *overshoot* é de 25 rpm. Na Fig. 26 (b), apresenta-se a corrente de alimentação na fase *a* da máquina, constatando-se que nas duas situações as correntes são semelhantes.

Na Tabela 3, apresenta-se a análise feita através da Fig. 26, mostrando as principais diferenças entre o sistema com e sem *encoder*. É ainda de salientar que, para obter uma resposta com o controlo sem sensor de posição tão aproximada ao controlo com sensor de posição, é necessário ter os parâmetros da máquina bem ajustados. As indutâncias obtidas em funcionamento devem ser valores precisos, a variação da resistência com a temperatura e os *offsets* dos sensores de corrente devem ser contemplados e bem ajustados. Nos ensaios realizados foi implementado um estimador de indutâncias *online* mas verificou-se que os valores obtidos através das tabelas interpoladoras eram mais viáveis, por terem menos oscilações e dependerem apenas das correntes. Principalmente a baixas velocidades, notou-se que quando os *offsets* dos sensores de corrente não eram devidamente ajustados o desempenho do sistema sem sensor de posição diminuía bastante. Para ajustar automaticamente os *offsets* dos sensores de corrente, no início de cada utilização do acionamento foi desenvolvido um algoritmo.

Comparando com os resultados de simulação para o mesmo teste feito sem *encoder* na Fig. D.1 no anexo D, pode ver-se que a simulação se aproxima muito da prática sendo que o tempo necessário para o arranque do motor é praticamente o mesmo.

## 5.6 Aceleração com degrau de velocidade e 95% da carga nominal

Para este teste a referência de velocidade do SynRM foi de 500 rpm, sendo depois imposta uma carga de 18 Nm. Em seguida foi imposto um degrau de velocidade para 1200 rpm. Este resultado tem como objetivo validar a estabilidade e rapidez de resposta do acionamento na condição de carga próxima do nominal.

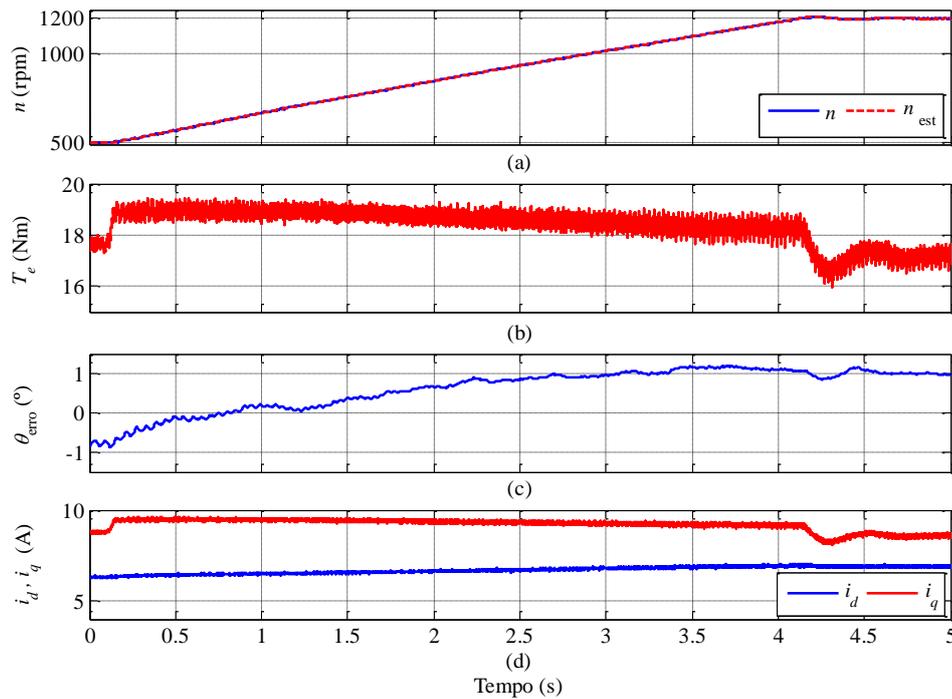


Fig. 27 - Resultados relativos à aceleração com 95% da carga nominal sem *encoder*: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre posição angular do rotor real e estimada; (d) correntes em eixos  $dq$  estimados.

Como se pode ver na Fig. 27 (a), a transição é feita em cerca de 4 segundos. O elevado tempo para a transição justifica-se com o binário disponível para a aceleração, que é apenas cerca de 5% do nominal, como se pode ver na Fig. 27 (b). Existe um ligeiro *overshoot* na velocidade quando esta atinge a referência devido à diminuição súbita da corrente  $i_q$ , como consta na Fig. 27 (e). O ângulo estimado é muito próximo do ângulo real, atingindo um erro máximo de cerca de  $1^\circ$  como se pode constatar na Fig. 27 (c). Este resultado prova a precisão do fluxo estimado, bem como a caracterização dos valores das indutâncias obtidas através das tabelas interpoladoras de indutâncias [24].

Comparando com os resultados de simulação na Fig. 17, em que o SynRM demora 3.6 s desde 500 rpm a 1200 rpm, na prática demorou mais 0.4 segundos a atingir a referência e com um *overshoot* ligeiramente superior. O erro entre o ângulo estimado e o real é cerca de  $3^\circ$  menor nos ensaios práticos do que nos de simulação.

Apresenta-se na Fig. 28 os resultados obtidos para o mesmo teste com *encoder*:

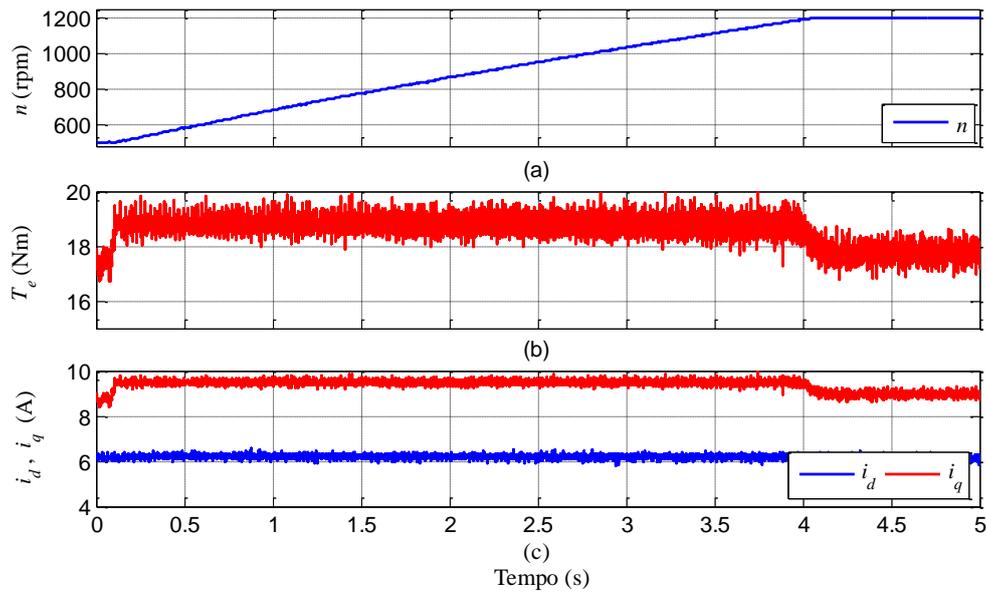


Fig. 28 - Resultados relativos ao teste de aceleração com 95% da carga nominal utilizando o *encoder*: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) correntes em eixos  $dq$

Tabela 4 - Análise da resposta do sistema com e sem *encoder* em aceleração com 95% da carga nominal

	Com <i>encoder</i>	Sem <i>encoder</i>
Tempo até atingir a referência (s)	4.02	4.05
<i>Overshoot</i> na velocidade (%)	0.1	1.423
Ruído no binário (Nm)	1.2	0.8
Ruído na corrente $i_q$ (A)	0.4	0.2

Na Fig. 28 pode ver-se que a resposta do sistema com *encoder* é muito idêntica à resposta do sistema sem *encoder*, sendo a principal diferença o maior *overshoot* na velocidade quando o sistema funciona sem *encoder*. Na Tabela 4 está evidenciado que o sistema sem *encoder* tem como desvantagem um maior *overshoot*, demorando mais tempo a estabilizar. Como vantagem apresenta menor ruído no sinal de binário e no sinal de corrente  $i_q$ . Isto acontece porque o sinal de velocidade adquirido através da derivada da posição angular obtida através do *encoder* é mais ruidoso do que o sinal adquirido através do estimador que utiliza o fluxo ativo. Comparando as Fig. 27 (d) e a Fig. 28 (c), onde se representam as correntes em eixos  $dq$  para as duas situações, pode ver-se uma ligeira diferença entre o teste com e sem *encoder*. Com *encoder*, a corrente  $i_d$  mantém-se estável em 6 A, para manter o fluxo ativo no valor de referência, e sem *encoder* a corrente aumenta ligeiramente para manter o fluxo ativo, isto acontece devido ao ligeiro erro entre a posição angular real e estimada. Quanto à corrente  $i_q$ , verifica-se a situação contrária, ou seja, em regime permanente é menor quando o sistema funciona sem *encoder* do que com *encoder*. Apesar desta ligeira diferença nas correntes em eixos  $dq$ , nas correntes de

alimentação da máquina não se verifica qualquer diferença, sendo a amplitude das mesmas igual quando o sistema funciona com ou sem *encoder*.

## 5.7 Desaceleração em degrau com 95% da carga nominal

Este teste foi feito em sequência com o teste anterior, com a mesma carga (95% da carga nominal) e a referência de velocidade variou em degrau de 1200 rpm para 500 rpm.

Com este teste experimental, pretende-se provar a robustez do sistema durante variações bruscas de velocidade com uma carga muito próxima da carga nominal. Os resultados obtidos apresentam-se na Fig. 29.

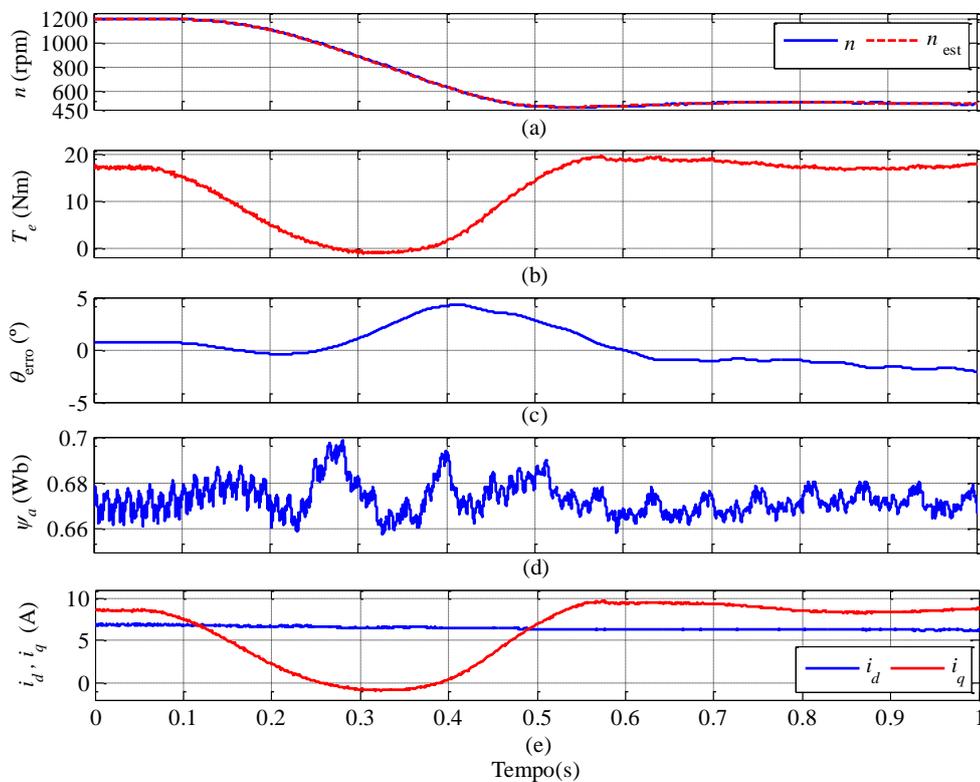


Fig. 29 - Resultados relativos ao teste de desaceleração com 95% da carga nominal: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular do rotor real e estimada; (d) fluxo ativo estimado; (e) correntes de alimentação em eixos dq estimados.

Como ilustrado na Fig. 29 (a), o motor atinge a velocidade de referência em 0.34 s sem perder a estabilidade. Na Fig. 29 (c) constata-se que o erro do ângulo estimado é inferior a 5 graus e diminui mal a transição acaba e a velocidade do motor estabiliza na referência. Isto deve-se principalmente à diminuição de fluxo estático por causa da diminuição da corrente  $i_q$  e consequente variação da indutância  $L_q$ . O fluxo ativo

representado na Fig. 29 (d) é mantido constante pela malha de controlo de fluxo, permitindo ao estimador manter a estabilidade. Na Fig. 29 (e) pode ver-se que a corrente  $i_q$  tem uma curva idêntica à curva do binário representada na Fig. 29 (b), porque o binário de referência é gerado pela malha de velocidade e relacionado diretamente com o fluxo ativo e transformado em  $i_q^*$ .

## 5.8 Variação súbita de carga

Para este teste o motor estava a funcionar em vazio a 1200 rpm, e foi introduzida uma carga de 17 Nm. Com este teste, pretende-se avaliar a estabilidade do sistema e a capacidade de manter a velocidade de referência quando sujeito a uma variação súbita de carga. A título de comparação, o teste foi feito com e sem *encoder* e os resultados obtidos para as duas situações são apresentados na Fig. 30.

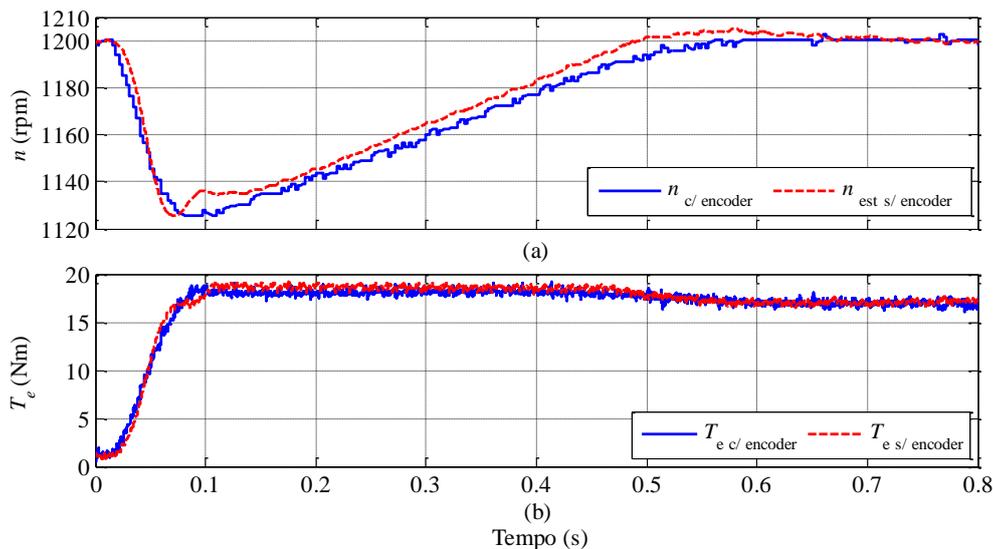


Fig. 30 – Resultados experimentais relativos aos dois testes de variação súbita de uma de carga de 17 Nm estando o sistema a operar com e sem *encoder*: (a) velocidade; (b) binário eletromagnético.

Como se ilustrado na Fig. 30 (a), assim que o MI de 7.5 kW começa a desenvolver binário no sentido contrário ao sentido de rotação do SynRM, a velocidade diminui. O controlador de velocidade gera então uma referência de binário para corrigir o erro entre a velocidade real do rotor e a velocidade de referência. O erro da velocidade é corrigido em cerca de 0.6 s quando o sistema opera com *encoder*, e em 0.66 segundos quando o sistema opera sem *encoder*. O *overshoot* verificado quando o sistema funciona sem *encoder* é justificado pelo erro entre a velocidade estimada e a real, que faz com que o binário seja superior durante alguns segundos ao binário do sistema a funcionar com

*encoder*, como se pode ver na Fig. 30 (b). Verifica-se que o acionamento sem sensor de posição é robusto e capaz de reagir a uma variação súbita de uma carga de 88% do valor nominal com um *overshoot* na velocidade de apenas 75 rpm. E tem um desempenho muito próximo do sistema a funcionar com *encoder*.

Comparando com os resultados de simulação para o mesmo teste apresentados na Fig. D.2, nota-se que em simulação o erro da velocidade estimada é maior e o binário entra em oscilação devido ao erro. A diminuição de velocidade quando a carga varia é idêntica à situação prática, contudo, na simulação a velocidade tem menos *overshoot* quando atinge a referência. Conclui-se que a simulação é uma boa aproximação da parte experimental.

## 5.9 Degrau de binário

Para este teste a malha de controlo de velocidade foi desativada, estando o SynRM em controlo de binário. O motor de indução foi utilizado para impor uma velocidade de 1018 rpm ao SynRM. Em seguida foi imposto um binário de referência de 19.1 Nm. Com este teste pretende-se avaliar o impacto no acionamento, caso seja necessário desenvolver um determinado binário subitamente. Os resultados são apresentados na Fig. 31

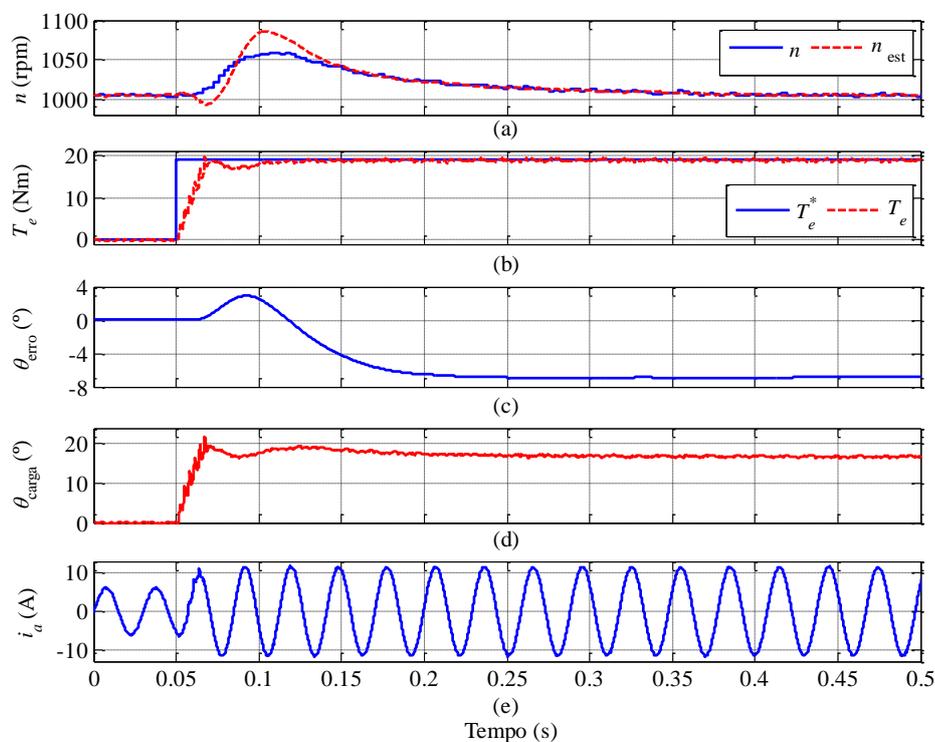


Fig. 31 - Resultados referentes ao teste de step de binário de referência de 19.1 com a máquina a uma velocidade de 1018 rpm imposta pelo IM de 7.5 kW: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) ângulo de carga do SynRM; (e) corrente de alimentação na fase  $a$  do SynRM.

Na Fig. 31 (a) pode ver-se que a velocidade variou aos 0.5 segundos logo após a entrada do step de binário, isto porque o SynRM desenvolve binário no sentido da rotação e o MI de 7.5 kW vai contrariar esse binário, restabelecendo a velocidade de 1018 rpm.

Na Fig. 31 (b) constata-se que o SynRM segue o binário de referência em cerca de 0.1 segundos apenas com um ligeiro *overshoot*, e que o sinal de binário obtido é um sinal com muito pouco ruído. Na Fig. 31(c) mostra-se que o erro do ângulo estimado que inicialmente é 0, mas aumenta e estabiliza se em  $6^\circ$  sem no entanto afetar o funcionamento do sistema. O ângulo de carga do SynRM é representado na Fig. 31 (d). Esta grandeza foi muito utilizada neste trabalho para monitorizar a estabilidade do motor e foi calculada através de (2.28). O ângulo de carga numa máquina síncrona deve ser sempre inferior a  $45^\circ$  para que a máquina não perca o sincronismo e neste ensaio o ângulo de carga mantém-se dentro de valores aceitáveis. A corrente de alimentação na fase *a* que pode ver-se na Fig. 31 (e) aumenta para o valor nominal (11.2 A). Este valor é a limitação imposta à saída do controlador de velocidade para impedir que o motor desenvolva um binário superior ao nominal, evitando-se assim uma corrente superior à nominal que poderia danificar os enrolamentos estatóricos do motor. É ainda de notar que o sinal de corrente não contém ruído nestas condições de operação.

## 5.10 Funcionamento na zona de potência constante

Com este teste pretende-se validar o funcionamento do algoritmo de estimação da posição e velocidade do rotor, quando o motor funciona na zona de potência constante para uma gama de velocidades superior à velocidade nominal com um valor de fluxo ativo inferior ao nominal. Os resultados obtidos durante este teste apresentam-se na Fig. 32.

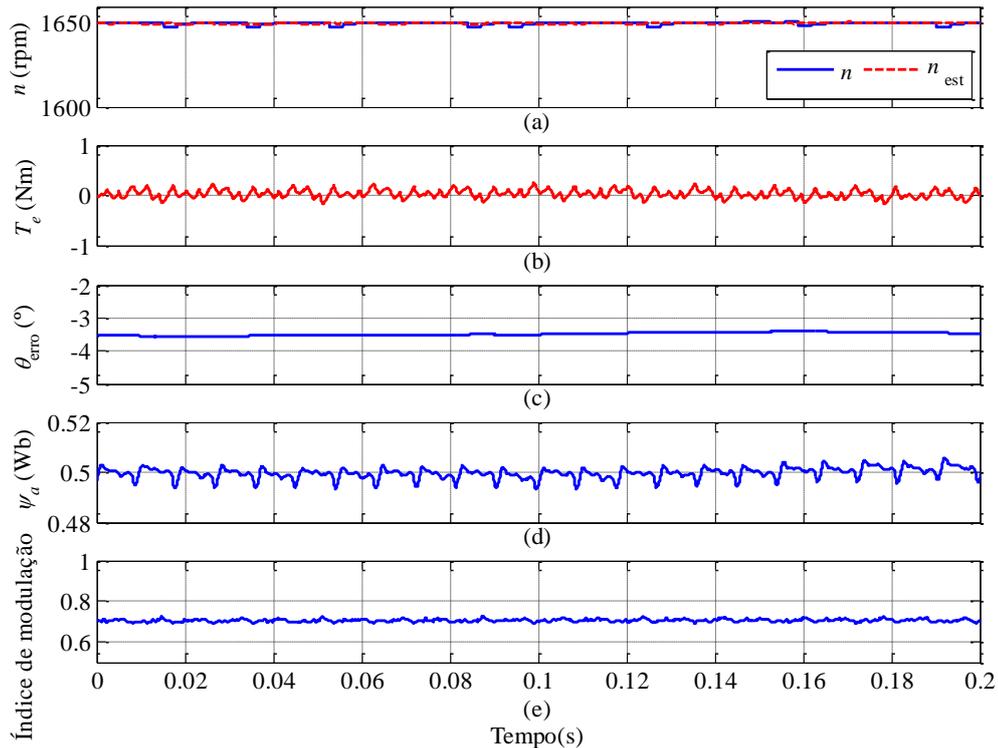


Fig. 32 – Resultados relativos ao resultado experimental em que o acionamento funciona na zona de potência constante a uma velocidade superior à velocidade nominal: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre o ângulo real e estimado; (d) fluxo ativo; (e) índice de modulação

Na Fig. 32 (a) mostra-se a velocidade do motor que está a 1650 rpm, o sinal de velocidade é um sinal limpo, sem presença de ruído. Na Fig. 32 (b) é mostrado o binário desenvolvido, ligeiramente positivo, representando o binário resistivo do SynRM.

Na Fig. 32 (c) é possível ver que o erro entre o ângulo estimado e o real é ligeiramente superior ao teste representado na Fig. 32 (c) em que o motor também funciona em vazio. E este aumento do erro da estimação deve-se à diminuição do fluxo ativo no motor para 73% do nominal como ilustrado na Fig. 32 (d). A consequência de baixar o fluxo ativo no motor é reduzir o índice de modulação que, numa situação normal, está praticamente saturado (90%) quando a máquina funciona a 1500 rpm, permitindo assim atingir velocidades superiores à nominal. Nesta situação, o motor funciona na zona de potência constante, ou seja, quanto maior a velocidade de rotação, menor é o binário que a máquina pode desenvolver.

Na Fig. 32 (e) pode ver-se que nesta situação o índice de modulação está apenas a 70%, o que indica que a máquina ainda pode funcionar a uma velocidade superior a 1650 rpm, no entanto, neste teste a velocidade não foi elevada devido ao limite de velocidade de 1700 rpm no VEV do MI acoplado ao SynRM.

## 5.11 Rendimento do acionamento

O rendimento do motor foi medido através do método direto:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (5.1)$$

A potência elétrica de entrada ( $P_{in}$ ) foi calculada através do analisador de potência de alta precisão Yokogawa WT3000. A potência mecânica entregue pelo SynRM ( $P_{out}$ ). Foi calculada utilizando um sensor de binário acoplado entre o veio do SynRM e o veio do MI, de modo a obter o binário mecânico ( $T_m$ ) desenvolvido pelo SynRM e a velocidade angular mecânica ( $\Omega_m$ ) do mesmo:

$$P_{out} = T_m \Omega_m \quad (5.2)$$

Foi feito um teste a uma velocidade constante de 1200 rpm e variou-se a carga desde 0 Nm até 19 Nm, de modo a caracterizar o rendimento do motor em função da carga. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 33 (a). Foi feito um teste com uma carga constante de 10 Nm e variou-se a velocidade do SynRM entre 0 e 1500 rpm. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 33 (b).

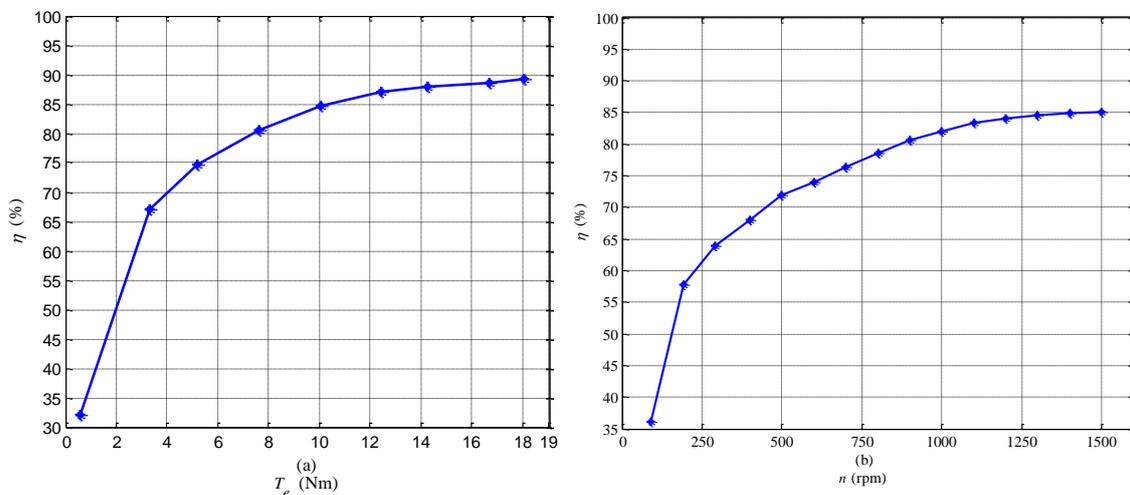


Fig. 33- Resultados dos testes de eficiência ao motor: (a) rendimento em função do binário com velocidade constante de 1200 rpm; (b) rendimento em função da velocidade com um binário constante de 10 Nm.

Como ilustrado na Fig. 33 (a), quando o motor funciona com uma carga próxima do nominal, o rendimento é muito próximo do rendimento nominal do SynRM (90.4%). Na Fig. 33 (b) pode ver-se que o rendimento do motor varia bastante com a velocidade e que é elevado a velocidades próximas da nominal. Estes resultados provam que o acionamento sem sensor de posição é capaz de funcionar com um bom rendimento, especialmente

próximo das condições nominais do motor. Em [46] foram feitos vários testes de rendimento em SynRMs da KSB com o sistema de controlo também da KSB e os resultados obtidos são idênticos aos resultados apresentados nesta subsecção, provando-se assim que os valores de rendimento obtidos no acionamento em sensor de posição implementado neste trabalho são aceitáveis. É ainda de referir que o baixo valor de rendimento para valores de carga inferiores a 50% deve-se ao facto de se usar sempre o valor de fluxo ativo nominal como referência, o que implica uma corrente constante de valor nominal no eixo  $d$ . Para aumentar o rendimento quando o motor funciona com valores de carga reduzidos, é necessário implementar uma estratégia que calcule o fluxo ativo necessário para cada situação de carga, evitando assim que o valor de  $i_d$  esteja sempre no valor nominal. Uma estratégia para resolver esta questão foi implementada em [43], tendo sido obtidos melhores resultados para o rendimento do acionamento quando este está sujeito a um valor de carga inferior a 50%.

## 5.12 Estimador EMF para médias e altas velocidades

Em seguida, apresenta-se os resultados do acionamento a funcionar com outro estimador desenvolvido para médias e altas velocidades:

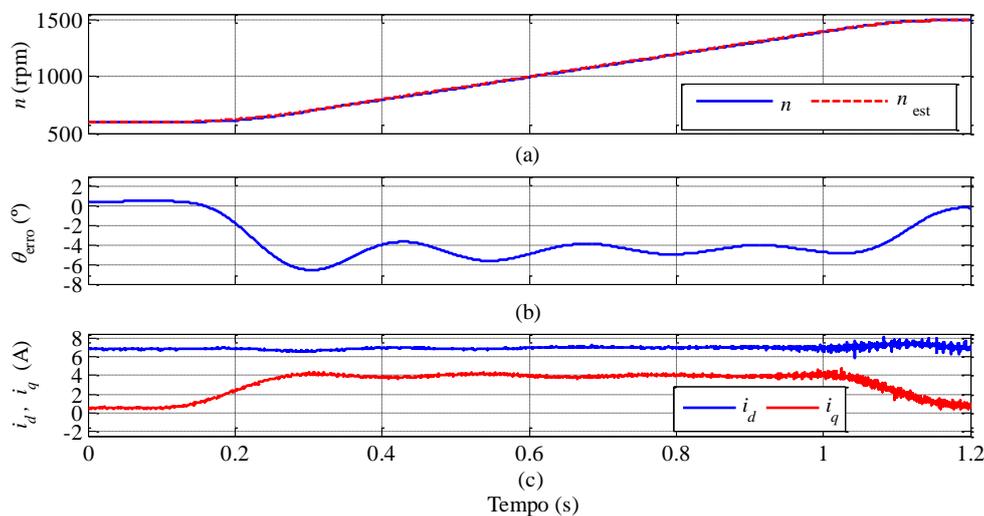


Fig. 34 – Resultados relativos a aceleração com o estimador EMF: (a) velocidade real e estimada; (b) erro entre a posição angular real e estimada; (c) correntes de alimentação em eixos  $dq$  estimados.

Analisando a Fig. 34, verifica-se que, com este estimador, o sistema é mais lento do que com o estimador através do fluxo ativo, isto porque o estimador é mais instável durante transições e por este motivo foi necessário utilizar um limitador para a velocidade de referência entrar em rampa em vez de degrau. O erro no ângulo estimado é também muito superior durante a transição. Conclui-se então que, como este estimador está

dependente de vários parâmetros que variam durante o funcionamento do motor (correntes, tensões, indutâncias, velocidade e derivada das indutâncias em ordem à corrente), o seu desempenho em regime dinâmico é inferior, devido à imprecisão em tempo real destes parâmetros durante transições bruscas de velocidade.

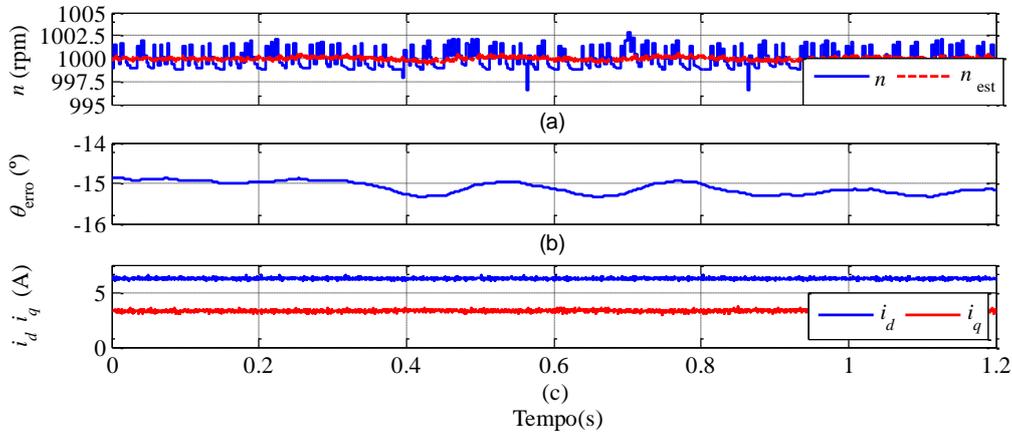


Fig. 35 – Resultados relativos ao sistema a funcionar com estimador EMF para obter a posição e a velocidade angular do rotor com um binário de carga de 6 Nm: (a) velocidade real e estimada; (b) erro entre o ângulo real do rotor e o estimado; (c) corrente em eixos  $dq$  estimados.

Na Fig. 35, são apresentados os resultados experimentais do sistema a funcionar com uma carga de 6 Nm, utilizando o estimador EMF para obter a posição e velocidade angular do rotor. Quando é aplicada uma carga ao sistema com este estimador, o erro entre o ângulo real e o estimado é superior ao do estimador de fluxo ativo. Como se pode ver na Fig. 35 (a), tal como com o estimador através do fluxo ativo, obtém-se um sinal de velocidade menos ruidoso do que o sinal de velocidade obtido através da derivada da posição angular obtido pelo *encoder*.

Conclui-se então que o desempenho através do estimador que utiliza o fluxo ativo tem melhor desempenho do que o EMF para este tipo de estratégia de controlo, e proporciona um funcionamento mais estável ao acionamento. Para utilizar o estimador EMF o sistema de controlo não deve ser através do fluxo ativo porque um ligeiro erro na estimação da posição angular do rotor, o fluxo ativo é injetado no eixo errado e esse erro não é corrigido.



## 6 Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

### 6.1 Conclusões

Ao longo deste trabalho foram estudados e implementados, em simulação e experimentalmente, diversos métodos para estimar a posição e velocidade angular do rotor em SynRMs, bem como a sua aplicabilidade em alguns sistemas de controlo existentes.

Inicialmente, no trabalho de simulação, o sistema de controlo utilizado consistia numa estratégia MTPA desenvolvida em [39]. Surgiram dificuldades em manter o sistema estável durante operações com um nível de carga inferior a 30%, como foi mostrado nos resultados de simulação. Concluiu-se assim que esta estratégia não é a mais adequada para sistemas de controlo sem sensor de posição em SynRMs, e que, para obter um acionamento estável, é necessário controlar o fluxo ou a corrente  $i_d$  de modo a que esta nunca seja inferior a um determinado valor. Este problema foi ultrapassado com um sistema de controlo orientado ao fluxo ativo implementado por [43], porque este permite controlar a variável de entrada dos algoritmos de estimação.

Concluiu-se, através de um modelo do SynRM bem caracterizado, que é possível obter resultados em simulação muito próximos dos experimentais, tornando a simulação uma ferramenta poderosa para projetar sistemas de controlo em segurança antes da fase experimental.

Foram implementados 3 estimadores de posição e velocidade angular do rotor de duas categorias diferentes. O estimador HFI, da categoria de injeção de sinais, provou ser uma boa solução para identificar a posição inicial do rotor e operar a baixas velocidades sem necessidade de conhecer os parâmetros da máquina. A identificação da posição inicial do rotor através de HFI provou ser melhor do que o método de alinhamento do *encoder* previamente utilizado. Também se demonstrou que o acionamento consegue suportar uma carga próxima da carga nominal no arranque, possibilitando ultrapassar uma das principais dificuldades dos acionamentos sem sensor de posição. As suas principais limitações foram o aumento de ruído no sistema e tornar o sistema mais lento em regime dinâmico.

Para médias e altas velocidades, foram implementados dois estimadores da categoria dos que utilizam a componente fundamental das tensões e correntes de alimentação. Com o estimador de posição e velocidade angular do rotor através da EMF, o acionamento

provou ter um desempenho bastante inferior ao sistema com *encoder* devido ao elevado erro na estimação da posição angular do rotor. Esse erro elevado conduziu a uma menor capacidade de carga e uma resposta mais lenta em regime dinâmico. O estimador de posição e velocidade angular através do fluxo ativo provou ter uma elevada precisão em todos os testes efetuados, sendo que o erro entre a posição angular do rotor real e estimada foi sempre menor do que 10 graus elétricos. Na zona de operação deste estimador (médias e altas velocidades), o sistema sem sensor de posição obteve uma resposta muito próxima do sistema a funcionar com *encoder*, com uma rapidez muito idêntica, com destaque apenas para um ligeiro *overshoot* adicional durante transições de velocidade. Conseguiu-se ainda obter um sinal de velocidade menos ruidoso que o sinal obtido através do *encoder*, o que permitiu diminuir o valor da distorção harmónica das correntes de alimentação do motor. Também se provou que o sistema de controlo sem sensor de posição tem capacidade de operar na zona de potência constante, permitindo assim que a máquina atinja velocidades superiores à velocidade nominal, sendo esta característica fundamental em aplicações de tração elétrica. Através de ensaios experimentais, verificou-se também que o sistema atinge um rendimento muito próximo do rendimento nominal do motor quando este trabalha próximo das condições nominais.

Um dos principais problemas encontrados na fase prática deste trabalho foi a dificuldade em efetuar a transição entre os dois algoritmos de estimação da posição e velocidade angular do rotor com um interruptor automático, como era feito na simulação. Foram então implementados dois métodos presentes na literatura [18, 19], mas nenhum permitiu obter bons resultados para transições bruscas de velocidade. Foi então implementado um algoritmo para fazer a transição suave entre o ângulo e a velocidade estimados através de uma média pesada. Este algoritmo suplantou as limitações encontradas durante a fase de transição, não se notando qualquer variação nas correntes de alimentação do motor nem no índice de modulação.

As principais limitações do sistema desenvolvido são a necessidade dos parâmetros da máquina com alta precisão para estimar o fluxo ativo, pouca robustez a baixas velocidades e o elevado número de controladores PI, tornando o processo de comissionamento extensivo.

O trabalho desenvolvido nesta dissertação, em conjunto com os trabalhos realizados em [24, 43], deram origem a uma publicação na conferência: ICIT 2015 “*IEEE International Conference on Industrial Technology*”, que terá lugar em Sevilha em Março do corrente ano. O artigo tem o título : “An encoderless high-performance synchronous

reluctance motor drive”, no qual foi utilizado o sistema de controlo sem sensor de posição apresentado neste trabalho com uma estratégia de minimização das perdas desenvolvida em [43], que permitiu obter um acionamento de alto rendimento.

## **6.1 Sugestão de trabalhos futuros**

- Como trabalho futuro, seria interessante estudar outro método de injeção de sinais a altas frequências a título de comparação e tentar reduzir os seus inconvenientes, e obter um sistema com uma resposta dinâmica mais rápida e mais robusto a baixas velocidades.
- Implementar uma estratégia para realizar o auto comissionamento do acionamento de modo a poder ser utilizado em qualquer SynRM.
- Seria também interessante implementar um sistema de controlo em modo deslizamento em que os parâmetros dos controladores variem de acordo com as condições de operação do motor por forma a otimizar o funcionamento do mesmo em todas as zonas de operação.
- Outra sugestão é implementar um acionamento sem sensor de posição com um sistema de controlo DTC ou PTC utilizando os estimadores aqui desenvolvidos e comparar com o desempenho deste acionamento.



## Bibliografia

- [1] E. Madhuri, R. Kalpana, and K. Anuradha, "Performance analysis of inverter fed induction motor with minimum settling time control," in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, 16-19 Dec. 2012.
- [2] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and D. Both, "Technical and economical considerations in the application of variable-speed drives with electric motor systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 188-199, 2005.
- [3] R. R. Moghaddam, "Synchronous reluctance machine (SynRM) design," Master Science Thesis, KTH, 2007.
- [4] H. Abootorabi Zarchi, J. Soltani, and G. Arab Markadeh, "Adaptive input–output feedback-linearization-based torque control of synchronous reluctance motor without mechanical sensor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 375-384, 2010.
- [5] H. W. d. Kock, "Dynamic control of the permanent magnet assisted synchronous machine with constant current angle" Master Science Thesis, University of Stellenbosch, 2006.
- [6] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, and A. Vagati, "Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance," in *Fourtieth IAS Annual Meeting on Industry Applications Conference*, pp. 474-479, 2-6 Oct. 2005.
- [7] P. M. Kamper, "Reluctance synchronous machine drives – a viable alternative ?," ed. IEEE Joint IAS/PELS/IES Chapter Meeting 4 – Graz, Austria, p. 69, 2013.
- [8] H. Lendenmann, R. R. Moghaddam, A. Tamm, and L.-E. Thand, "Os motores do futuro," ABB, 2013.
- [9] J. F. Stumper, D. Paulus, P. Landsmann, and R. Kennel, "Encoderless field-oriented control of a synchronous reluctance machine with a direct estimator," in *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pp. 18-23, 9-10 July 2010.
- [10] S.-K. Sul, *Control of electric machine drive systems* John Wiley & Sons. New Jersey, 2011

- [11] Z. Yue, Q. Wei, and W. Long, "Oscillation mitigation for sliding-mode observers in sensorless control of IPMSMs," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1-6, 18-20 June 2012.
- [12] J. F. Stumper, D. Paulus, and R. Kennel, "Encoderless field-oriented control of a synchronous reluctance machine with an estimator in polar stator-current coordinates," in *European Conference on Power Electronics and Applications Proceedings*, pp. 1-8, Aug. 30 - Sept. 1 2011.
- [13] J. G. Wrigh, "Design of a reluctance synchronous machine for traction motor applications using the finite method" Master Science Thesis, University of the Witwatersrand, Johannesburg, 2010.
- [14] M. Pacas, "Sensorless drives in industrial applications," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, pp. 16-23, 2011.
- [15] M. G. Jovanovic, R. E. Betz, and D. Platt, "Sensorless vector controller for a synchronous reluctance motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 346-354, 1998.
- [16] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of synchronous reluctance motors based on extended EMF models considering magnetic saturation with online parameter identification," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 1264-1274, 2006.
- [17] I. Boldea and S. C. Agarlita, "The active flux concept for motion-sensorless unified AC drives: A review," in *International Aegean Conference on Electrical Machines, Power Electronics and Electromotion Joint Conference (ACEMP)*, pp. 1-16, 8-10 Sept. 2011.
- [18] S. C. Agarlita, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High-frequency-injection-assisted "active-flux"-based sensorless vector control of reluctance synchronous motors with experiments from zero speed," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, pp. 1931-1939, 2012.
- [19] W. T. Villet, M. J. Kamper, P. Landsmann, and R. Kennel, "Hybrid position sensorless vector control of a reluctance synchronous machine through the entire speed range," in *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. LS4b-1.1-1-LS4b-1.1-7, 4-6 Sept. 2012.
- [20] Z. Yue, W. Chun, Z. Zhe, and Q. Wei, "A Review on position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machine-based wind energy

- conversion systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, pp. 203-216, 2013.
- [21] S. Beineke, J. Schirmer, J. Lutz, H. Wertz, Ba, x, *et al.*, "Implementation and applications of sensorless control for synchronous machines in industrial inverters," in *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pp. 64-71, 9-10 July 2010.
- [22] M. Nour, N. Y. Ee, and E. Radwan, "Improvements on the high frequency signal injection method for permanent magnet synchronous motors and its application in the hybrid drive position control," in *IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, pp. 295-300, 1-3 Dec. 2008.
- [23] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Carrier signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1-8, 5-9 Oct. 2008.
- [24] R. Branco, "Modelação e simulação de motores síncronos de relutância", Coimbra, Universidade de Coimbra, 2015.
- [25] X. Longya and J. Yao, "A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor including saturation and iron losses," in *Conference Record of Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 298-304 vol.1, Sept. 28-Oct. 4 1991.
- [26] R. E. Betz, M. Jovanovic, R. Lagerquist, and T. J. E. Miller, "Aspects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron losses," in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 456-463 vol.1, 4-9 Oct 1992.
- [27] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*, pp. 627-634 vol.1, 2-6 Oct 1994.
- [28] L. Kreindler, A. Testa, and T. A. Lipo, "Position sensorless synchronous reluctance motor drive using the stator phase voltage third harmonic," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, pp. 679-686 vol.1, 2-8 Oct 1993.
- [29] C. Zhe, G. Jianbo, W. Fengxiang, M. Zhixun, Z. Zhenbin, and R. Kennel, "Sensorless control for SPMSM with concentrated windings using multisignal

- injection method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 6624-6634, 2014.
- [30] Z. Huang, L. You, and Z. Wang, "Sensorless initial rotor position identification for non-salient permanent magnet synchronous motors based on dynamic reluctance difference," *IET Power Electronics* vol. 7, pp. 2336-2346, 2014.
- [31] J. Ji-Hoon, H. Jung-Ik, M. Ohto, K. Ide, and S. Seung-Ki, "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 1595-1604, 2004.
- [32] Z. Hao, X. Xi, and L. Yongdong, "A simplified high frequency injection method for PMSM sensorless control," in *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 401-405, 17-20 May 2009.
- [33] H. Gao, Y. Pei, K. Matsumoto, and S. Cheng, "Influence of inductance on position signal estimation of SynRM for different winding connection," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-4, 3-5 Sept. 2008.
- [34] K. Hyunbae and R. D. Lorenz, "Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives," in *39th IEEE Annual Meeting Industry Applications Conference*, pp. 977-984 vol.2, 3-7 Oct. 2004.
- [35] I. Boldea, M. C. Paicu, and G. Andreescu, "Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2612-2618, 2008.
- [36] M. C. Paicu, I. Boldea, G. D. Andreescu, and F. Blaabjerg, "Very low speed performance of active flux based sensorless control: interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control," *IET Electric Power Applications*, vol. 3, pp. 551-561, 2009.
- [37] S. Yamamoto, H. Hirahara, J. B. Adawey, T. Ara, and K. Matsuse, "Maximum efficiency drives of synchronous reluctance motors by a novel loss minimization controller with inductance estimator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, pp. 2543-2551, 2013.
- [38] E. Daryabeigi, H. Abootorabi Zarchi, G. R. Arab Markadeh, J. Soltani, and F. Blaabjerg, "Online MTPA control approach for synchronous reluctance motor drives based on emotional controller," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2157-2166, 2015.
- [39] A. P. Gonçalves, S. M. A. Cruz, F. J. T. E. Ferreira, A. M. S. Mendes, and A. T. de Almeida, "Synchronous reluctance drive motor drive for electric vehicle

- including cross-magnetic saturation, ," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Coimbra, Portugal, Oct. 27-30 2014.
- [40] S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Online MTPA control strategy for DTC synchronous-reluctance-motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 26, pp. 20-28, 2011.
- [41] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "A novel control scheme for wide speed range operation of direct torque controlled synchronous reluctance motor," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 192-198, 12-16 Sept. 2010.
- [42] R. Morales-Caporal and M. Pacas, "Encoderless predictive direct torque control for synchronous reluctance machines at very low and zero speed," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 4408-4416, 2008.
- [43] D. Cavaleiro, "Motor Síncrono de Relutância para sistemas de tração em veículos elétricos", Universidade de Coimbra, 2015.
- [44] S. M. A. Cruz, "Apontamentos de acionamentos elétricos," unpublished.
- [45] H. Van Khang, K. Jang-Mok, A. Jin-Woo, and L. Hui, "Synchronous reluctance motor drive system parameter identification using a current regulator," in *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition* pp. 370-376, 24-28 Feb. 2008.
- [46] Jorge O. Estima, A. J. Marques Cardoso "Efficiency analysis of synchronous reluctance motors," in *International Conference on Engineering for Economic Development*, 2013



# Anexos

## Anexo A – Identificação dos parâmetros do motor

A principal dificuldade em caracterizar as indutâncias do motor é o seu comportamento fortemente não linear devido à saturação magnética. Em [45] é proposta uma montagem para medir as indutâncias do motor, contudo, devido à necessidade de parâmetros mais precisos efetuou-se uma montagem, proposta em [24], que permite introduzir corrente nos dois eixos do motor ao mesmo tempo de modo a caracterizar as indutâncias tendo em consideração a saturação magnética cruzada. O rotor foi travado e injetou-se uma corrente nos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo longitudinal na primeira montagem e ao longo do eixo transversal na segunda, sendo que a única diferença entre as duas montagens é a posição do rotor.

Para caracterizar  $L_d(i_d, i_q)$ , o motor foi alimentado entre as fases  $b$  e  $c$  com uma tensão alternada ( $U_{bc}$ ) e o eixo longitudinal do rotor alinhou-se automaticamente com esta tensão de alimentação pois o fluxo procura sempre o caminho mais fácil onde a indutância é máxima ( $L_{bc\max}$ ). Em seguida, o rotor foi travado com um disco para manter o alinhamento e foi injetada uma corrente contínua na fase  $a$  cujo eixo magnético está alinhado com o eixo transversal do motor  $L_q$ , de modo a simular os efeitos de uma corrente  $i_q$ . Este procedimento é ilustrado na Fig. A.1 (A).

Para caracterizar  $L_q(i_d, i_q)$  a fase  $a$  do motor foi alimentada com uma tensão alternada ( $U_{an}$ ), de modo a alinhar o eixo longitudinal com esta tensão de alimentação, em seguida o rotor foi bloqueado. Repetiu-se a montagem descrita no ponto anterior mantendo se assim o eixo longitudinal alinhado com a fase  $a$ , e o eixo transversal alinhado com  $U_{bc}$  ( $L_{bc\min}$ ), a corrente será injetada no eixo longitudinal simulando  $i_d$ . Este procedimento é ilustrado na Fig. A.1 (B).

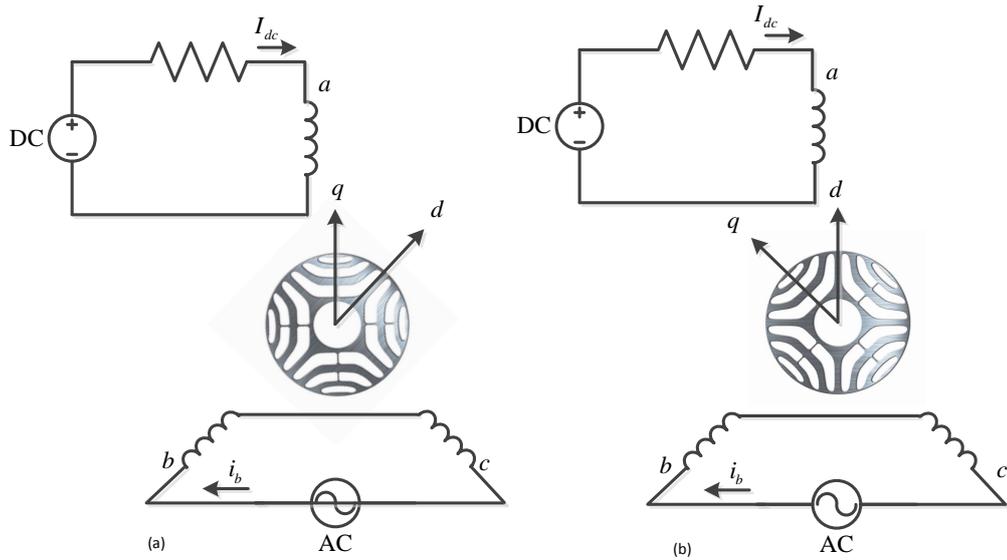


Fig. A. 1- (A) Montagem para caraterizar  $L_d(i_d, i_q)$  com o eixo longitudinal alinhado com as fases  $b$  e  $c$  e o eixo transversal alinhado com a fase  $a$ . (B) Montagem para caraterizar  $L_q(i_d, i_q)$  com o eixo longitudinal alinhado com as fases  $b$  e  $c$  e o eixo transversal alinhado com a fase  $a$

Em cada montagem, variou-se a corrente DC injetada e  $I_b$  entre 0 a 8 A separadamente os valores de frequência, tensão e corrente necessários foram obtidos em tempo real através do analisador de potência Yokogawa WT3000, a resistência dos enrolamentos  $R_{bc}$  foi medida várias vezes ao longo dos ensaios para contemplar a sua variação com a temperatura e posteriormente as indutâncias  $L_{dq}(i_d, i_q)$  foram calculadas através de [45]:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{bc} = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\left(\frac{U_{bc}}{I_b}\right)^2 - 4R_s^2} \\ L_d = \frac{L_{bc\max}}{2} \\ L_q = \frac{L_{bc\min}}{2} \end{array} \right. \quad (\text{A.1})$$

## Anexo B – Modelo do controlador

O algoritmo do modelo desenvolvido foi totalmente implementado em ambiente simulink. Nas figuras seguintes apresentam-se alguns dos blocos principais do modelo do controlador implementado na fase experimental. Os estimadores implementados foram baseados no capítulo 2 deste trabalho, o seletor híbrido e os restantes blocos do controlo foram baseados no capítulo 3.

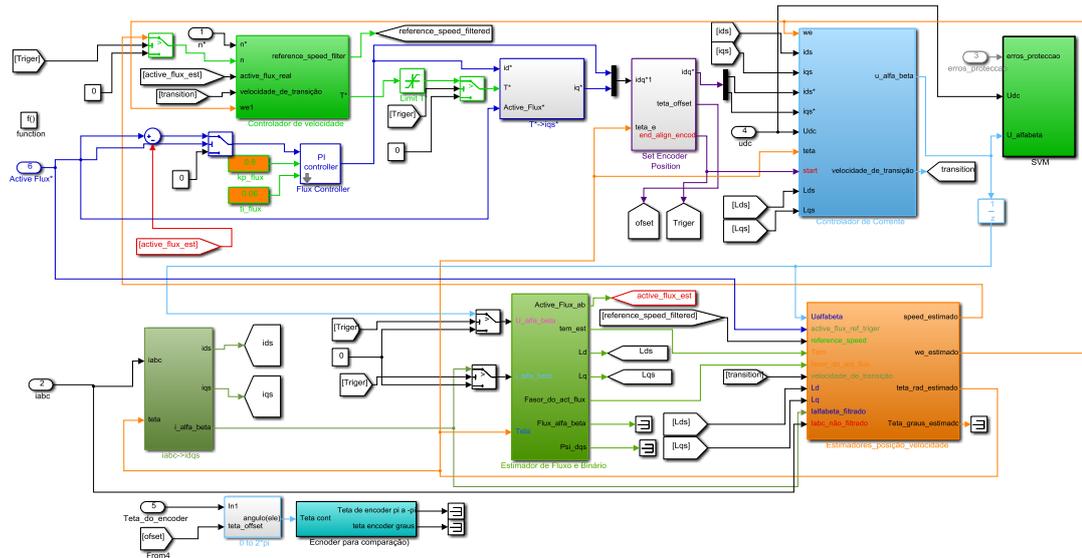


Fig. B. 1 - Visão geral do bloco do esquema do controlo

As variáveis de entrada do sistema são as correntes nas fases  $a$  e  $b$  nos enrolamentos estáticos do motor, a tensão DC do banco de condensadores, a referência de velocidade e a referência de fluxo ativo. No início do acionamento, o rotor da máquina pode ser alinhado com a posição 0 do encoder para se obter o erro entre a posição real e a posição estimada do rotor. O primeiro bloco a operar é o bloco dos estimadores que estima a posição angular e a velocidade angular elétrica do rotor. Estas variáveis são então realimentadas para todos os outros blocos. A malha de controlo de fluxo ativo e a malha de controlo de velocidade geram  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , respetivamente. Depois, as tensões em coordenadas  $\alpha\beta$  que vão alimentar o bloco SVM são geradas pelo bloco controlador de corrente, onde é também incluído o termo correspondente à injeção de alta frequência. O bloco geral dos estimadores desenvolvidos neste trabalho foi implementado como ilustrado na Fig. B. 2, em que os 3 estimadores funcionam em paralelo e depois o seletor híbrido faz a escolha do algoritmo que fornece a posição e a velocidade angular do rotor ao sistema de controlo.

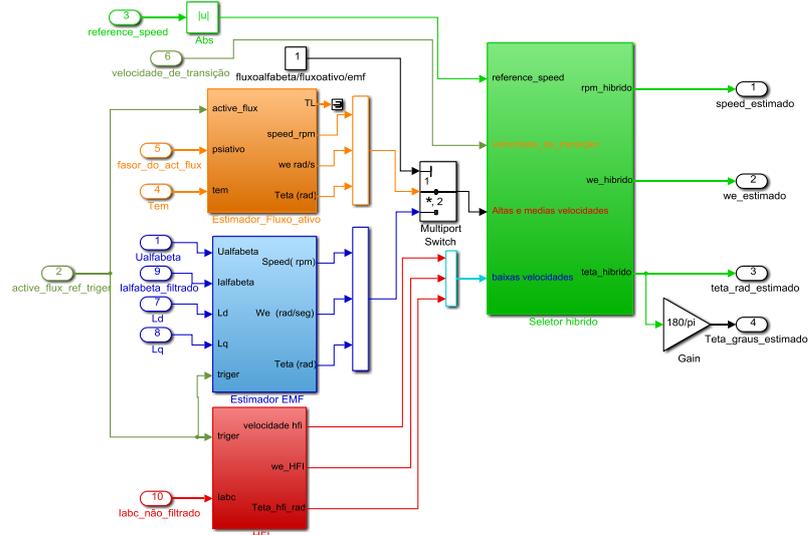


Fig. B. 2 - Visão geral do bloco dos estimadores de posição e velocidade do rotor

Na Fig. B. 3 está ilustrado o diagrama de blocos do estimador HFI implementado.

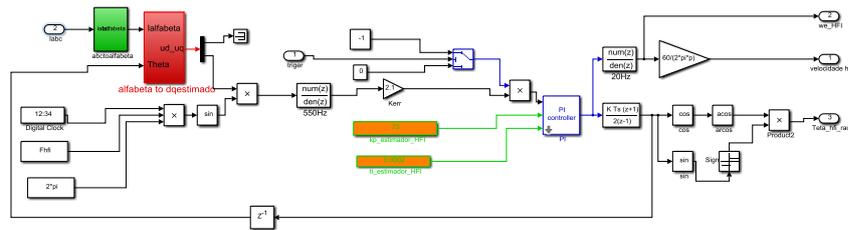


Fig. B. 3 - Bloco do estimador de posição e velocidade HFI

Na Fig. B 4 está ilustrado o diagrama de blocos do estimador através do fluxo ativo com PLL implementado.

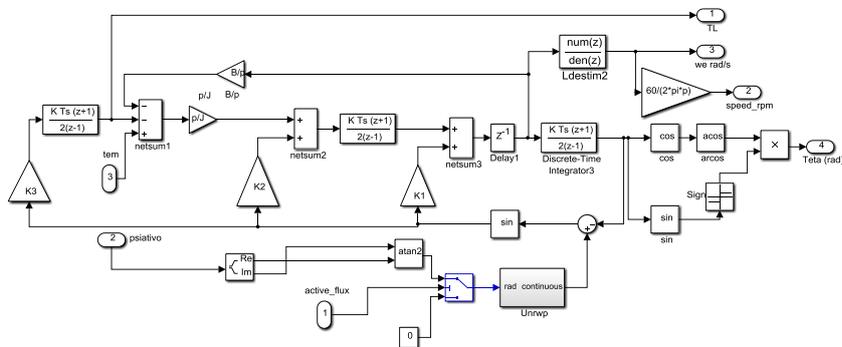


Fig. B. 4 - Bloco do estimador de posição e velocidade através do fluxo ativo com PLL

Na Fig. B 5 está ilustrado o diagrama de blocos do estimador através da EMF com PI implementado.

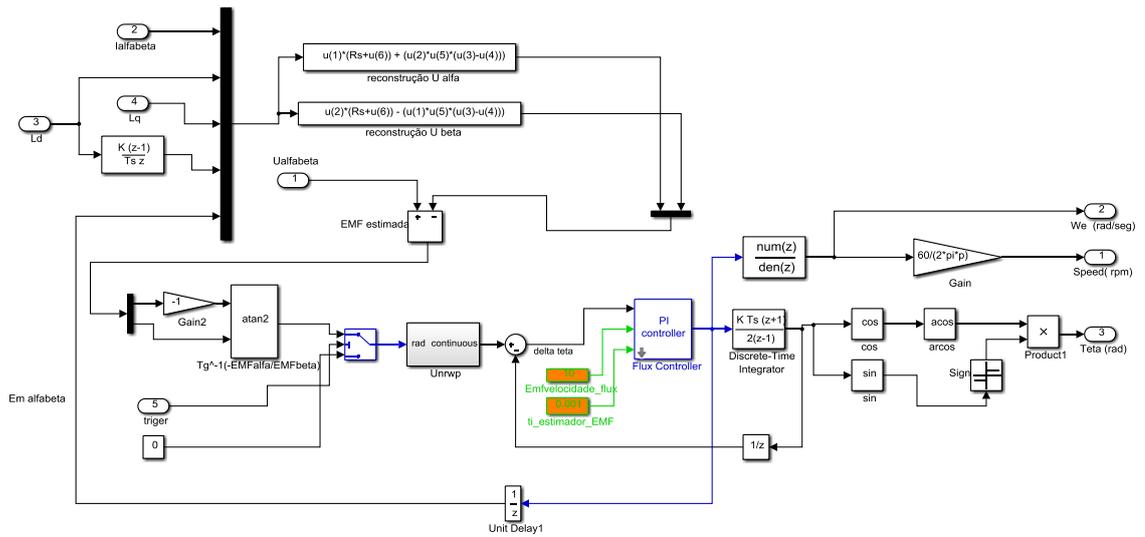


Fig. B. 5 - Bloco do estimador de posição e velocidade através da EMF com PI

Na Fig. B 6 está ilustrado o diagrama de blocos do seletor híbrido implementado.

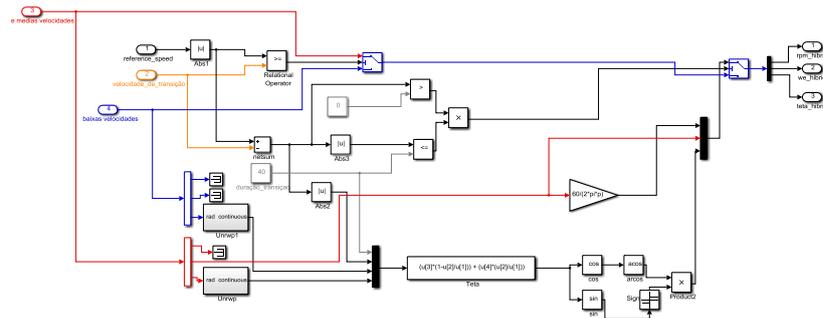


Fig. B. 6 - Bloco do seletor híbrido para seleção dos estimadores



## Anexo C – Setup experimental

Neste anexo serão apresentados os principais constituintes do acionamento.

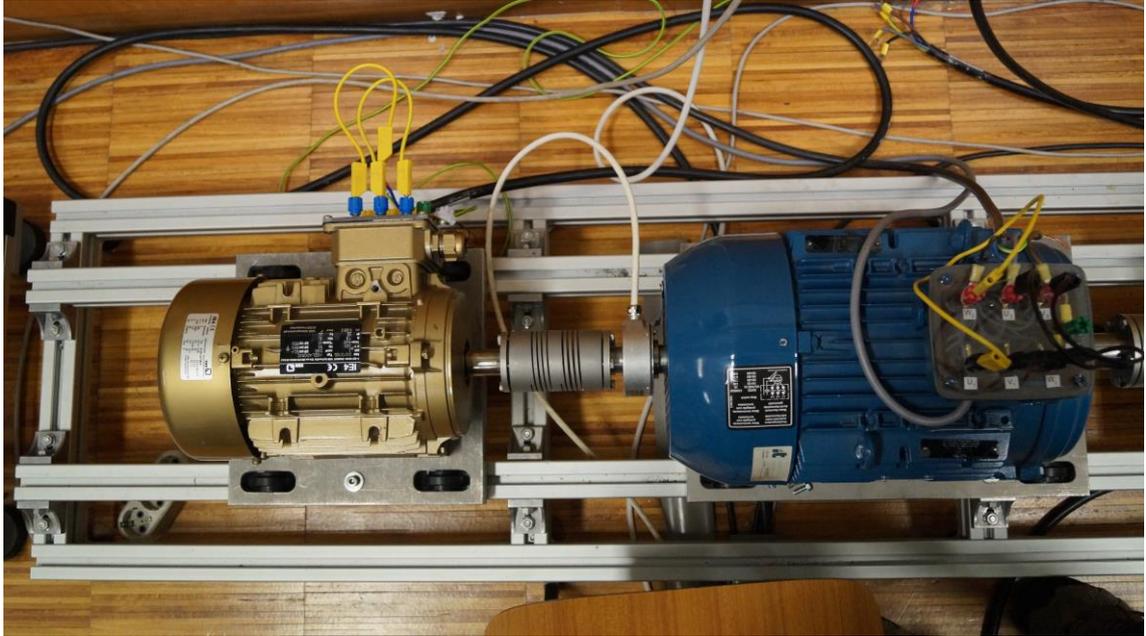


Fig. C. 1- SynRM de 3 kW ligado em estrela, MI para atuar como carga ligado em triângulo, acoplamento flexível e *encoder* de 1024 pulsos para cálculo do erro dos estimadores.

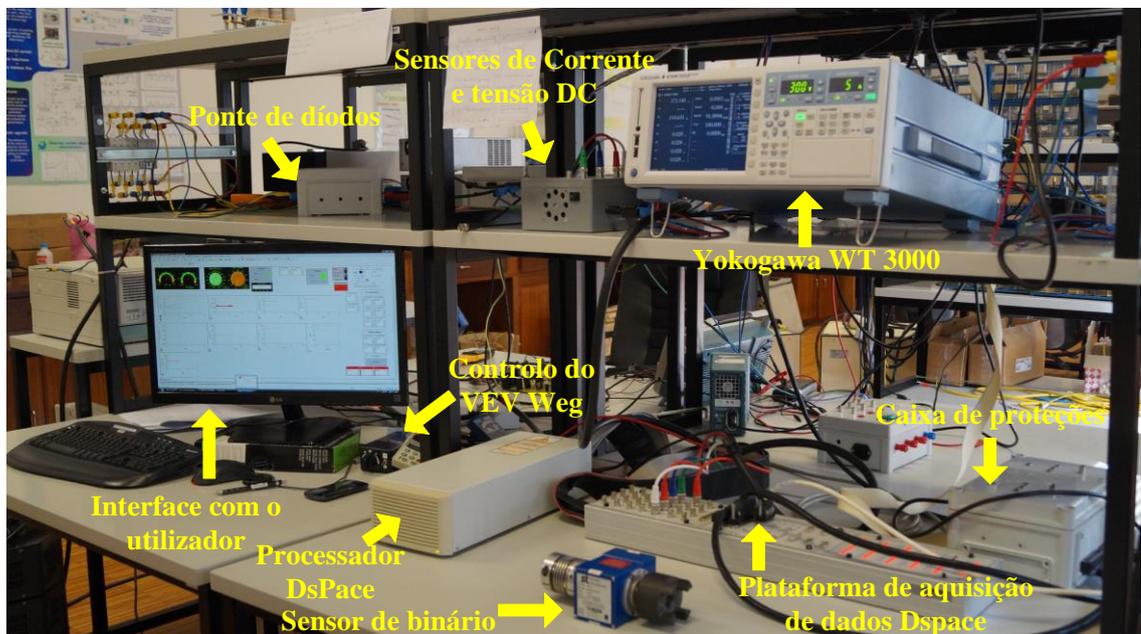


Fig. C. 2 – Visão geral do acionamento: Interface com o utilizador; ponte de díodos; sensores de corrente e tensão do barramento DC; analisador de potência Yokogawa WT 3000; plataforma Dspace; caixa de proteções; controlo para o VEV do motor de indução; sensor de binário utilizado para os testes de rendimento.



Fig. C. 3 - Inversor multinível



Fig. C. 4- Variador eletrônico de velocidade da WEG para controlar o *MI*

## Anexo D – Resultados de simulação adicionais

Na Fig. D.1 apresentam-se os resultados de simulação para um arranque em vazio de 0 para a velocidade nominal utilizando o sistema de controlo através do fluxo ativo, sem sensor de posição:

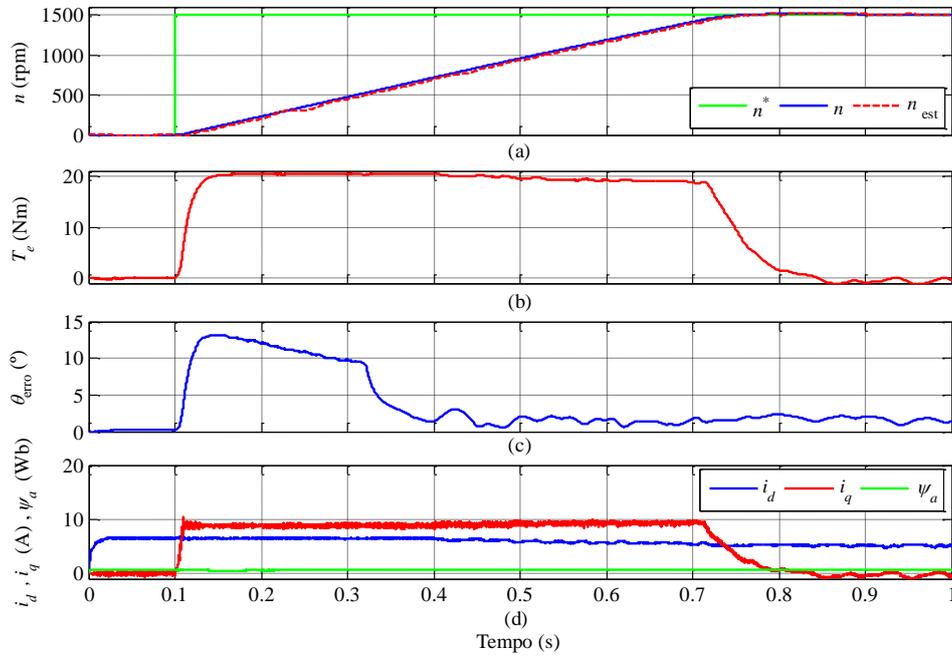


Fig. D.1- Resultados de simulação relativos a arranque em vazio de 0 para 1500: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre a posição angular real e estimada; (d) correntes em eixos dq estimados e fluxo ativo

Na Fig. D.2 apresentam-se os resultados de simulação para uma variação de carga de 0 NM para 17 NM quando a máquina estava a 1200 rpm.

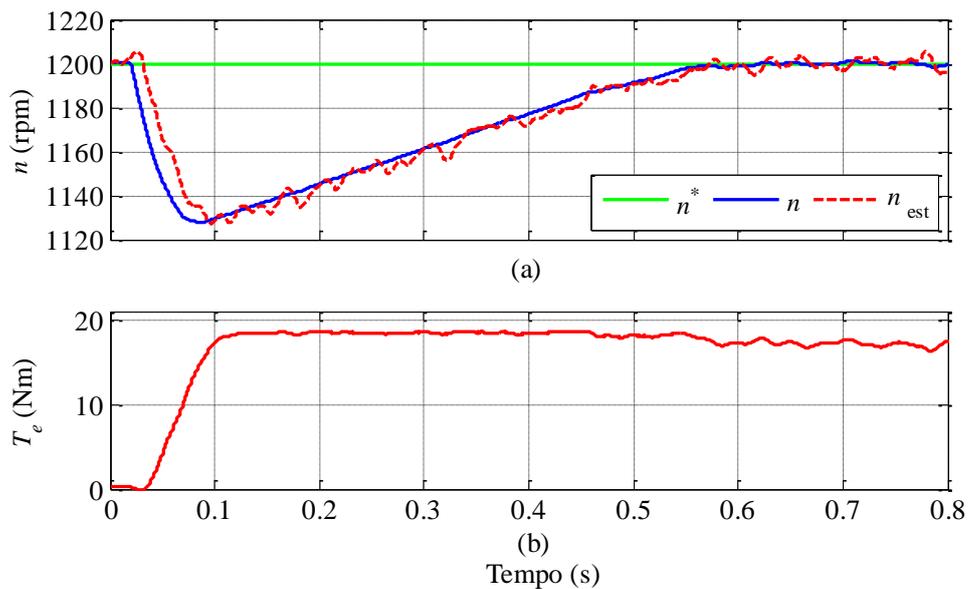


Fig. D. 2- Resultados de simulação relativos a entrada de carga a 1200 rpm: (a) velocidade real e estimada; (b) binário eletromagnético

Na Fig. D.3 apresentam-se os resultados de simulação para uma variação de carga de 0 NM para 15 NM quando a máquina estava a 0 rpm.

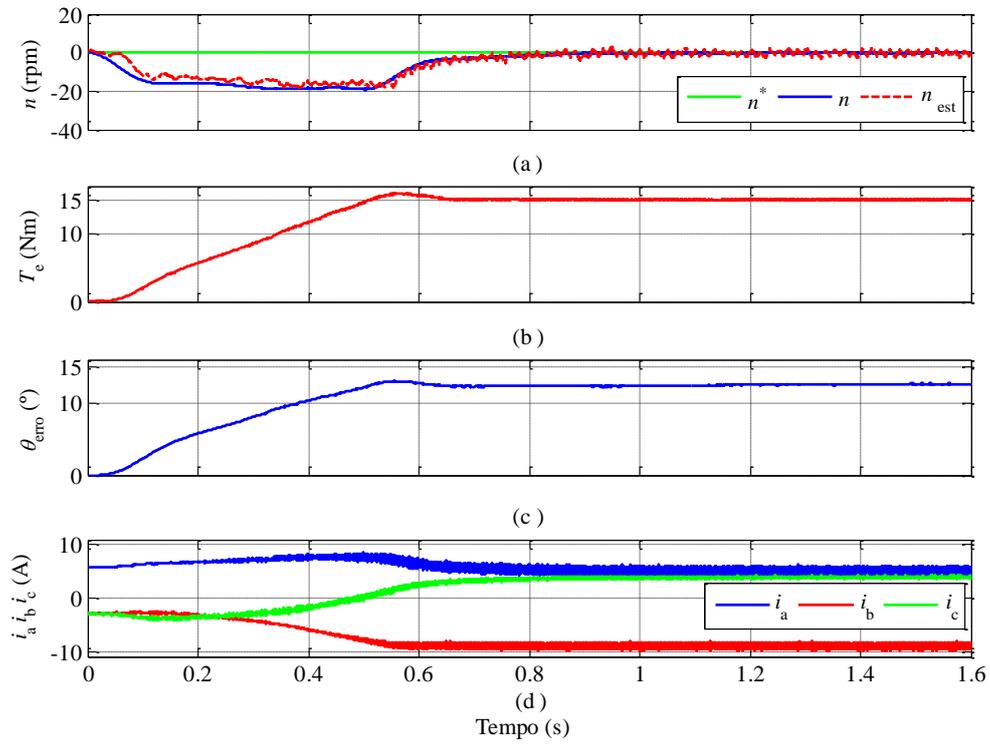


Fig. D. 3- Resultados de simulação relativos a entrada de carga a 0 rpm: (a) velocidade do rotor; (b) binário eletromagnético; (c) erro entre o ângulo real e o estimado; (d) correntes de alimentação em coordenadas de fase.