

**Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**



**Universidade do Porto**

**Faculdade de Engenharia**

**FEUP**

## **Sistema de controlo de um motor de indução trifásico**

André Barreira - up201705324

Nuno Minhoto - up201604509

Relatório do Trabalho Prático realizado no âmbito da unidade curricular  
Sistemas Baseados em Inteligência Computacional do 4º ano do ramo de Automação do  
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Maio 2021

# 1 Resumo

Neste trabalho estudamos o controlo de um motor de indução trifásico através de uma metodologia de controlo directo de binário ou DTC (direct torque control).

Primeiro começamos por estudar e validar o sistema a controlar assim como o modelo de equações diferenciais para o sistema que está em análise.

De seguida procedemos à modelação de um estimador do binário electromagnético e do fluxo estatórico do motor eléctrico e também de um conversor capaz de converter a tensão fornecida, originalmente em CC, para CA.

Após a criação destes modelos projectamos o controlador difuso que seguiu a arquitectura Takagi-Sugeno para realizar o controlo do motor.

Com todos estes elementos criados, foi-nos possível criar uma simulação para o sistema todo de motor e controlador onde realizamos vários ensaios.

**Palavras-chave:** Motor, Controlo, Difusa, Binário, Simulação

## Índice

<b>1</b>	<b>Resumo</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Introdução</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Sistema a controlar</b>	<b>3</b>
3.1	Modelo de equações diferenciais . . . . .	3
3.2	Enfraquecimento do campo magnético . . . . .	3
<b>4</b>	<b>Estimador do binário electromagnético e do fluxo estatórico do motor eléctrico</b>	<b>4</b>
<b>5</b>	<b>Modelo linear do conversor CC/CA</b>	<b>4</b>
<b>6</b>	<b>Controlador difuso</b>	<b>5</b>
6.1	Funções de pertença . . . . .	5
6.2	Regras . . . . .	6
<b>7</b>	<b>Teste do controlador e variação da velocidade de referência</b>	<b>7</b>
<b>8</b>	<b>Aplicação de uma carga de binário variável</b>	<b>11</b>
<b>9</b>	<b>Conclusões</b>	<b>13</b>

## Lista de Figuras

1	Estimador implementado . . . . .	4
2	Conversor CC/CA trifásico com carga RL . . . . .	5
3	Conversor CC/CA implementado . . . . .	5
4	Membership function para a entrada $E_f$ . . . . .	6
5	Membership function para a entrada $E_b$ . . . . .	6
6	Superfície da saída uds . . . . .	7
7	Superfície da saída uqs . . . . .	7
8	Variação da velocidade, ensaio teste do controlador . . . . .	8
9	Variação do binário, ensaio teste do controlador . . . . .	8
10	Variação do fluxo, ensaio teste do controlador . . . . .	8
11	Gráfico da velocidade, ensaio inversão da velocidade . . . . .	9

12	Gráfico do binário, ensaio inversão da velocidade . . . . .	9
13	Gráfico do fluxo, ensaio inversão da velocidade . . . . .	10
14	Gráfico da velocidade, ensaio inversão da velocidade . . . . .	10
15	Gráfico do binário, ensaio inversão da velocidade . . . . .	11
16	Gráfico do fluxo, ensaio inversão da velocidade . . . . .	11
17	Gráfico da velocidade, ensaio binário variável . . . . .	12
18	Gráfico do binário, ensaio binário variável . . . . .	12
19	Gráfico do fluxo, ensaio binário variável . . . . .	12

## 2 Introdução

Este projecto tem como objectivo o controlo de um motor de indução trifásico através de uma metodologia de controlo directo de binário ou DTC (direct torque control), um problema adaptado do capítulo 14 do livro [1] Para atingir essa finalidade utiliza-mos a ferramenta Matlab/Simulink onde construímos os modelos para o conversor, estimador e controlador, sendo que para o motor de indução e controlador de velocidade utiliza-mos os modelos já existentes nesta mesma.

## 3 Sistema a controlar

A resposta a uma entrada de um motor de indução trifásico está dividida em dois regimes, transitório e permanente. Dependendo do estudo que se queira fazer ao motor é dado maior destaque a um dos regimes. Deste modo quando o objectivo do estudo é a performance do mesmo, estamos mais interessados no regime permanente. No entanto para este projecto como queremos controlar o motor usando um drive de velocidade, o regime transitório é uma componente importante para o estudo do motor.

Para o modelo dinâmico do motor considera-mos as seguintes simplificações:

- Enrolamentos do estator e rotor equilibrados, com força magnetomotriz distribuída de forma sinusoidal
- Entreferro uniforme
- Alterações de parâmetros e saturação são desprezadas

Estas simplificações advêm da utilização de um referencial fixo de duas fases, o referencial  $\alpha\beta$

### 3.1 Modelo de equações diferenciais

Para a obtenção das seguintes equações, consideramos que o motor em causa se tratava de um motor de indução com rotor em gaiola de esquilo e que as tensões terminais nos enrolamentos rotóricos são iguais a zero.

$$\begin{bmatrix} v_{\beta s} \\ v_{\alpha s} \\ v_{\beta r} \\ v_{\alpha r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} & 0 & L_m \cdot \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} & 0 & L_m \cdot \frac{d}{dt} \\ L_m \cdot \frac{d}{dt} & -\omega_r \cdot L_m & R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} & -\omega_r \cdot L_r \\ \omega_r \cdot L_m & L_m \cdot \frac{d}{dt} & \omega_r \cdot L_r & R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta r} \\ i_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

No que toca ao fluxo que atravessa um enrolamento, como este é originário devido à própria corrente que circula no enrolamento e, por indução mútua, à corrente que também circula no correspondente enrolamento do rotor, é seguro assumir que não existem desequilíbrios, o que resulta nas seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} \phi_{\beta s} \\ \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta r} \\ \phi_{\alpha r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{\beta s} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta r} \\ i_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (2)$$

### 3.2 Enfraquecimento do campo magnético

De forma a controlarmos a velocidade de um motor de indução podemos variar a sua frequência que, como se vê na fórmula a seguir, provoca uma variação da velocidade de sincronismo do motor:

$$n_s = \frac{60 * f}{p} \quad (3)$$

Em que  $n_s$  é a velocidade de sincronismo,  $p$  o número de pares de pólos e  $f$  a frequência que variamos.

Ao variarmos a velocidade de sincronismo, a velocidade do rotor também varia e é descrita por:

$$n_r = n_s - s * n_s \quad (4)$$

Em que  $s$  corresponde ao deslizamento do motor.

Uma vez que a tensão no barramento DC é constante, se usarmos uma frequência superior à estipulada, a razão tensão/frequência vai variar, pelo que o fluxo no entreferro também vai variar e o motor passará a ser alimentado com tensão DC: isto leva a um enfraquecimento do campo. Como vimos na expressão 3, ao usarmos frequências superiores à estipulada estamos também a impor velocidades superiores à velocidade estipulada, às quais ocorre o enfraquecimento do campo.

## 4 Estimador do binário electromagnético e do fluxo estatórico do motor eléctrico

O binário electromagnético pode ser obtido pela seguinte equação:

$$T_e = \frac{3}{2} * p * (i_{\beta s} * \phi_{\alpha s} - i_{\alpha s} * \phi_{\beta s}) \quad (5)$$

onde  $p$  é o número de pares de pólos do motor de indução.

Este estimador fornece o ângulo que permite a transformação de um referencial móvel para o referencial fixo  $\alpha\beta$ , assim como os valores do fluxo estatórico e do binário electromagnético produzidos pelo motor, que são usados para gerar a entrada do controlador.

Juntando a equação de faraday apresentada de seguida com todas as equações apresentadas até agora, procedemos à implementação do estimador:

$$\varepsilon = -\frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (6)$$

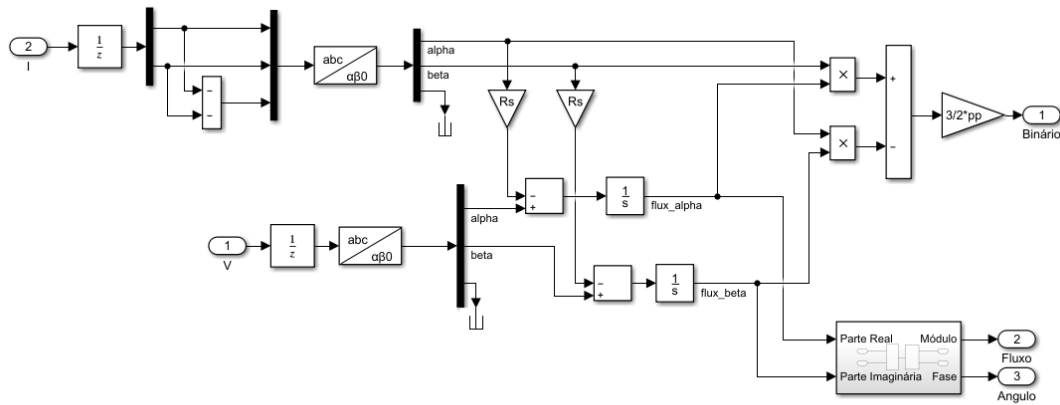


Figura 1: Estimador implementado

## 5 Modelo linear do conversor CC/CA

De forma a implementarmos um conversor capaz de converter a tensão fornecida de CC para CA, foi usado o seguinte modelo:

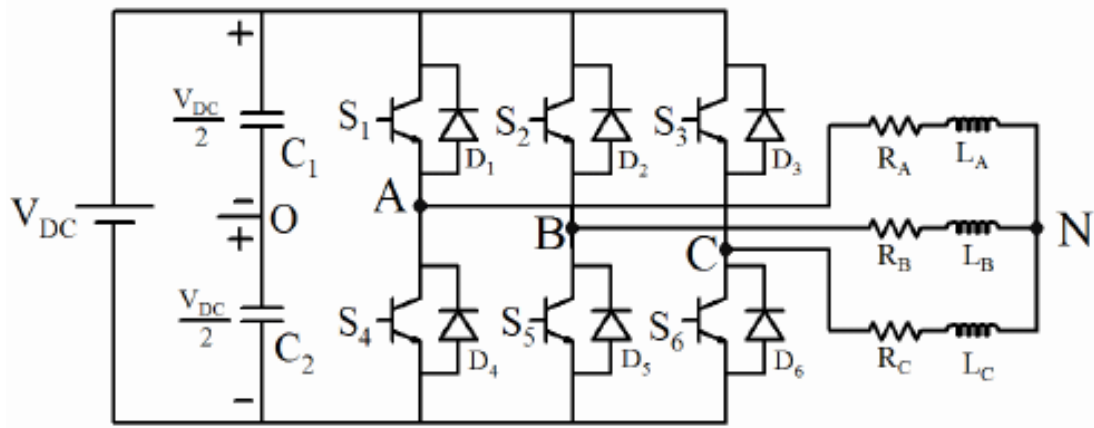


Figura 2: Conversor CC/CA trifásico com carga RL

A partir deste modelo podemos chegar a uma expressão para a tensão na saída fazendo uma combinação linear dos estados dos semicondutores(on ou off)

$$V_s = \frac{2}{3} * [S_A - \frac{S_B - S_C}{2} + j * \frac{\sqrt{3}}{2} * (S_B - S_C)] \quad (7)$$

Em que  $S_i$  depende dos estados dos interruptores do seguinte modo: Usando a fase A como exemplo temos que  $S_A = 1$  quando  $S_1$  está ligado e  $S_4$  está desligado. Por outro lado  $S_A = 0$  quando  $S_1$  está desligado e  $S_4$  está ligado. Esta lógica é igual para as fases B e C, relativamente a  $S_2$  e  $S_5$ , e a  $S_3$  e  $S_6$ , respetivamente.

No fim também tivemos de converter o resultado desta expressão, que estava no referencial  $\alpha\beta$ , para o referencial trifásico. Para isto foi usado o bloco  $\alpha\beta 0 - abc$  no Matlab.

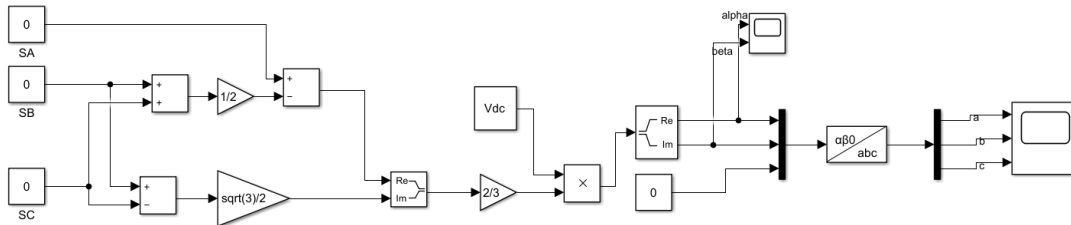


Figura 3: Conversor CC/CA implementado

## 6 Controlador difuso

Conforme indicado no enunciado do trabalho, o controlador difuso implementado foi baseado no que está presente no capítulo do livro [1] usado como referência para este problema, seguindo este a arquitectura *Takagi-Sugeno*. As entradas do controlador são o erro do binário electromagnético ( $E_\tau$ ) e o erro do fluxo no estator ( $E_{\phi_s}$ ), e as saídas são as componentes directa e de quadratura da tensão no estator ( $u_{ds}$  e  $u_{qs}$ ). Estas duas saídas são formadas por combinações lineares das entradas, com a única diferença de terem os coeficientes trocados entre elas.

### 6.1 Funções de pertinência

As funções de pertinência e intervalos para as variáveis de entrada que usamos são as indicadas no capítulo em causa, que, de acordo com os autores, foram obtidas por um método de tentativa e erro ao longo de várias simulações. Assim sendo o intervalo para o erro do fluxo no estator é definido entre -0.5 e 0.5 e para o erro do binário é definido entre -20 e 20.

Também para as entradas apenas foram usadas 3 classes: negativa (N), zero (Z) e positiva (P), tendo a classe zero uma forma triangular e as restantes uma forma trapezoidal.

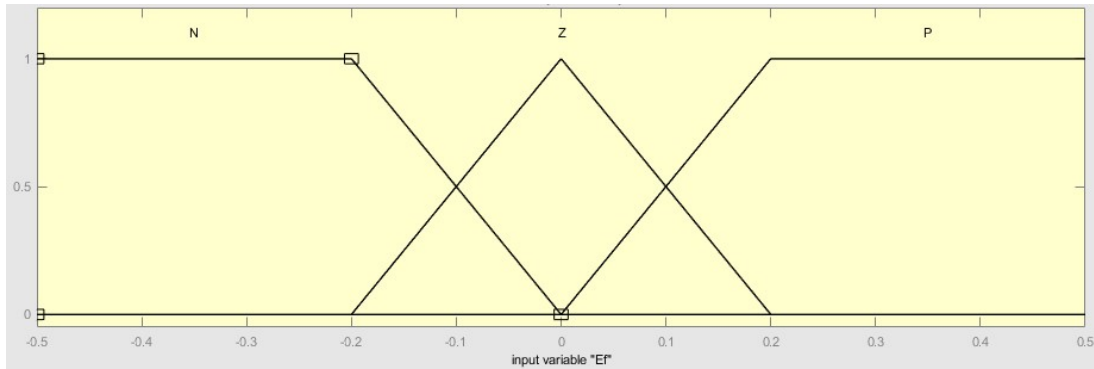


Figura 4: Membership function para a entrada  $E_f$

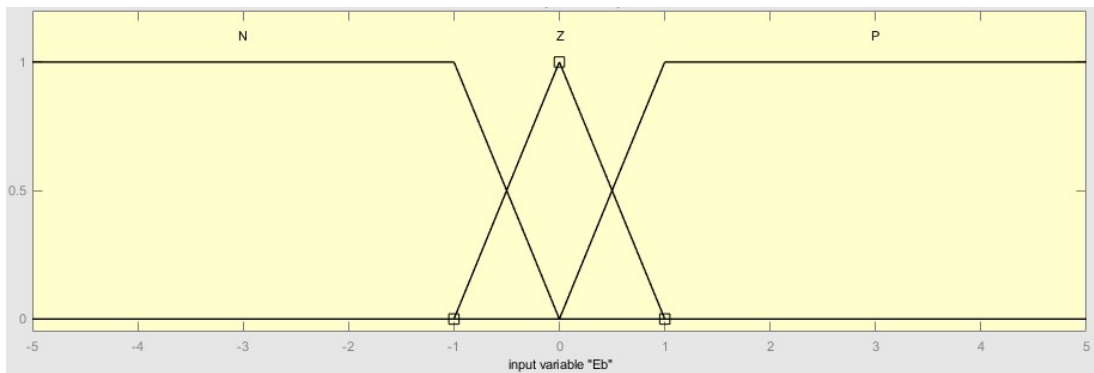


Figura 5: Membership function para a entrada  $E_b$

Na figura 5 a escala do eixo de input foi reduzida de maneira a ser mais fácil a visualização das funções de pertinência.

## 6.2 Regras

As regras foram definidas pelas expressões:

$$R_x: \text{ if } E_{\phi_s} \text{ is FE and } E_{\tau} \text{ is TE then } u_{ds}^* = a \cdot E_{\phi_s} + b \cdot E_{\tau}$$

$$R_x: \text{ if } E_{\phi_s} \text{ is FE and } E_{\tau} \text{ is TE then } u_{ds}^* = a \cdot E_{\phi_s} + b \cdot E_{\tau}$$

onde a primeira se refere á componente directa da tensão no estator e a segunda á componente quadrática da mesma.

Os termos FE e TE correspondem ás funções de pertinência N, Z e P e os parâmetros **a** e **b** aos coeficientes da função polinomial de 1ª ordem nos controladores difusos Takagi-Sugeno.

Resultando em que o valor das saídas independentemente das entradas seja dado pelas funções de saída:

$$u_{ds} = a \cdot FE + b \cdot TE \quad (8)$$

$$u_{qs} = -b \cdot FE + a \cdot TE \quad (9)$$

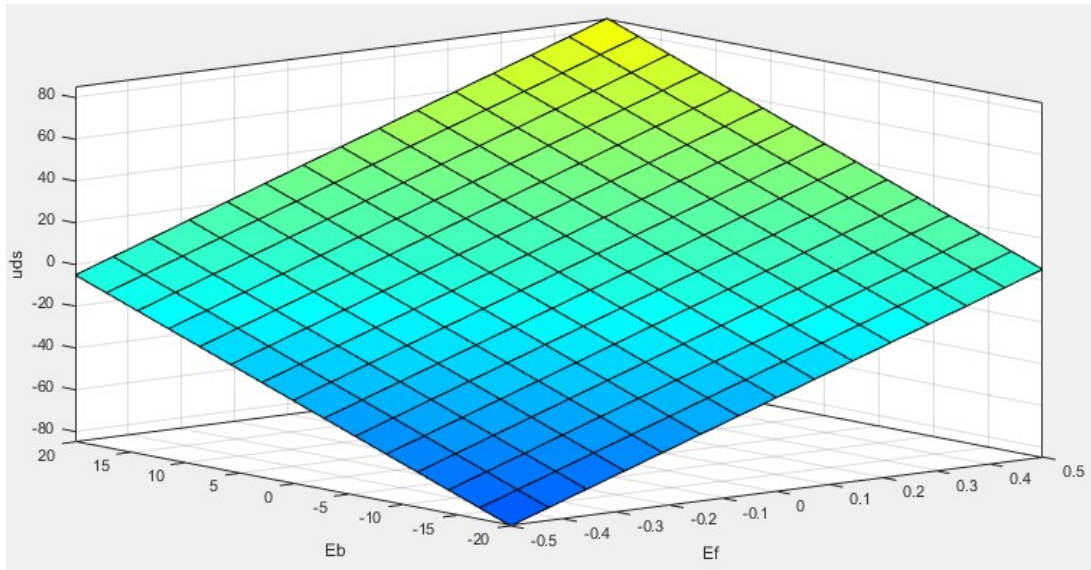


Figura 6: Superfície da saída uds

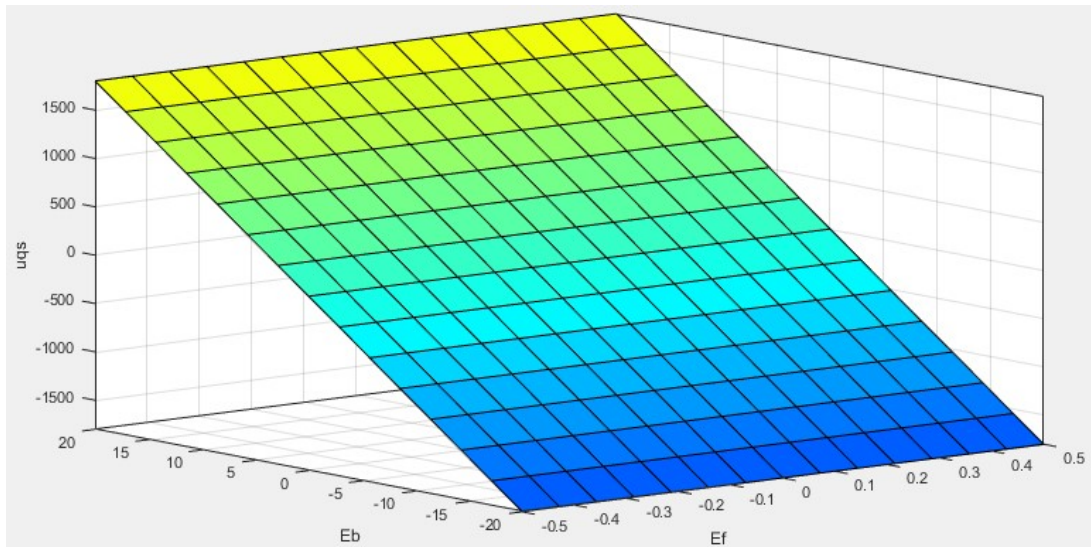


Figura 7: Superfície da saída uqs

## 7 Teste do controlador e variação da velocidade de referência

Com a finalidade de testar o controlador foram realizados ensaios com os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 500V \\ n_{r,REF} &= 500rpm \\ \phi_{s,REF} &= 0,6Wb \\ T_{carga} &= 10N \end{aligned}$$



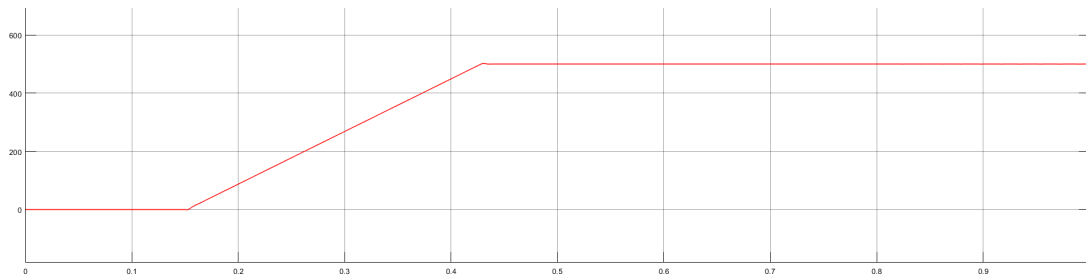


Figura 8: Variação da velocidade, ensaio teste do controlador

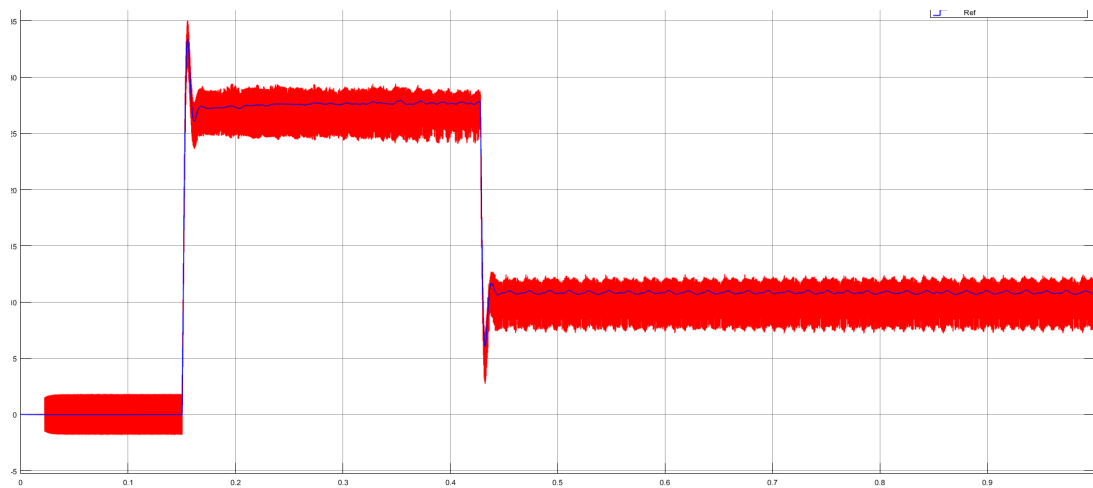


Figura 9: Variação do binário, ensaio teste do controlador

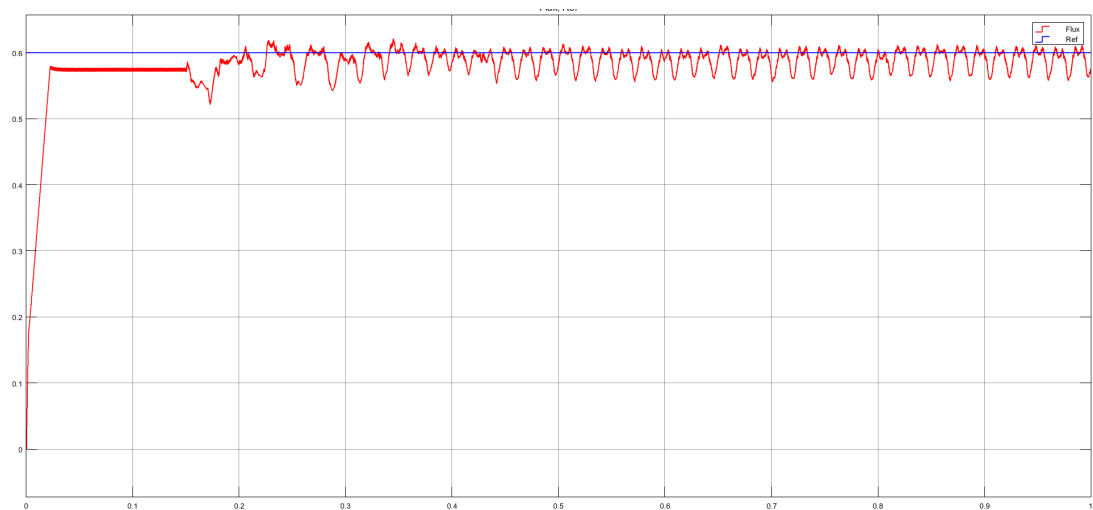


Figura 10: Variação do fluxo, ensaio teste do controlador

Nesta primeira simulação a carga é acoplada aos 0,15s assim como é introduzida a referência de velocidade para o motor.

Como é possível ver na figura 8, a partir do momento em que é introduzida a referência e a carga, a velocidade aumenta de forma linear, estabilizando quando atinge as 500 rpm.

No que toca ao binário, olhamos para a figura 9 que evidência os diferentes valores de binário que são gerados. Quando o binário é zero a velocidade do motor é zero, no instante em que é introduzida a referência de velocidade o binário aumenta instantaneamente, de maneira a poder acelerar para fazer a velocidade a aumentar. Quando o motor atinge a velocidade desejada, o valor do binário diminui para um valor constante e igual à carga, pois apenas é preciso gerar binário para manter a velocidade actual.

É também possível verificar que tanto o binário como o fluxo, figuras 9 e 10 respectivamente, acompanham a respectiva referência que é dada, significando que o controlador está a cumprir a sua função de minimizar o erro e o motor funciona de acordo com o esperado.

Para testar uma velocidade de referência superior à estipulado foi realizamos um ensaio com os valores:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 500V \\ n_{r,REF} &= 2000rpm \\ \phi_{s,REF} &= 0,6Wb \\ T_{carga} &= 10N \end{aligned}$$

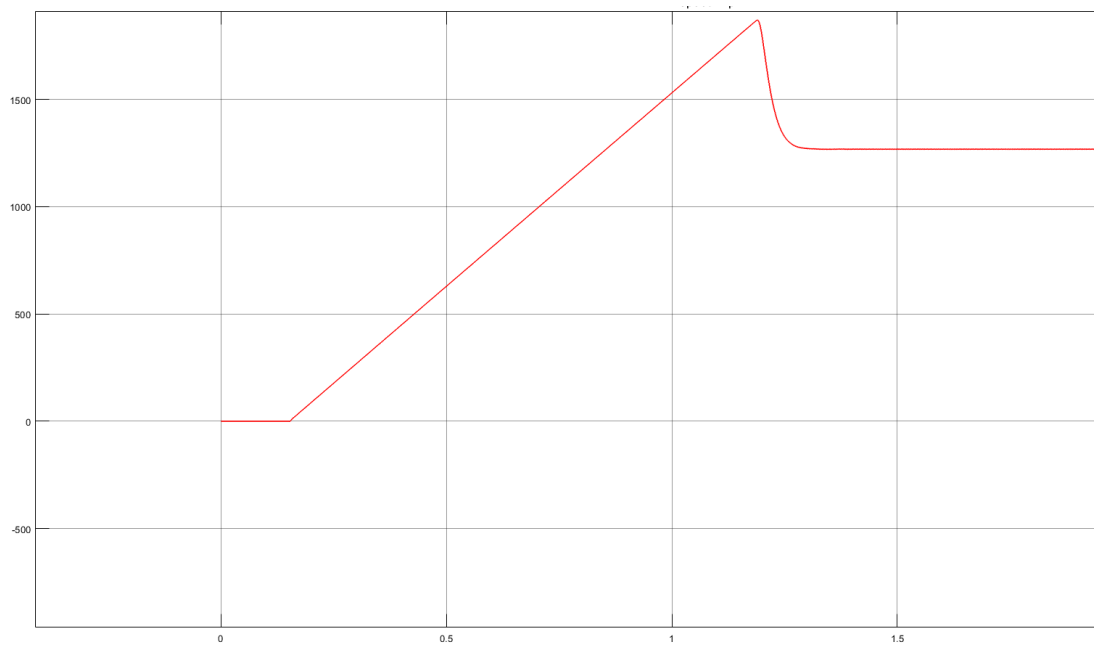


Figura 11: Gráfico da velocidade, ensaio inversão da velocidade

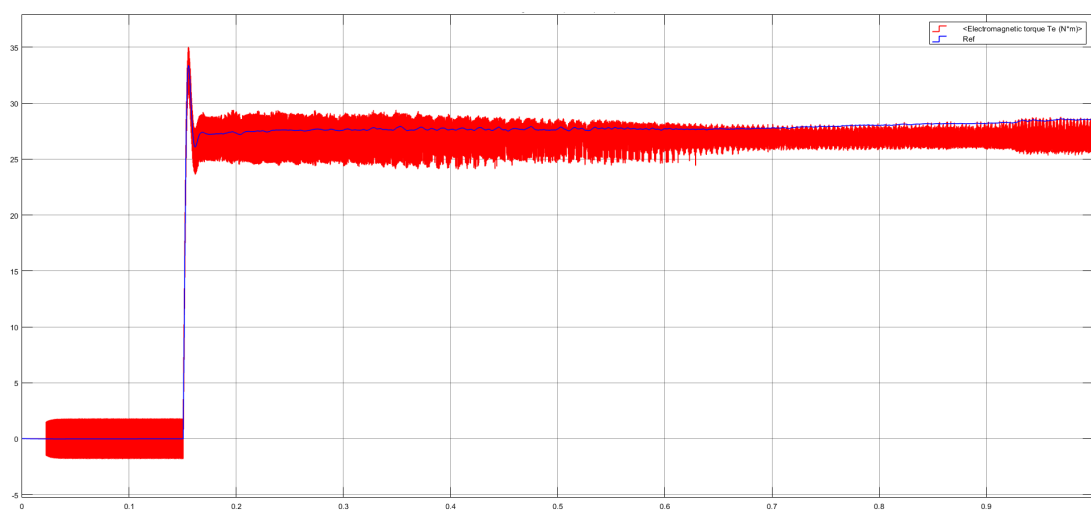


Figura 12: Gráfico do binário, ensaio inversão da velocidade

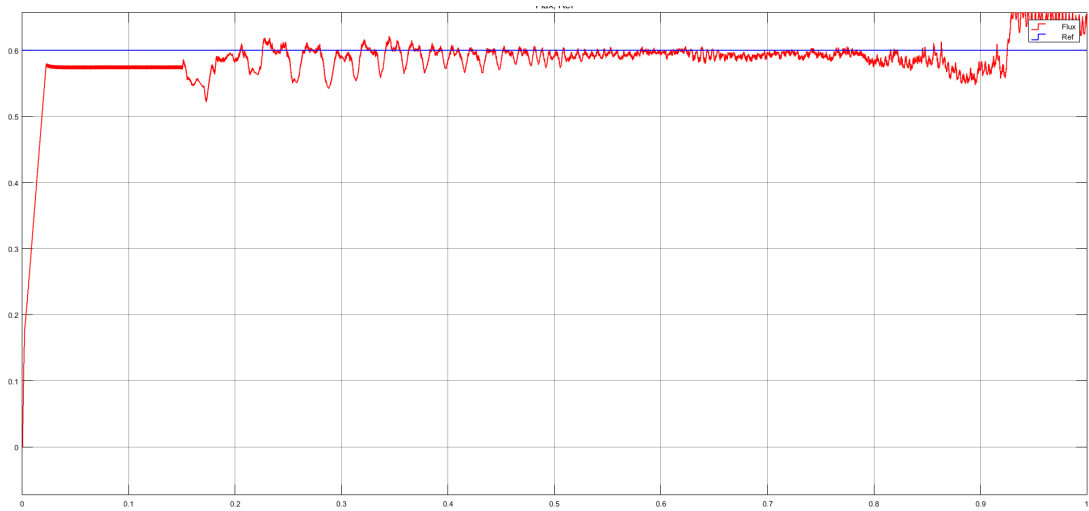


Figura 13: Gráfico do fluxo, ensaio inversão da velocidade

Na figura 11 podemos ver a evolução da velocidade ao longo do tempo quando aplicamos uma referência superior ao valor da velocidade nominal. Esta sobe inicialmente quase até ao valor desejado, no entanto devido a um problema que não descobrimos a origem, esta atinge um máximo, descendo logo de seguida para outro valor e mantendo-se constante, quando deveria subir até ao valor de referência.

O binário evolui conforme o que está representado na figura 12, sobe de maneira a aumentar a velocidade do motor, e mantém um valor constante para acelerar a máquina até atingir a velocidade pretendida.

De maneira a testar uma inversão da velocidade no motor utilizamos os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 500V \\ n_{r,REF_{inicial}} &= 500rpm \\ n_{r,REF_{final}} &= -500rpm \\ \phi_{s,REF} &= 0,6Wb \\ T_{carga} &= 10N \end{aligned}$$

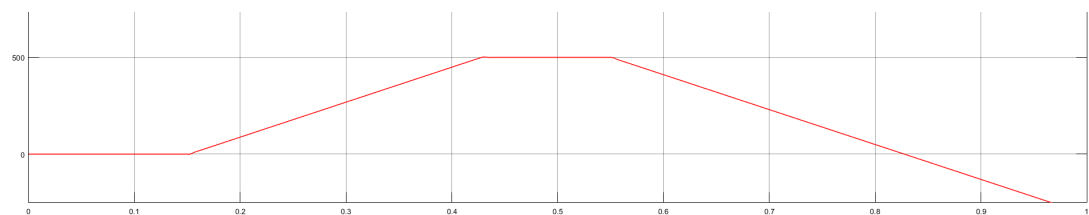


Figura 14: Gráfico da velocidade, ensaio inversão da velocidade

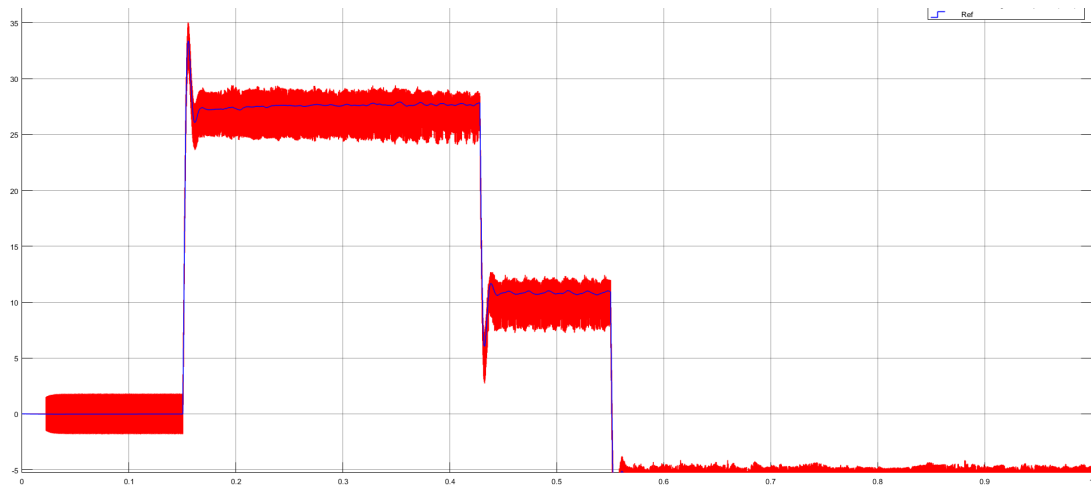


Figura 15: Gráfico do binário, ensaio inversão da velocidade

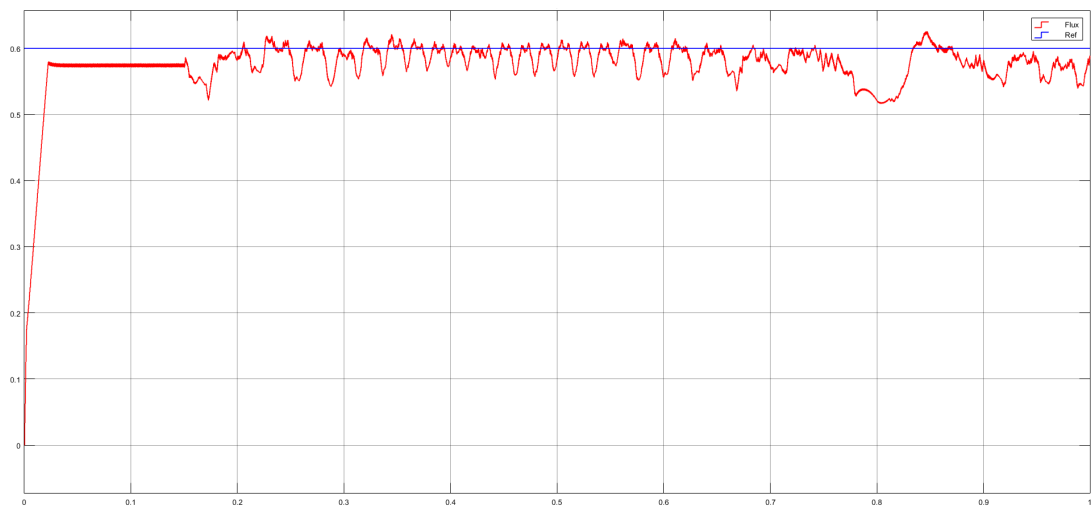


Figura 16: Gráfico do fluxo, ensaio inversão da velocidade

Neste ensaio com a simulação de velocidade primeiro foi acoplada a carga com a referência de velocidade inicial no instante de 0,15s, o que faz ter o sistema um comportamento semelhante ao já observado anteriormente. No instante de 0,55s é aplicada a segunda referência de velocidade (de valor -500). Na figura 15 podemos observar uma diminuição instantânea do binário para valores negativos, ou seja binário desacelerador, provocando uma diminuição da velocidade. O binário manteve-se assim até a carga atingir o novo valor da referência de velocidade, onde o valor de binário volta a ficar ao valor de binário da carga. Novamente podemos observar os gráficos do binário e do fluxo, figuras 15 e 16 respectivamente, onde os valores das grandezas seguem as referências impostas.

## 8 Aplicação de uma carga de binário variável

Foi realizado um ensaio para os seguintes valores de binário na carga: 10, 20 e 10 Nm. De forma a realizar estes ensaios, assumimos as seguintes condições:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 500V \\ n_{r,REF} &= 500rpm \\ \phi_{s,REF} &= 0,6Wb \end{aligned}$$

Neste ensaio a referência de velocidade é imposta ao motor aos 0,15s, no entanto apenas é acoplada a carga aos 0,20s, sendo depois as alterações de binário impostas com intervalos de 0,20s

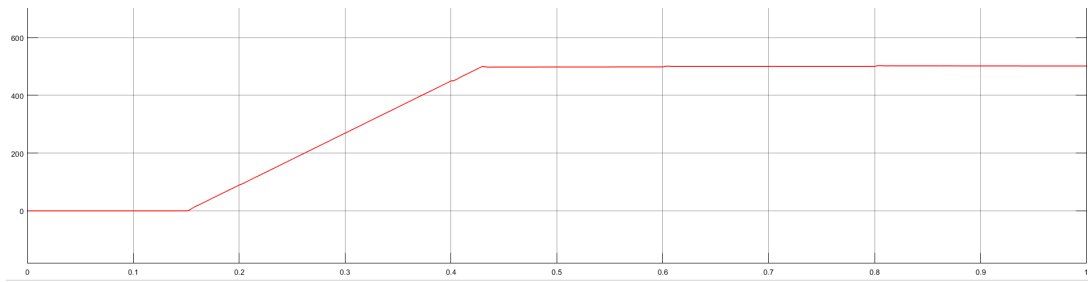


Figura 17: Gráfico da velocidade, ensaio binário variável

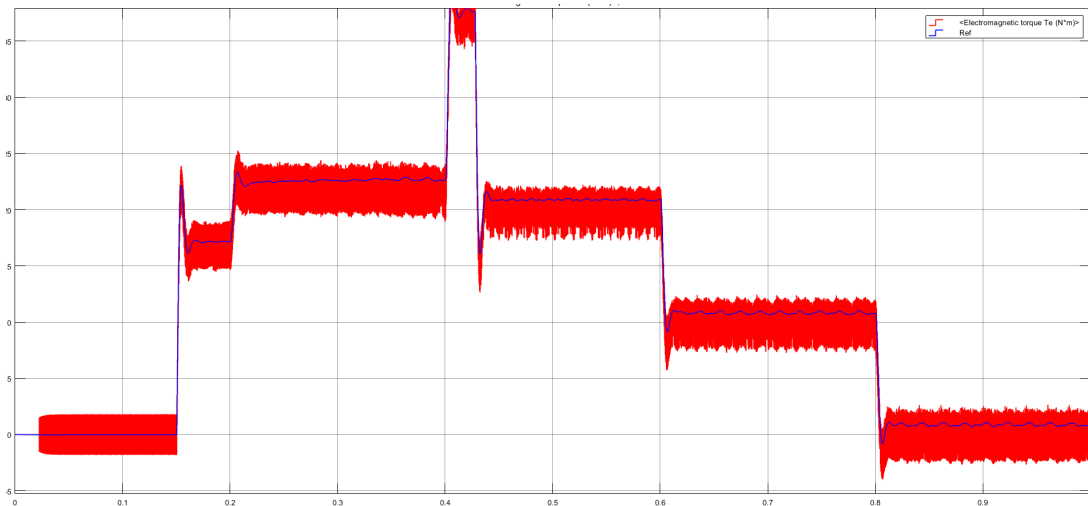


Figura 18: Gráfico do binário, ensaio binário variável

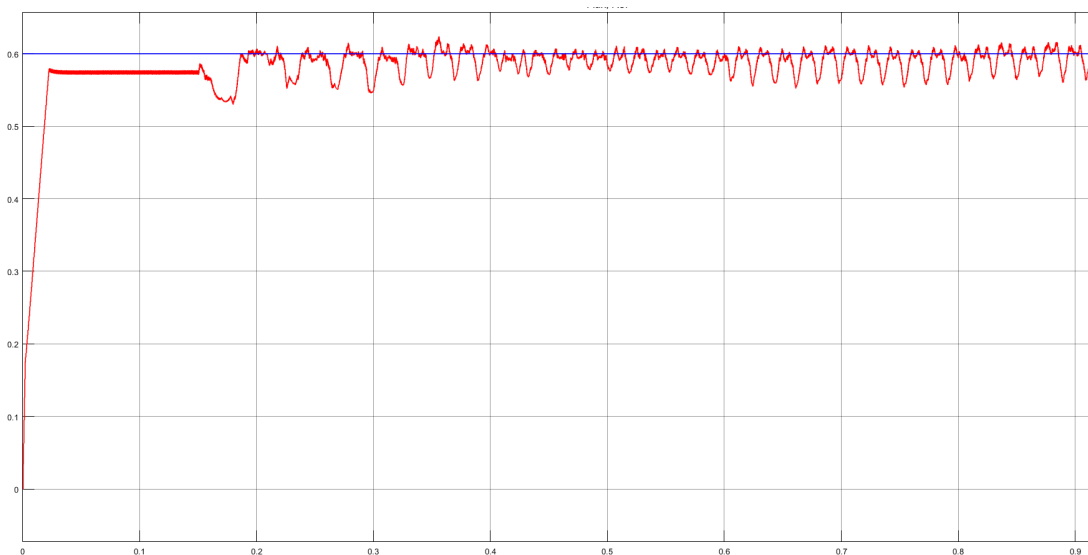


Figura 19: Gráfico do fluxo, ensaio binário variável

Como podemos ver pela figura 17, a partir do momento em que é imposta a velocidade de referência este começa a subir linearmente para esse valor de velocidade. É de notar algumas oscilações ao longo deste traçado quando são feitas as variações do binário da carga, no entanto estas não provocam grandes alterações na velocidade.

Pela figura 18 podemos ver as varias variações que o binário sofre para de maneira a manter a velocidade face à variação do binário da carga, o segmento inicial já é conhecido de simulações anteriores, aos 0.4s é aumentado o binário da carga, de maneira que o motor responde aumentando o seu binário

produzido. Aos 0.60 segundos o binário da carga é de novo diminuído para o valor inicial, acompanhado por uma diminuição do binário do motor. Para terminar, aos 0,80s é retirada a carga, sendo a resposta do motor diminuir o seu valor para valor próximo de 0 que lhe permita manter a velocidade dada como referência.

## 9 Conclusões

Este trabalho permitiu-nos por à prova e desenvolver as nossas capacidades com a ferramenta Matlab/Simulink, sendo que este foi crucial para todas as simulações realizadas.

Também nos foi possível fazer um estudo detalhado sobre o funcionamento de um motor de indução, bem como a implementação de um controlador difuso baseado na arquitectura Takagi-Sugeno, acompanhado de várias simulações e testes para diversas situações.

## Referências

- [1] Rui Esteves Araújo. *Induction motors: Modelling and control*. BoD—Books on Demand, 2012.