



Facultatea de Automatică și Calculatoare  
Departamentul de Automatică și Informatică Aplicată  
Universitatea Tehnică Gheorghe Asachi  
Domeniul: Ingineria sistemelor  
Specializarea: Automatică și informatică aplicată

# **Controlul predictiv al motorului sincron cu reluctanță variabilă**

**Popescu Mihai-Daniel**

**Lucrare de diplomă**

Profesor coordonator:

Prof. em. dr. ing. Corneliu Lazăr

Iași, 2024

## DECLARAȚIE DE ASUMARE A AUTENTICITĂȚII PROIECTULUI DE DIPLOMĂ

Subsemnatul **POPESCU MIHAI-DANIEL** legitimat cu **C.I.** seria **ZL** nr. **356424**, CNP **5011214170024**, autorul lucrării **CONTROLUL PREDICTIV AL MOTORULUI SINCROON CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ** elaborată în vederea susținerii examenului de finalizare a studiilor de licență, programul de studii **AUTOMATICĂ ȘI INFORMATICĂ APLICATĂ** organizat de către Facultatea de Automatică și Calculatoare din cadrul Universității Tehnice „Gheorghe Asachi” din Iași, sesiunea **IULIE 2024** a anului universitar **2023-2024**, luând în considerare conținutul Art. 34 din Codul de etică universitară al Universității Tehnice „Gheorghe Asachi” din Iași (Manualul Procedurilor, UTI.POM.02 - Funcționarea Comisiei de etică universitară), declar pe proprie răspundere, că această lucrare este rezultatul propriei activități intelectuale, nu conține porțiuni plagiate, iar sursele bibliografice au fost folosite cu respectarea legislației române (legea 8/1996) și a convențiilor internaționale privind drepturile de autor.

Data

**28. 06. 2024**

Semnătura



# Cuprins

<b>1. Introducere.....</b>	<b>3</b>
<b>2. Modele pentru calculul predicțiilor .....</b>	<b>6</b>
2.1. Modelul d-q .....	6
2.2. Modele CARIMA .....	10
2.2.1. Modelul CARIMA ale buclei interne .....	10
2.2.2. Modelul CARIMA al buclei externe.....	11
2.3. Model după stare .....	12
2.3.1. Modelul după stare al buclei interne.....	12
2.3.2. Modelul după stare al buclei externe .....	12
<b>3. Controlul predictiv al curenților.....</b>	<b>14</b>
3.1. Algoritmul GPC .....	14
3.2. Algoritmul MPC .....	18
<b>4. Controlul turației cu rejectarea cuplului de sarcină .....</b>	<b>22</b>
4.1. Algoritmul convențional PI .....	22
4.2. Algoritmul MPC .....	25
4.2.1. Proiectarea algoritmului .....	25
4.2.2. Rejectarea cuplului de sarcină .....	26
<b>5. Analiza performanțelor algoritmilor de control predictiv .....</b>	<b>28</b>
5.1. Controlul cu algoritmul GPC .....	31
5.2. Controlul cu algoritmul MPC .....	35
<b>6. Concluzii .....</b>	<b>43</b>
<b>Bibliografie.....</b>	<b>45</b>
<b>Anexă .....</b>	<b>46</b>

# 1. Introducere

Motorul sincron cu reluctanță variabilă (Synchrel) reprezintă una dintre cele mai promițătoare topologii de mașini electrice din categoria mașinilor cu reluctanță variabilă (VRM). Aceste mașini folosesc direct sau indirect variația permeabilității decalajului de aer pentru a converti energia electromecanică, oferind o gamă largă de aplicații datorită diverselor topologii și moduri specifice de alimentare. Deși majoritatea structurilor VRM nu au depășit stadiul de prototip, două familii - mașinile sincrone de reluctanță (Synchrel) și mașinile cu reluctanță comutată (SRM) au demonstrat performanțe și potențiale remarcabile, fiind deja bine stabilite în industrie.

Rotoarele acestor două familii de mașini sunt lipsite de orice sursă de forță magnetomotoare, precum magneții permanenți sau înfășurările alimentate. Doar statorul susține înfășurarea polifazăată, care este concentrată în cazul SRM și în general distribuită pentru Synchrel. Această caracteristică conferă acestor mașini o robustețe incontestabilă și avantaje semnificative pentru aplicații cu viteze mari. În ambele cazuri, operația sincronă poate fi obținută printr-un control corespunzător al alimentării.

Totuși, aceste mașini nu sunt lipsite de dezavantaje. Principalul dezavantaj al mașinilor Synchrel constă în factorul lor de putere, care este relativ limitat în cazul structurilor de bază. Îmbunătățirea acestuia implică adoptarea de topologii specifice, ceea ce crește complexitatea fabricației și costurile asociate. Pe de altă parte, SRM generează un cuplu pulsant semnificativ, specific principiului lor de funcționare. Deși acest cuplu poate fi redus prin control, aceasta se realizează în detrimentul eficienței ansamblului mașină-converter.

Avantajele mașinilor Synchrel și SRM, în special în poziția de funcționare, compensează totuși dezavantajele lor, făcându-le atractive pentru diverse aplicații, în special cele cu viteze mari. Indiferent de convertorul electromecanic folosit, obținerea unui control care combină robustețea și performanțele bune depinde, printre altele, de un model precis al mașinii. Proiectarea controlului necesită un model analitic al structurii, dezvoltat sub un anumit număr de ipoteze de simplificare, ceea ce limitează precizia acestuia. Un compromis constă în a combina simplitatea modelului cu eficiența controlului. În general, saturarea materialelor magnetice nu este de neglijat în cazul

mașinilor Synchrel și SRM, datorită unui decalaj de aer adesea foarte mic, specific acestor mașini. Acest aspect poate fi luat în considerare în modelul mașinii.

Un model fundamental utilizat pentru controlul motoarelor sincrone cu reluctanță variabilă este modelul  $d-q$ . Acesta transformă mărimile trifazate într-un sistem de coordonate ortogonale, facilitând analiza și controlul motorului. Modelul  $d-q$  permite descompunerea curenților în componentele  $d$  și  $q$ , simplificând controlul și oferind o imagine clară asupra interacțiunilor dintre curenți și turație. În această lucrare, pentru controlul motorului sincron cu reluctanță variabilă, se va adopta strategia de a menține curentul pe axa  $d$  ( $i_d$ ) constant [1], pentru a simplifica controlul și a asigura o turație stabilă și previzibilă prin ajustarea curentului pe axa  $q$  ( $i_q$ ).

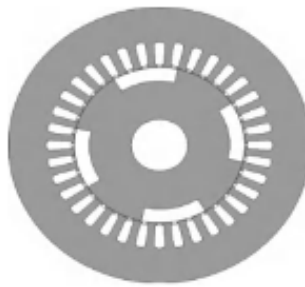
Lucrarea de față va prezenta și descrie principiul de funcționare a motorului sincron cu reluctanță, introducând noțiuni fundamentale despre modelarea acestor mașini sincrone și strategiile de control asociate. Obiectivul principal este de a demonstra performanțele și avantajele utilizării controlului Model Predictive Control (MPC) în optimizarea funcționării motorului sincron cu reluctanță. Se vor aborda aspectele teoretice și practice ale implementării unui astfel de control, evidențiind rezultatele obținute prin simulări în mediul MATLAB/Simulink și discutând eficiența și robustețea acestei abordări comparativ cu alte metode de control existente.

Pe lângă abordarea controlului predictiv bazat pe model (MPC), lucrarea va explora și metoda Generalized Predictive Control (GPC), utilizată pentru controlul motorului sincron cu reluctanță variabilă. GPC se bazează pe modelele Control Auto-Regressive Integrated Moving Average (CARIMA) ale sistemului motorului și utilizează ecuațiile diofantice pentru a realiza regulatoare de tip RST pentru controlul curenților și al turației. Compararea celor două metode de control predictiv, MPC și GPC, va evidenția diferențele fundamentale și eficiența fiecăreia în contextul controlului motorului sincron cu reluctanță. Se vor analiza avantajele și dezavantajele fiecărei metode, oferind o perspectivă clară asupra performanțelor și aplicabilității acestora în diverse scenarii industriale.

Astfel, această lucrare contribuie la înțelegerea motorului sincron cu reluctanță variabilă și la dezvoltarea unor strategii de control avansate, menite să îmbunătățească performanțele și fiabilitatea acestui tip de motor în diverse aplicații industriale. Prin implementarea și compararea metodelor MPC și GPC, se vor evidenția cele mai eficiente tehnici de control, oferind astfel soluții optime pentru optimizarea performanțelor sistemelor electromecanice moderne.

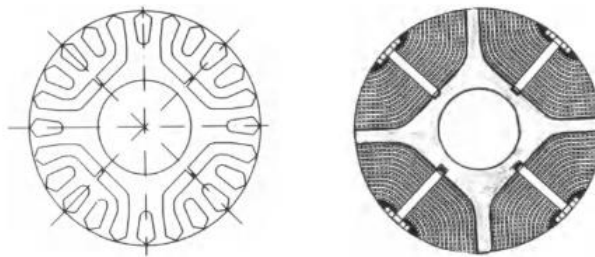
Mașina Synchrel (SRM) este o structură al cărei stator, realizat din foi de oțel laminat, este identic cu cel al unei mașini sincrone sau de inducție clasice, având o zonă îngustă cu fante cu deschideri slabe (cu rezistență magnetică mică). Este echipată cu o înfășurare polifazătă cu perechi de poli ( $p_1$ ), distribuită în general și alimentată cu o sursă polifază sinusoidală pentru a genera un câmp rotativ. Rotorul acestei mașini este proeminent, având un număr de poli ( $Nr$ ). În versiunea sa de bază, poate fi, de asemenea, realizat din foi de oțel laminat.

Exemplu de mașină Synchrel cu  $Nr = 4$  este prezentată în Fig. 1.1.



**Fig 1.1.** Mașină sincronă cu reluctanță

Iar în Fig. 1.2. putem observa secțiunile a două dintre cele mai interesante topologii din punct de vedere al cuplului de masă și a factorului de putere: Synchrel cu ghidaje de flux [2] și Synchrel cu axe laminate [3].



**Fig 1.2.** Secțiunile celor două mașini cu reluctanță

## 2. Modele pentru calculul predicțiilor

### 2.1. Modelul d-q

Principiul de funcționare al mașinii sincrone cu reluctanță se bazează pe minimizarea reluctanței observate de câmpul magnetic al armăturii în mișcare. Putem arăta că o operație sincronă, lipsită de fluctuații semnificative ale cuplului, este asigurată dacă  $Nr$  și  $p_1$  îndeplinesc următoarea condiție [4]:

$$Nr = 2 \cdot p_1 \quad (2.1)$$

unde  $Nr$  reprezintă numărul de poli ai rotorului și  $p_1$  reprezintă numărul de perechi de poli.

Astfel, în funcție de numărul de poli ai statorului, rotorul va roti la aceeași viteză cu câmpul rotativ al statorului, astfel încât acesta tinde să întâlnească o reluctanță minimă. Începând de atunci, operația este sincronă, cu o viteză  $\Omega$  a cărei expresie este dată de:

$$\Omega = \omega/p_1 \quad (2.2)$$

unde  $\omega$  reprezintă pulsația tensiunii de alimentare a variabilelor statorului.

Prin adoptarea ipotezelor de simplificare dedicate modelării în vederea controlului acționărilor sincrone, ecuația matricială care guvernează variabilele electrice ale statorului unei mașini Synchronrel trifazate este scrisă în următoarea formă [5] :

$$(v_3) = R_s \cdot (i_3) + \frac{d(\psi_3)}{dt} \quad (2.3)$$

unde  $R_s$  reprezintă rezistența de fază, iar  $(v_3)$ ,  $(i_3)$  și  $(\psi_3)$  reprezintă vectorii de tensiune, curent și flux, în legătură cu fazele statorului mașinii.

Studiul și controlul mașinilor Synchronrel sunt de obicei realizate folosind modelul  $d-q$ . Pentru a dezvolta acest model, folosim transformata Park. Obținem apoi expresiile diferitelor variabile electrice, date în sistemul de referință legat de rotor. Astfel, prin aplicarea acestei transformări, se

obține descrierea circuitului electric prin ecuațiile de echilibru al tensiunilor [6]:

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - p_1 \cdot \Omega \cdot \psi_q + \frac{d(\psi_d)}{dt} \\ v_q = R_s \cdot i_q + p_1 \cdot \Omega \cdot \psi_d + \frac{d(\psi_q)}{dt} \end{cases} \quad (2.4)$$

unde  $v_d, v_q$  reprezintă tensiunile statorului și  $i_d, i_q$  reprezintă curenții statorului conform axelor directe  $d$  și în cvadratură  $q$ . Iar  $\psi_d, \psi_q$  reprezintă fluxurile conform acestor axe și sunt exprimate astfel:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d \quad (2.5)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q \quad (2.6)$$

Controlul mașinii Synchrel se bazează pe abordarea de control vectorial prin intermediul variabilelor exprimate în sistemul de referință  $d-q$ . Cuplul electromagnetic este proporțional cu produsul curenților statorului  $i_d$  și  $i_q$ , după cum este arătat de relația următoare:

$$C_{em} = p_1 \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (2.7)$$

În aplicațiile care necesită o bună dinamică la viteze reduse (răspuns rapid la cuplu), adesea preferăm să controlăm mașina Synchrel folosind un curent constant  $i_d$ . Acest lucru ne permite să impunem fluxul în mașină, deoarece inductanța axei  $d$ , care are un spațiu de aer mic, este mare în comparație cu cea a axei  $q$ , care are un spațiu de aer mare. Principiul acestui control este similar cu cel al unei mașini de curent continuu cu excitație separată. Componenta curentului statorului de-a lungul axei  $d$ , care joacă rolul de excitație, ne permite să stabilim valoarea fluxului în mașină (flux nominal  $\psi_{dn}$ ). Componenta de-a lungul axei  $q$  joacă rolul curentului de armatură și ne permite să controlăm cuplul.

Strategia folosită pentru controlul acestui motor sincron cu reluctanță se numește controlul vectorial cu  $i_d$  constant și este prezentată în continuare.

Cuplul poate apoi fi exprimat într-un mod specific [1]:

$$C_{em} = K \cdot i_q \quad (2.8)$$

cu:

$$K = p_1 \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{dref} \quad (2.9)$$



și

$$i_{dref} = \frac{\Psi_{dn}}{L_d}. \quad (2.10)$$

Înlocuind (2.5), (2.6) în (2.4) rezultă:

$$\begin{cases} L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + R_s \cdot i_d = v_d + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \\ L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + R_s \cdot i_q = v_q - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d \end{cases} \quad (2.11)$$

Aplicând transformata Laplace pe (2.11):

$$\begin{cases} L_d \cdot s \cdot I_d(s) + R_s \cdot I_d(s) = v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \\ L_q \cdot s \cdot I_q(s) + R_s \cdot I_q(s) = v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d \end{cases} \quad (2.12)$$

Extrăgând  $I_d(s), I_q(s)$ :

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} \cdot (v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q) \\ I_q(s) = \frac{1}{R_s + L_q \cdot s} \cdot (v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d) \end{cases} \quad (2.13)$$

și notând:

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.14)$$

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (2.15)$$

rezultă:

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_d + 1} \cdot (v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q) \\ I_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_q + 1} \cdot (v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d) \end{cases} \quad (2.16)$$

Sistemul mecanic este descris de relația fundamentală a dinamicii sistemelor în rotație:

$$\frac{J}{f} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{1}{f} \cdot (C_{em} - C_{ch}) \quad (2.17)$$

unde  $J$  reprezintă momentul de inerție al sistemului, iar  $f$  este coeficientul de frecare vâscoasă.

Aplicând transformata Laplace și înlocuind (2.8) în (2.17) se obține:

$$\Omega(s) = \frac{\frac{1}{f}}{\frac{J}{f}s+1} (K \cdot i_q - C_{ch}). \quad (2.18)$$

Astfel motorul sincron cu reluctanța în coordonate  $d$ - $q$  este descris prin modelul curenților  $d$ - $q$  (2.16) și respectiv, modelul sistemului mecanic (2.18). Din modelul motorului se observă că este un sistem multivariabil neliniar și cuplat.

Pentru decuplarea acestora se introduc componentele de tip feedforward:

$$\begin{cases} u_d^f = -p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \\ u_q^f = p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d \end{cases} \quad (2.19)$$

și se definesc tensiunile  $u_d$  și  $u_q$  ce reprezintă ieșirile reguletoarelor de curent, rezultând:

$$\begin{cases} v_d = u_d + u_d^f \\ v_q = u_q + u_q^f \end{cases} \quad (2.20)$$

Se introduce (2.20) în (2.16) :

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_d + 1} \cdot (u_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q + u_d^f) \\ I_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_q + 1} \cdot (u_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d + u_q^f) \end{cases} \quad (2.21)$$

și rezultă sistemul, folosind (2.19):

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_d + 1} \cdot u_d(s) \\ I_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_q + 1} \cdot u_q(s) \end{cases} \quad (2.22)$$

## 2.2. Modele CARIMA

### 2.2.1. Modelul CARIMA ale buclei interne

Funcțiile de transfer ale curenților rezultate din (2.21) sunt:

$$\begin{cases} G_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_d + 1} \\ G_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_q + 1} \end{cases} \quad (2.23)$$

Discretizând (2.23) vor rezulta cele doua funcții de transfer discrete de forma:

$$\begin{cases} G_d(z^{-1}) = \frac{B_d(z^{-1})}{A_d(z^{-1})} \\ G_q(z^{-1}) = \frac{B_q(z^{-1})}{A_q(z^{-1})} \end{cases} \quad (2.24)$$

unde

$$B_d(z^{-1}) = b_{d1}z^{-1} \quad (2.25)$$

$$B_q(z^{-1}) = b_{q1}z^{-1} \quad (2.26)$$

$$A_d(z^{-1}) = 1 + a_{d1}z^{-1} \quad (2.27)$$

$$A_q(z^{-1}) = 1 + a_{q1}z^{-1} \quad (2.28)$$

Având polinoamele funcțiilor de transfer discretizate putem forma modelul CARIMA (Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average) [7], considerând polinomul  $B(z^{-1}) = B_{d/q}(z^{-1})z$ :

$$\begin{cases} A_d(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}e(k) \\ A_q(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}e(k) \end{cases} \quad (2.29)$$

unde  $C(z^{-1}) = 1$  (cazul zgomotului alb),  $D(z^{-1}) = \Delta = 1 - z^{-1}$  (operatorul de diferențiere).

### 2.2.2. Modelul CARIMA al buclei externe

Pentru analiza buclei externe, funcția de transfer a buclei interne a fost echivalată cu valoarea 1, deoarece procesul curenților este mai rapid, rezultând funcția de transfer a buclei externe din ecuația (2.18):

$$G_{\Omega}(s) = \frac{K \cdot \frac{1}{f}}{\frac{1}{f}s + 1}. \quad (2.30)$$

Discretizând funcția de transfer (2.30), rezultă:

$$G_{\Omega}(z^{-1}) = \frac{B_{\Omega}(z^{-1})}{A_{\Omega}(z^{-1})} \quad (2.31)$$

unde:

$$B_{\Omega}(z^{-1}) = b_{d1}z^{-1} \quad (2.32)$$

$$A_{\Omega}(z^{-1}) = 1 + a_{d1}z^{-1} \quad (2.33)$$

Având polinoamele funcției de transfer discretizate putem forma modelul CARIMA considerând polinomul  $B_2(z^{-1}) = B_{\Omega}(z^{-1})z$ :

$$A_{\Omega}(z^{-1})y(k) = B_2(z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}e(k) \quad (2.34)$$

unde  $C(z^{-1}) = 1$  (cazul zgomotului alb),  $D(z^{-1}) = \Delta = 1 - z^{-1}$  (operatorul de diferențiere).

## 2.3. Model după stare

### 2.3.1. Modelul după stare al buclei interne

Discretizând (2.21) rezultă modelele discrete în timp ale celor 2 curenți:

$$i_{d/q}(k+1) = \frac{-R_s}{L_{d/q}} i_{d/q}(k) + \frac{1}{L_{d/q}} v_{d/q}(k). \quad (2.35)$$

Pentru a obține eroare staționară nulă [8], se introduce o stare suplimentară:  
 $x(k) = v_{d/q}(k-1)$  în modelul (2.34) rezultând:

$$\begin{bmatrix} i_{d/q}(k+1) \\ x(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_{d/q}} & \frac{1}{L_{d/q}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d/q}(k) \\ x(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{d/q}} \\ 1 \end{bmatrix} \Delta v_{d/q}(k). \quad (2.36)$$

Astfel, se obține modelul compact al sistemului:

$$x_{d/q}(k+1) = A_{d/q} x_{d/q}(k) + b_{d/q} \Delta v_{d/q}(k) \quad (2.37)$$

având ca mărime de intrare incrementul comenzii  $\Delta v_{d/q}$ .

### 2.3.2. Modelul după stare al buclei externe

Dinamica buclei interne de curent este aproximată cu un element de ordin întâi cu constanta de timp  $\tau_{iq}$  [8]:

$$G_{iq}(s) = \frac{1}{s\tau_{iq}+1} \rightarrow \frac{di_q}{dt} = -\frac{1}{\tau_{iq}} \cdot i_q + \frac{1}{\tau_{iq}} \cdot i_q^{ref} \quad (2.38)$$

Prin discretizarea modelelor (2.17) și (2.37) ale celor două componente ale buclei exterioare, se obține modelul în timp discret:

$$\begin{bmatrix} \Omega(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-f}{j} & \frac{K}{j} \\ 0 & \frac{-1}{\tau_{iq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\tau_{iq}} \end{bmatrix} u_\Omega + \begin{bmatrix} \frac{-1}{j} \\ 0 \end{bmatrix} C_{ch} \quad (2.39)$$

notând  $u_\Omega = i_q^{ref}$ .

Pentru a obține eroare staționară nulă [8], se introduce o stare suplimentară:  
 $x(k) = u_\Omega(k-1)$  în modelul (2.39) rezultând:

$$\begin{bmatrix} \Omega(k+1) \\ i_q(k+1) \\ x(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-f}{j} & \frac{K}{j} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\tau_{iq}} & \frac{1}{\tau_{iq}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega(k) \\ i_q(k) \\ x(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\tau_{iq}} \\ 1 \end{bmatrix} \Delta u_\Omega + \begin{bmatrix} \frac{-1}{j} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} C_{ch}. \quad (2.40)$$

Astfel, se obține modelul compact al sistemului:

$$x_\Omega(k+1) = A_\Omega x_\Omega(k) + b_\Omega \Delta u_\Omega(k) + b_l C_{ch} \quad (2.41)$$

având ca mărime de intrare incrementul comenzii  $\Delta u_\Omega$ .

## 3. Controlul predictiv al curenților

### 3.1. Algoritmul GPC

Algoritmul GPC (Generalized Predictive Control) este un algoritm de reglare predictivă care este utilizat pentru controlul optim al sistemelor dinamice. GPC face parte din clasa metodelor de control predictiv și este caracterizat prin flexibilitatea și capacitatea sa de a gestiona sisteme complexe, multi-variate și cu constrângeri.

GPC utilizează un model matematic al sistemului, modelul CARIMA definit în capitolul 2.2.1. pentru a descrie comportamentul dinamic al acestuia. Algoritmul calculează predicțiile viitoare ale variabilelor de ieșire ale sistemului pe un orizont de predicție, folosind modelul sistemului (2.29) și cele două ecuații diofantice [9].

Prima ecuație diofantică (ed. 1) - permite separarea valorilor din trecut de cele viitoare ale mărimii de ieșire:

$$\Delta A_{d/q}(z^{-1})E_i(z^{-1}) = 1 - z^{-i}F_i(z^{-1}) \quad (3.1)$$

unde

$$E_i(z^{-1}) = 1 + e_1z^{-1} + e_2z^{-2} + \dots + e_{ne}z^{-ne}, \quad ne = i - 1$$

$$F_i(z^{-1}) = f_0 + f_1z^{-1} + f_2z^{-2} + \dots + f_{nf}z^{-nf}, \quad nf = na$$

A doua ecuație diofantică (ed. 2) - permite separarea valorilor din trecut de cele viitoare ale mărimii de intrare:

$$E_i(z^{-1})B_{d/q}(z^{-1}) = G_i(z^{-1}) + z^{-i}H_i(z^{-1}) \quad (3.2)$$

unde

$$G_i(z^{-1}) = g_0 + g_1z^{-1} + g_2z^{-2} + \dots + g_{ng}z^{-ng}, \quad ng = i - 1$$

$$H_i(z^{-1}) = h_0 + h_1z^{-1} + h_2z^{-2} + \dots + h_{nh}z^{-nh}, \quad nh = nb - 1$$

Astfel, ieșirea predictorului este formată din 3 părți:

- O parte care depinde de secvența de comenzi viitoare - aceasta reprezintă componenta ieșirii prezise care este influențată de acțiunile de control viitoare. Este partea forțată a răspunsului și reflectă modul în care modificările viitoare ale variabilelor de control vor afecta sistemul:

$$G_i(z^{-1})\Delta u(k+i-1) = g_0\Delta u(k+i-1) + \dots + g_{i-1}\Delta u(k) \quad (3.3)$$

- O parte disponibilă la momentul  $k$ , care depinde doar de trecut - aceasta este partea liberă a răspunsului, care depinde de starea curentă și de acțiunile și ieșirile trecute. Nu este influențată de acțiunile de control viitoare și reflectă comportamentul natural al sistemului bazat pe condițiile actuale și trecute:

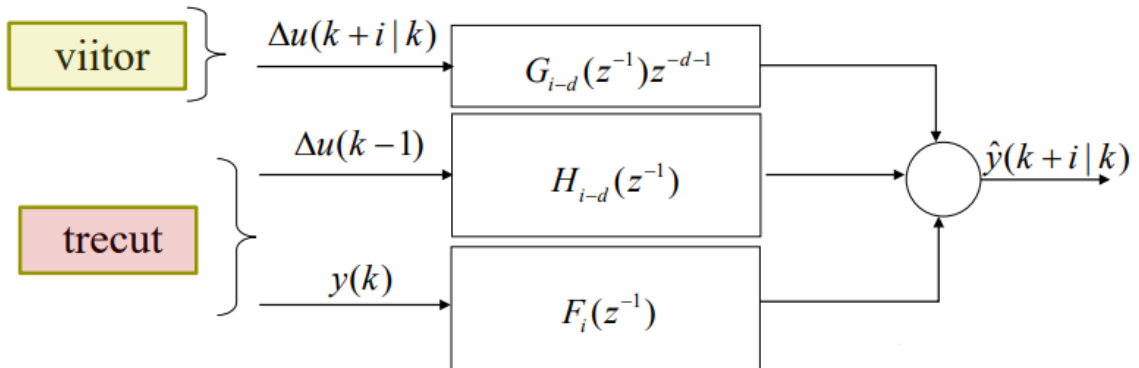
$$y_0(k+1|k) = F_i(z^{-1})y(k) + H_i(z^{-1})\Delta u(k-1) \quad (3.4)$$

- O parte nepredictibilă la momentul  $k$  - aceasta este componenta zgomotului, care este considerată ca fiind nepredictibilă și, prin urmare, cea mai bună estimare este să presupunem că zgomotul viitor are media zero:

$$E_i(z^{-1})e(k+i) = e(k+i) + e_1e(k+i-1) + \dots + e_{i-1}e(k) \quad (3.5)$$

Modelul predictorului de ordin  $i$  este format din suma termenilor (3.3) și (3.4):

$$y(k+1|k) = G_i(z^{-1})\Delta u(k+i-1) + F_i(z^{-1})y(k) + H_i(z^{-1})\Delta u(k-1) \quad (3.6)$$



**Fig. 3.1.** Reprezentarea predictorului de ordin  $i$



Având în vedere răspunsul liber (3.4), predictorul (3.6) se poate rescrie astfel:

$$y(k+1|k) = G_i(z^{-1})\Delta u(k+i-1) + y_0(k+1|k), \quad hm < i < hp \quad (3.7)$$

unde  $hm=1$  reprezintă orizontul de predicție minim și  $hp$  reprezintă orizontul de predicție.

Dând valori lui  $i$  din intervalul precizat în (3.7), se obține forma matriceală a predictorului:

$$\begin{bmatrix} y(k+1|k) \\ y(k+2|k) \\ \dots \\ y(k+hp|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{hp-1} & g_{hp-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k|k) \\ \Delta u(k+1|k) \\ \dots \\ \Delta u(k+hp-1|k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_0(k+1|k) \\ y_0(k+2|k) \\ \dots \\ y_0(k+hp|k) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Forma matriceală compactă poate fi scrisă astfel:

$$y = Gu_d + y_0 \quad (3.9)$$

unde  $y$  reprezintă vectorul valorilor predictate la momentul  $k$  pentru mărimea de ieșire,  $u_d$  reprezintă vectorul comenzii viitoare calculată la momentul  $k$ ,  $y_0$  reprezintă vectorul răspunsului liber calculat la momentul  $k$ .

În cadrul algoritmului Generalized Predictive Control (GPC), comanda viitoare se calculează prin optimizarea unui criteriu care are scopul de a menține ieșirea prezisă a procesului cât mai aproape de traiectoria de referință. Acest criteriu este de obicei reprezentat de o funcție pătratică a erorii dintre ieșirea prezisă și traiectoria de referință, la care se adaugă un termen de penalizare pentru efortul de reglare:

$$J = \sum_{i=hm}^{hp} [y(k+i|k) - w(k+i|k)]^2 + \lambda \sum_{i=0}^{hp} [\Delta u(k+i|k)]^2 \quad (3.10)$$

Considerând  $hm=1$ ,  $hp$  și dând valori lui  $i$  rezultă forma matriceală a funcției de cost:

$$J = (Gu_d + y_0 - w)^T (Gu_d + y_0 - w) + \lambda u_d^T u_d \quad (3.11)$$

unde

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{hp-1} & g_{hp-2} & \dots & g_0 \end{bmatrix}, \quad [G] = (hp) \times (hp)$$

$$w = [w(k + hm|k), w(k + hm + 1|k), \dots, w(k + hp|k)]$$

Pentru obținerea secvenței viitoare de control  $u_d$  este necesară minimizarea funcției obiectiv (3.11). Aceasta se obține prin calcularea derivatei parțiale a lui  $J$  față de  $u_d$  și egalarea cu 0:

$$\frac{\partial J}{\partial u_d} u_d = 0 \quad (3.12)$$

Rezultă soluția optimă:

$$u_d = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (w - y) \quad (3.13)$$

Algoritmul de control predictiv (GPC) utilizează principiul orizontului alunecător pentru a aplica doar primul element din secvența de control optimă la fiecare pas de timp. Astfel, se obține un echilibru între performanța sistemului și efortul de calcul, asigurând totodată adaptabilitatea la schimbările din sistem și la perturbările externe.

Notând cu  $\gamma$  prima linie a matricei  $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ , algoritmul de control predictiv are forma:

$$\Delta u(k|k) = \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i [w(k + i|k) - y_0(k + i|k)] \quad (3.14)$$

Înlocuind ecuația răspunsului liber (3.4) în (3.14) rezultă:

$$\begin{aligned} \Delta u(k|k) = & \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i w(k + i|k) - \\ & - \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i H_i(z^{-1}) \Delta u(k - 1) - \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i F_i(z^{-1}) y(k) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Se introduc următoarele notații:

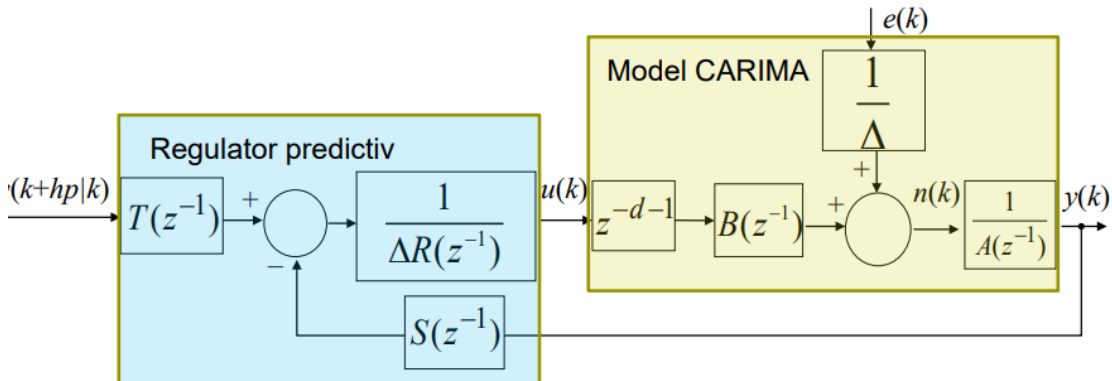
$$R(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i H_i(z^{-1}) \quad (3.16)$$

$$S(z^{-1}) = \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i F_i(z^{-1}) \quad (3.17)$$

$$T(z^{-1}) = \sum_{i=hm}^{hp} \gamma_i z^{-hp+i} \quad (3.18)$$

Astfel, rezultă forma polinomială a algoritmului de control:

$$u(k) = \frac{1}{R(z^{-1})\Delta} [T(z^{-1})w(k + hp|k) - S(z^{-1})y(k)] \quad (3.19)$$



**Fig 3.2.** Structura sistemului de reglare predictivă

## 3.2. Algoritmul MPC

Model Predictive Control (MPC) este o metodă avansată de control care utilizează un model matematic al sistemului, modelul după stare prezentat în 2.3.1. pentru a prezice comportamentul viitor și a determina comenzi optime. MPC minimizează o funcție obiectiv pătratică, penalizând deviațiile de la traiectoria de referință și efortul de control, respectând în același timp constrângerile

impuse. La fiecare pas de timp, MPC rezolvă o problemă de optimizare pentru a calcula secvența optimă de comenzi, aplicând doar prima comandă și repetând procesul la pasul următor.

Data fiind capacitatea controlului predictiv de a lua în considerare constrângerile impuse de limitările curentului și tensiunii necesare, un set de limite trebuie inclus în modelul sistemului. Magnitudinile curenților și tensiunilor sunt limitate superior, corespunzând unei limite circulare în planul  $d$ - $q$ .

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{smax}^2 \quad (3.20)$$

unde  $I_{smax}$  este curentul maxim al statorului.

Restricția neliniară pătratică, prezentă în cadrul algoritmului MPC, necesită un efort computațional mare. Pentru a reduce această complexitate, se utilizează o restricție liniară obținută prin transformarea zonei circulare într-una dreptunghiulară [8]. Deși această transformare duce la pierderea unor valori, este cea mai eficientă metodă pentru a simplifica calculul și a menține performanța sistemului. Parametrul  $\alpha$  este folosit pentru a limita curenții, astfel rezultând:

$$i_d^{max} = \alpha I_{smax}; \quad i_q^{max} = \sqrt{1 - \alpha^2} I_{smax} \quad (3.21)$$

cu constrângerile impuse (3.20), limitele curenților devin:

$$-i_d^{max} \leq i_d(k) \leq i_d^{max}; \quad -i_q^{max} \leq i_q(k) \leq i_q^{max} \quad (3.22)$$

Similar, se utilizează aproximarea liniară pentru a reduce efortul computațional, rezultată prin transformarea zonei circulare într-una dreptunghiulară. Limitele pentru tensiunile  $v_{d/q}$  sunt obținute folosind parametrul  $0 \leq \beta \leq 1$ :

$$v_d^{max} = \beta U_{DC}/\sqrt{3}; \quad v_q^{max} = \sqrt{1 - \beta^2} U_{DC}/\sqrt{3} \quad (3.23)$$

unde  $U_{DC}$  este tensiunea de curent continuu a inverterului.

Cu (3.21), constrangerile tensiunilor  $u_{d/q}$  sunt:

$$-v_d^{max} \leq v_d(k) \leq v_d^{max}; \quad -v_q^{max} \leq v_q(k) \leq v_q^{max} \quad (3.24)$$

Limitarea tensiunilor  $u_{d/q}$  va fi realizată prin impunerea de constrângeri încadrate asupra ieșirilor reguletoarelor MPC. Astfel, valorile maxime ale tensiunilor  $v_{d/q}$  sunt determinate după cum urmează:

$$u_{d/q}^{max} = v_{d/q}^{max} - u_{fd/q}^{max} \quad (3.25)$$

unde  $u_{fd/q}^{max}$  este calculat cu ecuația (2.19).

$$\begin{cases} u_d^f = -p_1 \cdot \Omega_N \cdot L_q \cdot i_q^{max} \\ u_q^f = p_1 \cdot \Omega_N \cdot L_d \cdot i_d^{max} \end{cases} \quad (3.26)$$

Considerând valorile curenților maximi  $i_{d/q}^{max}$  obținuți cu (3.21). Similar constrângerilor aplicate variabilelor, aceste restricții sunt impuse și asupra ieșirilor reguletoarelor de curent MPC:

$$-u_d^{max} \leq u_d(k) \leq u_d^{max}; \quad -u_q^{max} \leq u_q(k) \leq u_q^{max}. \quad (3.27)$$

Folosind recursiv forma compactă a modelului de stare al buclei interne (2.35), se obțin predicțiile stării și ieșirii:

$$\begin{cases} x_{d/q}(k+n) = A_{d/q}^n x_{d/q}(k) + \sum_{m=0}^{n-1} A_{d/q}^m b_{d/q} \Delta v_{d/q}(k-1-m) \\ i_{d/q}(k+n) = [1 \ 0] x_{d/q}(k+n) \end{cases} \quad (3.28)$$

Controlul optim MPC este realizat prin minimizarea funcției de cost:

$$\begin{aligned} J_{d/q}(V_{d/q}) = & \sum_{n=1}^{hp} \left( w_{jn} (i_{d/q}(k+n) - i_{d/q}^{ref}(k)) \right)^2 + \\ & + \sum_{p=0}^{hp} \left( \lambda_{jp} \Delta v_{d/q}(k+p) \right)^2 + \rho_{\varepsilon_{d/q}} \varepsilon_{d/q}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Incluzând limitările (3.21) și (3.25),  $V_j = [\Delta v_j(k) \Delta v_j(k+1) \dots \Delta v_j(k+hp-1) \varepsilon_{d/q}]^T$  este secvența optimă de control pentru viitor, la care a fost adăugată variabila de relaxare  $\varepsilon_{d/q}$ ,  $h_p$  este orizontul de predicție,  $\rho_{\varepsilon_{d/q}}$  este ponderea variabilei de relaxare. Având în vedere constrângerile (24) și (28), secvența de control optimă se obține astfel:

$$V_{d/q}^* = \arg \min_{V_{d/q}} J_{d/q}$$

$$\text{st: } -i_{d/q}^{max} - \varepsilon_{d/q} V_{d/q}^{min} \leq i_d(k+n) \leq i_{d/q}^{max} + \varepsilon_{d/q} V_{d/q}^{max}, \quad 1 \leq n \leq hp \quad (3.30)$$

$$-u_{d/q}^{max} \leq u_{d/q}(k+n) \leq u_{d/q}^{max}, \quad 0 \leq n \leq hp-1$$

unde  $V_{d/q}^{min/max}$  sunt intrări pozitive, ale căror valori mai mari corespund unor constrângeri mai puțin restrictive.

Conform principiului orizontului alunecător, doar primul termen al  $V_{d/q}^*$  este folosit pentru a determina semnalul de control aplicat controlerului de decuplare:

$$v_{d/q}(k) = \Delta v_{d/q}^*(k) + v_{d/q}(k-1). \quad (3.31)$$

## 4. Controlul turației cu rejectarea cuplului de sarcină

### 4.1. Algoritmul convențional PI

Inițial, pe bucla externă a fost implementat un algoritm de control predictiv generalizat (GPC). Cu toate acestea, dinamica buclei interne a fost simplificată la o valoare de 1, datorită dificultății de a determina cu exactitate dinamica acesteia, care a fost reglată tot printr-un algoritm GPC. Din cauza acestei simplificări, soluția obținută s-a dovedit a fi instabilă. Pentru a remedia această problemă și a stabili sistemul, a fost implementat un regulator proporțional-integrativ (PI) pentru controlul turației. Această abordare a permis compensarea dinamicii neglijate anterior, asigurând astfel un control robust și stabil al turației motorului. Implementarea regulatorului PI a demonstrat o performanță superioară în comparație cu soluția inițială bazată pe algoritmul GPC, subliniind importanța considerării corecte a dinamicii interne a sistemului în proiectarea controlului predictiv.

Funcția de transfer a părții fixate este (2.29). Pe baza acesteia se va proiecta regulatorul PI prin metoda alocării polilor pentru a regla turația motorului sincron cu reluctanță [7], [9].

Performanțele impuse vor fi:

- Eroarea staționară nulă ( $e_p = 0$ )
- Suprareglarea mai mică decât 5% ( $\sigma \leq 5\%$ )
- Durata regimului tranzitoriu mai mică decât 16s ( $t_t \leq 16s$ )

Pe baza performanțelor se calculează polinomul caracteristic:

$$P_{cr} = s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \quad (4.1)$$

cu parametrii:

$$\zeta = \frac{-\ln(\sigma)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(\sigma)^2}} \quad (4.2)$$

unde  $\zeta$  reprezintă coeficientul de amortizare,

$$\omega_n = \frac{4}{t_t \cdot \zeta} \quad (4.3)$$

unde  $\omega_n$  reprezintă pulsația naturală.

Sistemul din (2.18) este proces de ordinul 1. Funcția de transfer va avea forma:

$$G_f(s) = \frac{K_f}{T_f \cdot s + 1} \quad (4.4)$$

unde  $K_f$  reprezintă factorul de amplificare și  $T_f$  reprezintă constanta de timp.

Iar regulatorul PI aferent acestuia va avea forma:

$$G_r(s) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{s} \quad (4.5)$$

unde  $K_p$ ,  $K_i$  reprezintă parametrii de acord ai regulatorului pentru componenta proporțională, respectiv pentru componenta integratoare.

Se calculează funcția de transfer în buclă închisă:

$$G_0(s) = \frac{G_f(s) \cdot G_r(s)}{1 + G_f(s) \cdot G_r(s)}. \quad (4.6)$$

După ce se înlocuiește (4.4) și (4.5) în (4.6), rezultă  $G_0$  de forma:

$$G_0(s) = \frac{\frac{K_p \cdot K_f}{T_i \cdot T_f} (1 + s \cdot T_i)}{s^2 + \frac{1 + K_p \cdot T_f}{T_f} \cdot s + \frac{K_p \cdot K_f}{T_i \cdot T_f}}. \quad (4.7)$$

Se alege polinomul caracteristic, acesta fiind numitorul lui  $G_0$  din (4.7):

$$P_{c0} = s^2 + \frac{1 + K_p \cdot T_f}{T_f} \cdot s + \frac{K_p \cdot K_f}{T_i \cdot T_f}. \quad (4.8)$$



Impunând ca (4.1) și (4.8) să fie egale, coeficienții polinoamelor în funcție de puterile lui  $s$  vor fi egali, iar parametrii regulatorului PI obținuți cu metoda alocării polilor sunt:

$$K_p = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot T_f - 1}{K_f} \quad (4.9)$$

$$T_i = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot T_f - 1}{T_f \cdot \omega_n^2} \quad (4.10)$$

unde

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (4.11)$$

Totodată, pentru a îmbunătăți performanțele, se introduce un regulator de tip feedforward pentru a simplifica zeroul apărut la numărător, de forma:

$$G_{ff}(s) = \frac{1}{T_i s + 1} \quad (4.12)$$

## 4.2. Algoritmul MPC

### 4.2.1. Proiectarea algoritmului

Model Predictive Control (MPC) pentru controlul turației unui motor sincron cu reluctanță se bazează pe utilizarea unui model matematic al motorului, modelul după stare prezentat în 2.3.2. pentru a prezice comportamentul viitor al acestuia și a determina comenzi optime. Algoritmul MPC urmărește să mențină turația motorului cât mai aproape de valoarea dorită prin minimizarea unei funcții obiectiv care penalizează deviațiile de la turația dorită și efortul de control. MPC rezolvă o problemă de optimizare la fiecare pas de timp, aplicând doar prima comandă din secvența optimizată și actualizând predicțiile pentru pasul următor. Această metodă permite gestionarea eficientă a constrângerilor legate de variabilele de control și de turație, asigurând o performanță optimă și adaptabilitate la variațiile dinamice și la perturbările externe.

Folosind recursiv forma compactă a modelului de stare al buclei interne (2.39), se obțin predicțiile stării și ieșirii:

$$\begin{cases} x_{\Omega}(k+n) = A_{\Omega}^n x_{\Omega}(k) + \sum_{m=0}^{n-1} [A_{\Omega}^m b_{\Omega} \Delta u_{\Omega}(k+1-m) + A_{\Omega}^m b_l C_{ch}] \\ \omega_{\Omega}(k+n) = [1 \ 0 \ 0] x_{\Omega}(k+n) \end{cases} \quad (4.13)$$

Controlul optim MPC este realizat prin minimizarea funcției de cost:

$$\begin{aligned} J_{\Omega}(U_{\Omega}) = & \sum_{n=1}^{hp} \left( \rho_{mn} \left( \omega_{\Omega}(k+n) - \omega_{\Omega}^{ref}(k) \right) \right)^2 + \\ & + \sum_{p=0}^{hp} \left( \lambda_{mp} \Delta u_{\Omega}(k+p) \right)^2 + \rho_{\varepsilon_{\Omega}} \varepsilon_{\Omega} \end{aligned} \quad (4.14)$$

unde  $U_{\Omega} = [\Delta u_{\Omega}(k) \ \Delta u_{\Omega}(k+1) \ \dots \ \Delta u_{\Omega}(k+hp-1) \ \varepsilon_{\Omega}]^T$  este secvența optimă de control pentru viitor, la care a fost adăugată variabila de relaxare  $\varepsilon_{\Omega}$ ,  $h_p$  este orizontul de predicție,  $\rho_{\varepsilon_{\Omega}}$  este ponderea variabilei de relaxare. Având în vedere constrângerile impuse asupra lui  $u_{\Omega}$ , secvența de control optimă se obține astfel:

$$U_{\Omega}^* = \arg \min_{U_{\Omega}} J_{\Omega} \quad (4.15)$$

$$\text{st:} \quad u_{\Omega}^{min} \leq u_{\Omega}(k+n) \leq u_{\Omega}^{max}, \quad 0 \leq n \leq hp-1$$

unde  $V_{d/q}^{min/max}$  sunt intrări pozitive, ale căror valori mai mari corespund unor constrângeri mai puțin restrictive.

Conform principiului orizontului alunecător doar primul termen al  $U_{\Omega}^*$  este folosit pentru a determina semnalul de control aplicat controlerului de decuplare:

$$u_{\Omega}(k) = \Delta u_{\Omega}^*(k) + u_{\Omega}(k-1) \quad (4.16)$$

### 4.2.2. Rejectarea cuplului de sarcină

Pentru bucla externă, sistemul include bucla internă destinată controlului curentului  $i_q$ , având în vedere că curentul  $i_d$  este considerat constant, împreună cu generatorul de cuplu și sistemul mecanic. Prin adoptarea strategiei de control bazate pe menținerea constantă a curentului pe axa  $d$ , sistemul extern devine liniar și va fi controlat de regulatorul  $MPC_{\Omega}$ . Pentru a elimina eroarea de regim staționar cauzată de perturbațiile nemăsurate generate de cuplul de sarcină  $C_{ch}$  și de erorile de modelare, se adaugă o componentă integrală și o componentă feedforward cu coeficienții  $K_{i\Omega}$  și  $K_{p\Omega}$ . Acești coeficienți sunt aleși prin metoda *trial and error*, astfel încât să influențeze cât mai puțin posibil dinamica sistemului de control.

Metoda începe prin alegerea a două valori pentru coeficienții  $K_{i\Omega}$  și  $K_{p\Omega}$ , ca apoi să se modifice fiecare parametru pe rând ținând cont de următoarele aspecte:

#### **Pentru modificarea parametrului $K_{i\Omega}$ :**

- O valoare mai mare a coeficientului integral va amplifica răspunsul integral al regulatorului, ceea ce înseamnă că orice eroare de regim staționar va fi corectată mai rapid. Cu toate acestea, o valoare prea mare poate duce la oscilări și instabilitate, deoarece sistemul poate supracompensa erorile. Sistemul va deveni mai sensibil la schimbările de eroare, corectându-le mai rapid, dar cu riscul de a introduce supracompensare și instabilitate.

- O valoare mai mică a coeficientului integral va reduce răspunsul integral al regulatorului. Corectarea erorii de regim staționar va fi mai lentă, ceea ce poate duce la o performanță suboptimă în eliminarea erorilor persistente. Cu toate acestea, sistemul va fi mai stabil și mai puțin predispus la oscilații.

**Pentru modificarea parametrului  $K_{p\Omega}$ :**

- O valoare mai mare a coeficientului de feedforward va crește anticiparea răspunsului sistemului la variațiile de referință sau la perturbații. Aceasta poate îmbunătăți performanța tranzitorie a sistemului, reducând timpul de răspuns și minimizând deviațiile inițiale față de traiectoria dorită. Totuși, o valoare prea mare poate duce la un comportament excesiv de agresiv, care poate afecta stabilitatea sistemului.
- O valoare mai mică a coeficientului de feedforward va diminua capacitatea sistemului de a anticipa și de a reacționa rapid la schimbările de referință sau la perturbații. Acest lucru poate duce la un răspuns tranzitoriu mai lent și la o creștere a erorii inițiale, dar poate contribui la menținerea stabilității sistemului în prezența variabilității parametrilor și a zgomotului.

## **5. Analiza performanțelor algoritmilor de control predictiv**

Pentru a ilustra și a analiza rezultatele obținute, se va implementa un model detaliat în mediul MATLAB. MATLAB (Matrix Laboratory) este un mediu de programare și calcul numeric dezvoltat de MathWorks, utilizat pe scară largă în domeniile ingineriei și științelor pentru analiza datelor, dezvoltarea algoritmilor și modelarea sistemelor. MATLAB oferă un limbaj de programare de nivel înalt care include funcții integrate pentru operații matematice avansate, manipularea datelor și vizualizare grafică, facilitând astfel dezvoltarea rapidă de aplicații și prototiparea conceptelor. Datorită capacităților sale extinse și a interfeței ușor de utilizat, MATLAB este preferat pentru cercetare și dezvoltare în diverse domenii tehnice.

Simulink, o extensie pentru MATLAB, este un mediu grafic specializat pentru simularea și modelarea sistemelor dinamice. Acesta permite utilizatorilor să construiască modele complexe prin interconectarea blocurilor funcționale într-o manieră vizuală, oferind o reprezentare intuitivă a sistemelor fizice și a algoritmilor de control. Simulink este eficient pentru proiectarea și testarea sistemelor de control, a sistemelor de comunicații și a altor aplicații care necesită modelare dinamică precisă.

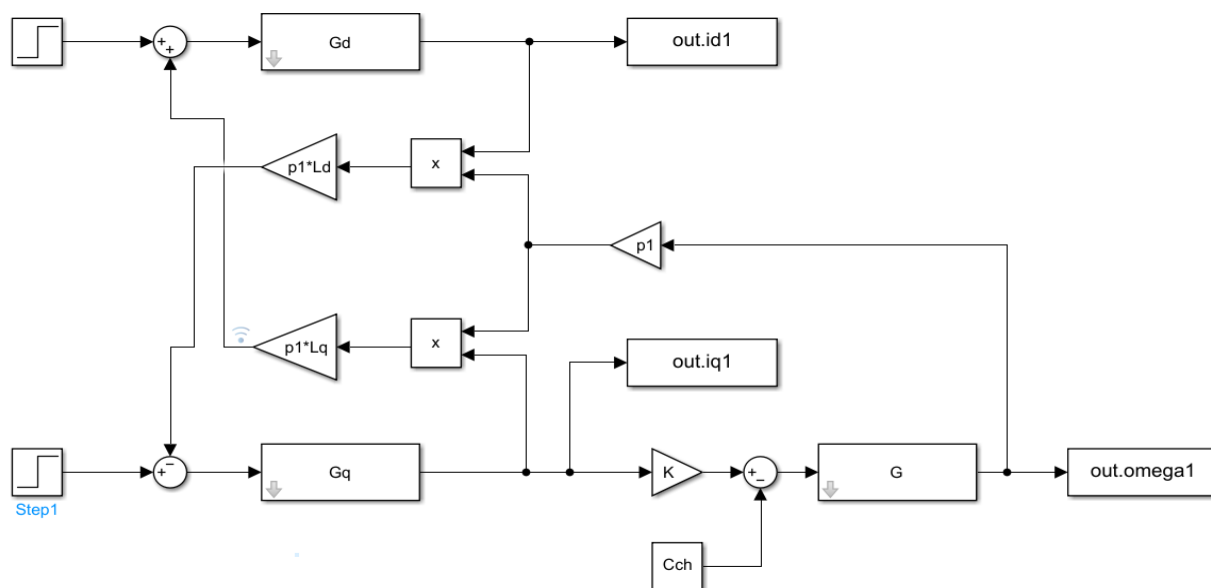
Simulink include o varietate de biblioteci de blocuri predefinite pentru diferite aplicații, inclusiv sisteme electrice, mecanice și hidraulice. Utilizatorii pot personaliza și extinde aceste blocuri pentru a satisface nevoile specifice ale proiectelor lor.

Un avantaj semnificativ al utilizării MATLAB și Simulink este integrarea lor strânsă. Modelele create în Simulink pot utiliza funcții și scripturi MATLAB pentru a adăuga complexitate și flexibilitate suplimentară. Rezultatele simulărilor din Simulink pot fi analizate și vizualizate în MATLAB, facilitând un flux de lucru eficient de la modelare și simulare la analiza datelor și raportare.

Pornind de la modelul (2.18) și (2.21) s-a implementat în Simulink schema bloc a motorului sincron cu reluctanță, reprezentată în Fig. 5.1, pe baza parametrilor electrici și mecanici ai motorului sincron cu reluctanță furnizați în Tabel I [10].

**Tabel I.** Parametrii motorului sincron cu reluctanță

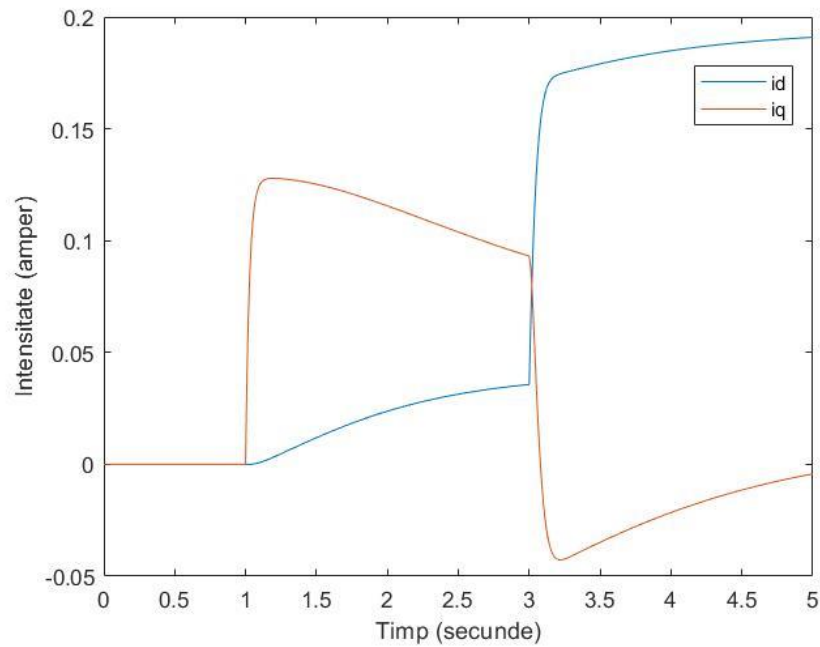
$R_s(\Omega)$	$L_d(H)$	$L_q(H)$	$J(kg \cdot m^2)$	$f(Nm/(rd/s))$
7.8	0.54	0.21	0.038	0.0029



**Fig 5.1.** Modelul simulink al motorului sincron cu reluctanță

Din modelul motorului (2.18) se observă că este un sistem multivariabil neliniar și cuplat.

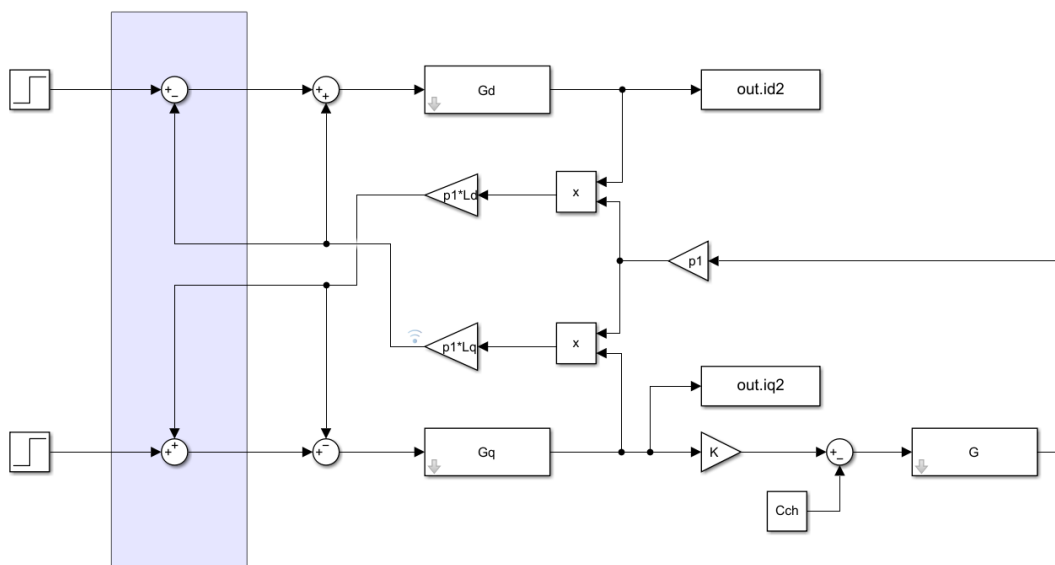
Analiza dinamicii acestui model s-a realizat prin aplicarea semnalelor treaptă de valoare 1.5V pe intrarea  $u_d$ , la momentul  $t_0 = 3s$  și de valoare 1V pe intrarea  $u_q$ , la momentul  $t_1 = 1s$ , iar rezultatele obținute sunt reprezentate în Fig. 5.2.



**Fig 5.2.** Dinamica curenților cuplați

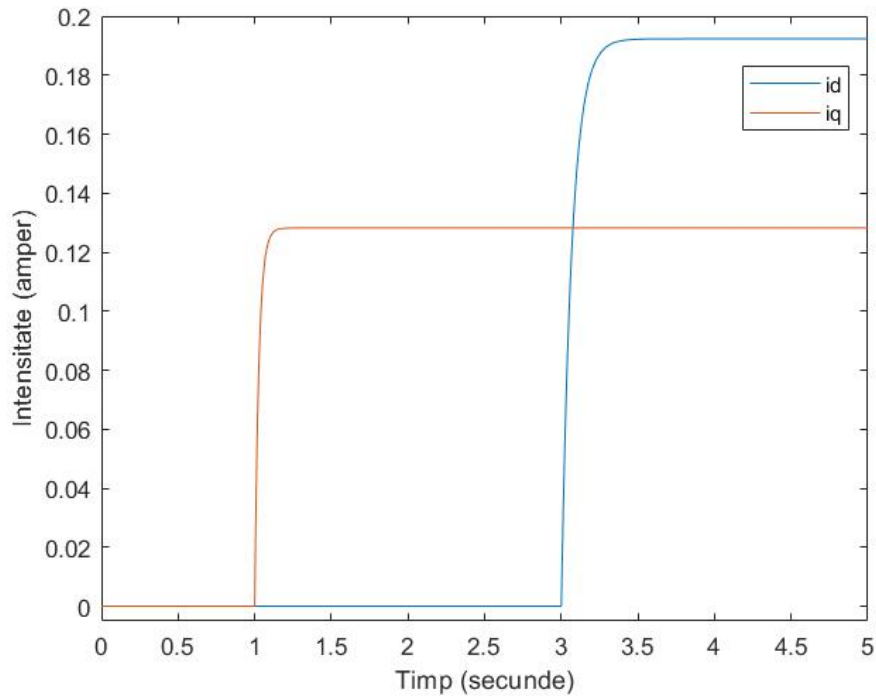
Interdependența dintre curenții  $i_d$  și  $i_q$  se datorează proprietăților magnetice și inductanțelor variabile ale motorului. Variațiile fluxului magnetic în axa  $d$  pot induce variații de tensiune și curent în axa  $q$ , și viceversa. Acest fenomen de cuplare trebuie luat în considerare pentru a asigura un control precis al motorului. Astfel, se adaugă algoritmul de decuplare descris de sistemul (2.19).

Noua schemă Simulink este:



**Fig 5.3.** Modelul simulink al motorului cu curenții decuplați

Din Fig. 5.4 se observă o decuplare eficientă a curenților în cadrul motorului sincron cu reluctanță. Această decuplare indică faptul că interacțiunile nedorite dintre curentul de pe axa  $d$  și curentul de pe axa  $q$  au fost minimizate eficient. Astfel, controlul independent al acestor curenți a fost realizat cu succes, ceea ce este esențial pentru optimizarea performanțelor motorului.

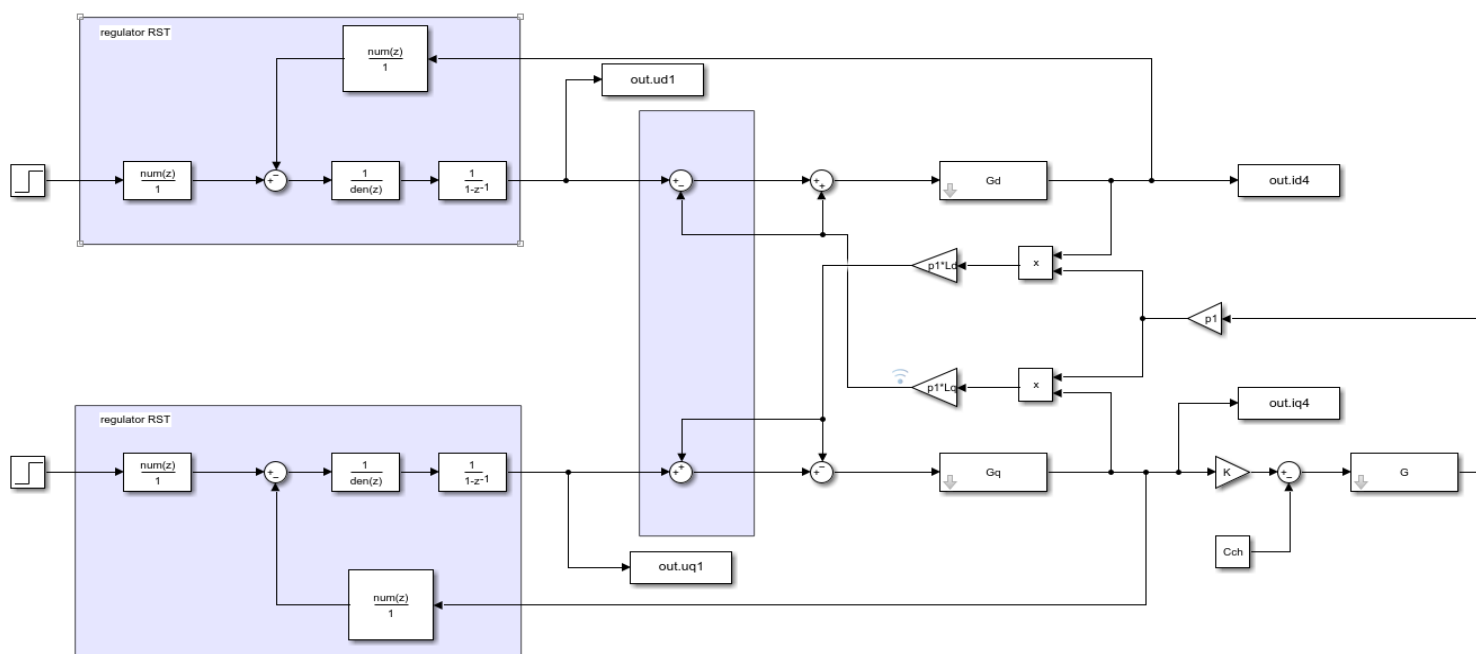


**Fig 5.4.** Dinamica curenților decuplați

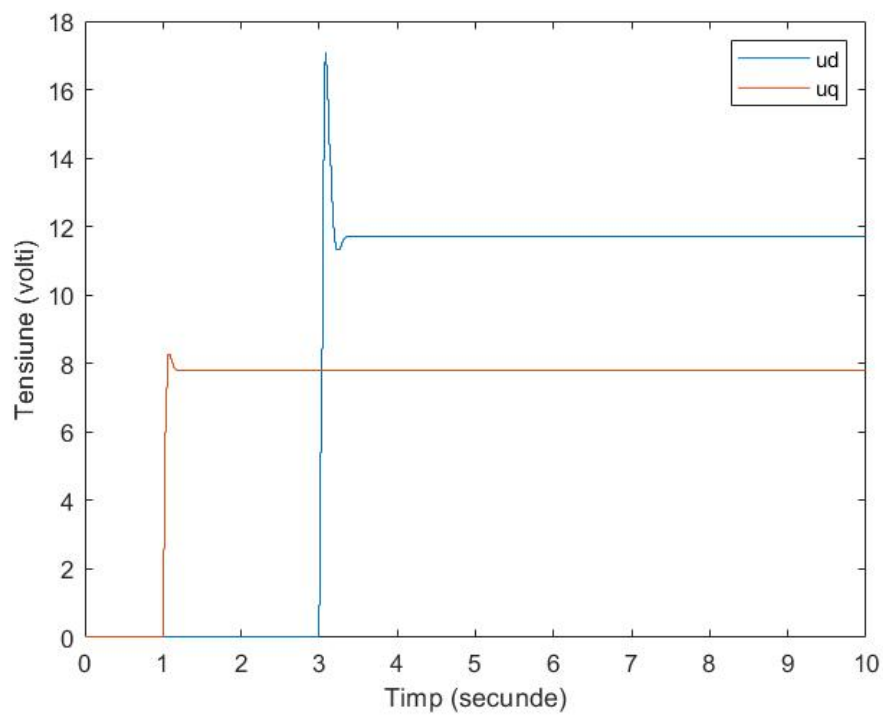
## 5.1. Controlul cu algoritmul GPC

Analiza dinamicii acestui model implementat cu algoritmul GPC s-a realizat prin aplicarea semnalelor treaptă de valoare  $1.5A$  pe intrarea  $i_d$  la momentul  $t_0 = 3s$  și de valoare  $1A$  pe intrarea  $i_q$  la  $t_1 = 1s$ , iar rezultatele obținute sunt reprezentate în Fig. 5.7.

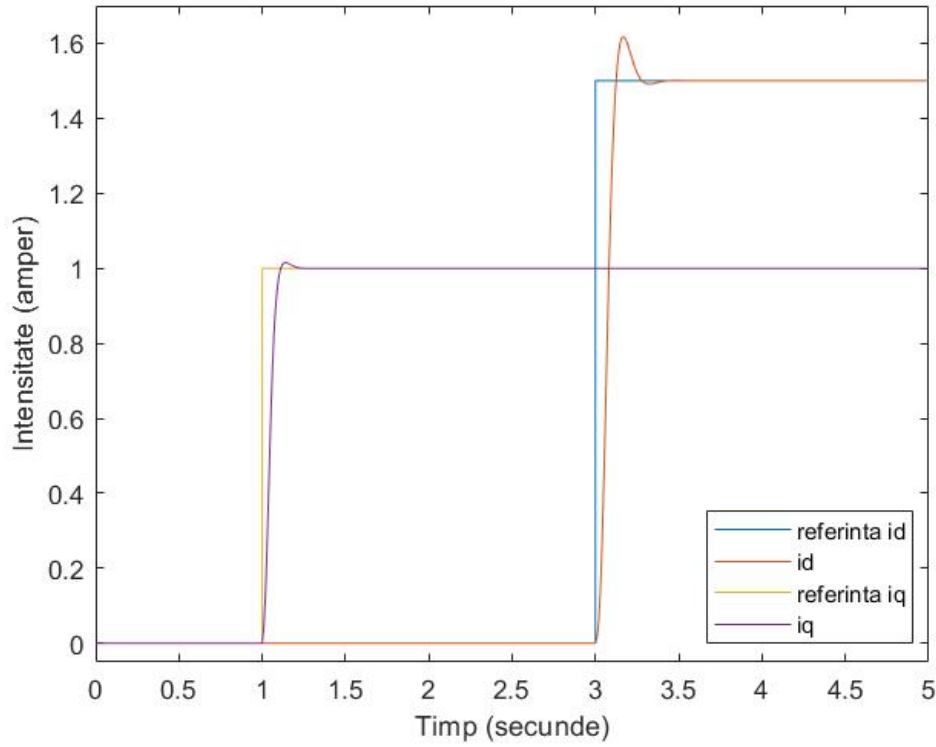




**Fig 5.5.** Modelul simulink al motorului cu curenții reglați cu algoritmul GPC



**Fig 5.6.** ieșirile reguletoarelor GPC pentru curenții



**Fig 5.7.** Dinamica curenților reglați cu algoritmul GPC

Pentru a evalua performanțele sistemului de control al curenților unui motor sincron cu reluctanță, reglat prin algoritmul Generalized Predictive Control (GPC), se vor calcula parametrii dinamici cheie, cum ar fi suprareglarea și durata regimului tranzitoriu [9]. Suprareglarea reprezintă diferența procentuală maximă între valoarea de vârf a răspunsului sistemului și valoarea sa finală stabilă, indicând cât de mult depășește sistemul valoarea dorită înainte de a se stabiliza. Formula pentru suprareglare este:

$$\text{Suprareglare} = \frac{y_{\max} - y_{st}}{y_{st}} \quad (5.1)$$

unde  $y_{\max}$  este valoarea maximă atinsă de sistem și  $y_{st}$  este valoarea de regim staționar.

Durata regimului tranzitoriu reprezintă intervalul de timp necesar pentru ca răspunsul sistemului să se stabilizeze în jurul valorii finale într-un anumit procent acceptabil de toleranță, în acest caz fiind de 5%. Formula pentru durata regimului tranzitoriu este:

$$\text{Durata regim tranzitoriu} = t_{final} - t_{initial} \quad (5.2)$$

unde  $t_{initial}$  este momentul la care sistemul începe să răspundă și  $t_{final}$  este momentul în care sistemul intră în intervalul de toleranță specificat.

În urma simularilor:

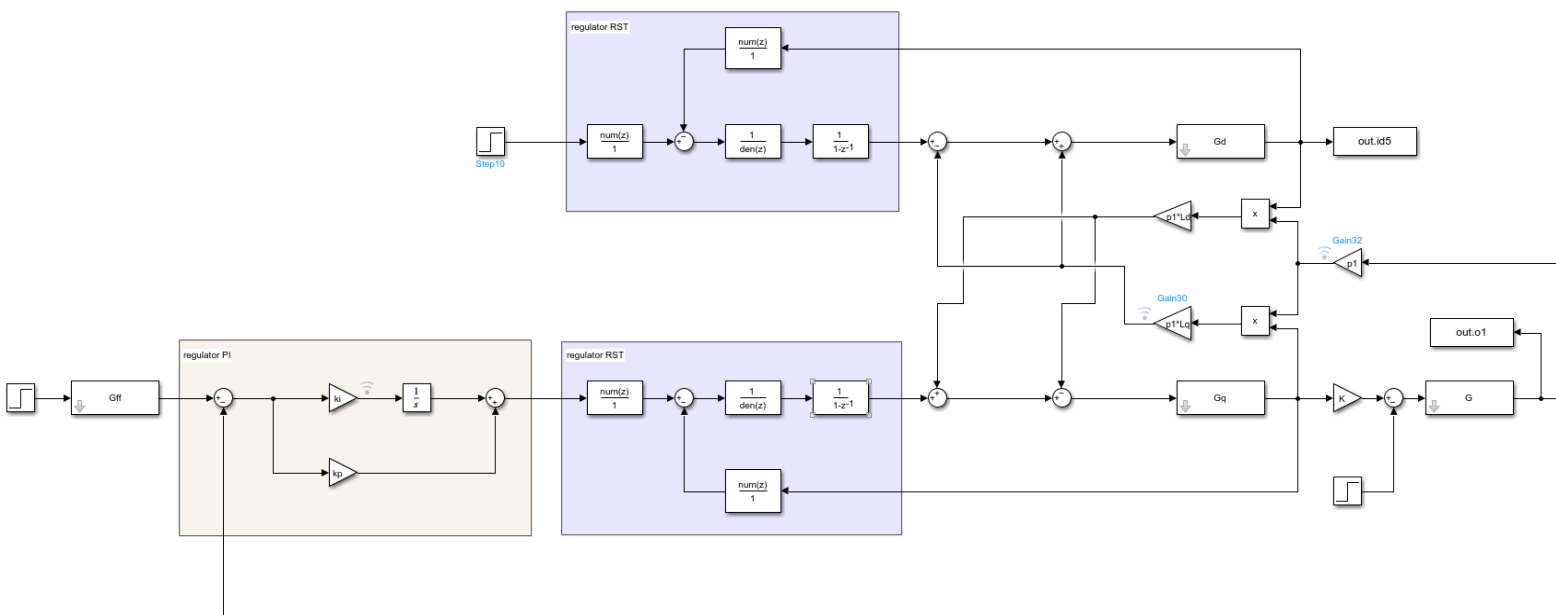
- Pentru curentul  $i_d$

- Suprareglarea = 0.076 ( 7.6% )
- Durata regimului tranzitoriu = 0.215s

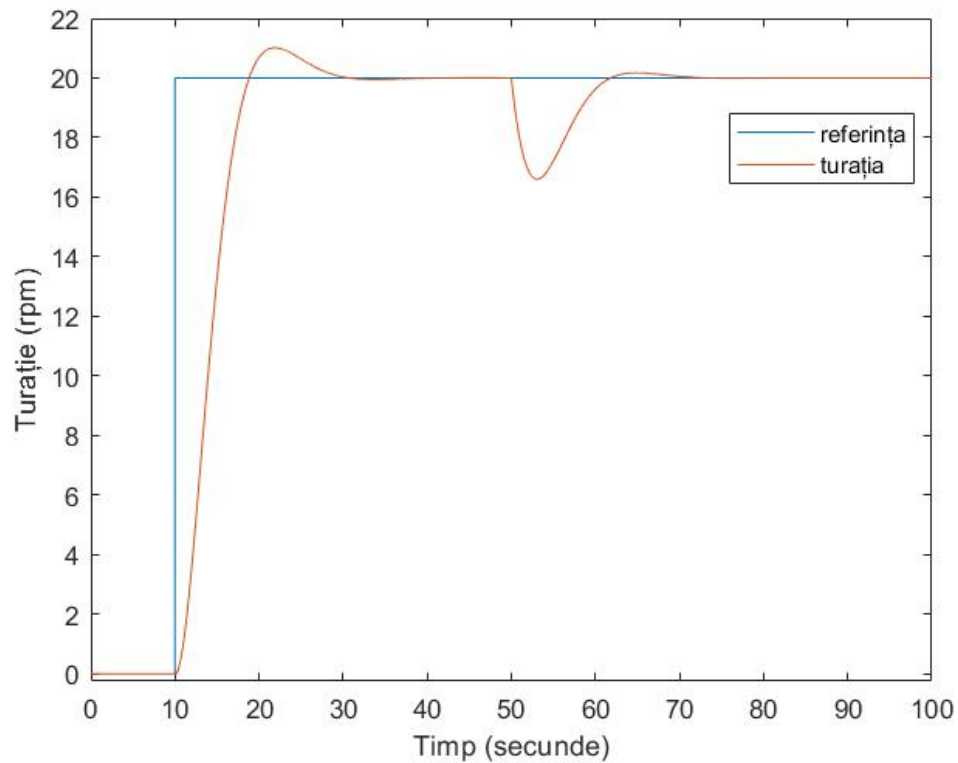
- Pentru curentul  $i_q$

- Suprareglarea = 0.015 ( 1.5% )
- Durata regimului tranzitoriu = 0.092s

Pentru a analiza dinamica turației motorului, s-a aplicat un semnal de treaptă cu o amplitudine de 20 rpm, la momentul de timp  $t_0 = 10s$ . Totodată, s-a simulat un cuplu de sarcină aplicat printr-un semnal de tip treaptă cu valoarea 0.1 rpm, la momentul de timp  $t_1 = 50s$ , moment în care sistemul se afla în regim staționar.



**Fig 5.8.** Modelul simulink al motorului cu turația reglata cu regulator PI



**Fig 5.9.** Dinamica turației reglate cu regulator PI

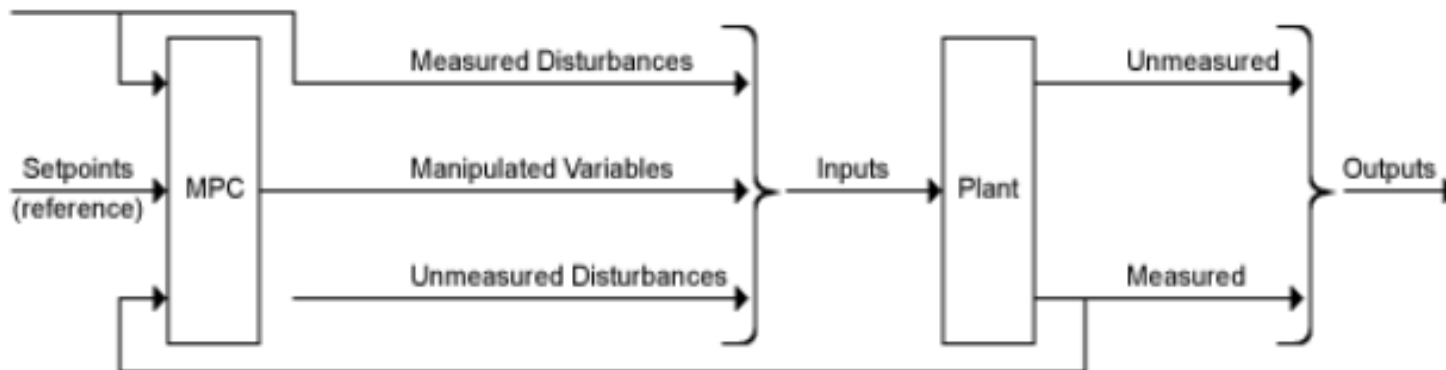
În urma simulărilor, se observă o bună rejecție a cuplului de sarcină și se determină performanțele sistemului cu formulele (5.1) și (5.2):

**Pentru turație:**

- Suprareglarea = 0.051 ( 5.1% )
- Durata regimului tranzitoriu = 12.321s

## 5.2. Controlul cu algoritmul MPC

Controlul cu algoritmul MPC a fost implementat în mediul MATLAB Online utilizând blocurile MPC din toolbox-ul Model Predictive Control (MPC), acestea au structura reprezentată în Fig 5.10. [11]:



**Fig 5.10.** Structura internă a unui bloc MPC

Cu următoarele valori:

#### Plant Inputs

	Signal Type	Size	Channel Indices
1	Manipulated Variables (MV)	1	1
2	Measured Disturbances (MD)	0	
3	Unmeasured Disturbances (UD)	0	

#### Plant Outputs

	Signal Type	Size	Channel Indices
1	Measured Outputs (MO)	1	1
2	Unmeasured Outputs (UO)	0	

În Script-ul MATLAB au fost create 2 obiecte de tip MPC pentru curenți:

```
mpccon1=mpc(Gd,Ts,hp,hm,W1,MV1,OV1)
mpccon2=mpc(Gq,Ts,hp,hm,W2,MV2,OV2)
```

Cu următorii parametri:

- $G_{d/q}$  - funcțiile de transfer ale curenților
- $T_s$  - perioada de eșantionare
- $h_p$  - orizontul de predicție
- $h_m$  - orizontul minim de predicție
- $W1/2$  - penalizările funcțiilor de cost (3.29):

```
W1 = struct('ManipulatedVariables',[0],'ManipulatedVariablesRate',[1e-5],'OutputVariables',[0.6],'ECR',100000);
W2 = struct('ManipulatedVariables',[0],'ManipulatedVariablesRate',[3e-5],'OutputVariables',[0.5],'ECR',100000);
```

unde:

- “ManipulatedVariables” = 0 (funcția de cost are ca intrare incrementul comenzii)
- “ManipulatedVariablesRate” =  $10^{-5}/3 \cdot 10^{-5}$  (ponderea  $\lambda_{jp}$  din funcția de cost)
- “OutputVariables” = 0.6/0.5 (ponderea  $w_{jn}$  din funcția de cost)
- “ECR” = 10000 (ponderea factorului de relaxare )

- $MV1/2$ - restricțiile pentru tensiune (3.27):

```
MV1=struct('Min',[-vdmax],'Max',[vdmax],'RateMin',[-Inf],'RateMax',[Inf]);
MV2=struct('Min',[-vqmax],'Max',[vqmax],'RateMin',[-Inf],'RateMax',[Inf]);
```

- $OV1/2$ - restricțiile pentru curent (3.22):

```
OV1=struct('Min',[0],'Max',[idmax]);
OV2=struct('Min',[-iqmax],'Max',[iqmax]);
```

În Script-ul MATLAB a fost creat un obiecte de tip MPC și pentru turație:

```
mpccon3=mpc(G_f,Ts,hp,hm,Wo,MVo,OVo);
```

Cu următorii parametrii:

- $G_f$  - funcția de transfer a sistemului mecanic înseriată cu elementul de ordin 1
- $T_s$  - perioada de eșantionare
- $hp$  - orizontul de predicție
- $hm$  - orizontul minim de predicție
- $Wo$  - penalizările funcțiilor de cost (4.14):

```
Wo = struct('ManipulatedVariables',[0], 'ManipulatedVariablesRate',[2e-5], 'OutputVariables',[0.6], 'ECR',100000);
```

unde:

- “ManipulatedVariables” = 0 (funcția de cost are ca intrare incrementul comenzii)
- “ManipulatedVariablesRate” =  $2 \cdot 10^{-5}$  (ponderea  $\lambda_{mp}$  din funcția de cost)
- “OutputVariables” = 0.6 (ponderea  $\rho_{mn}$  din funcția de cost)
- “ECR” = 10000 (ponderea factorului de relaxare )
- $MVo$ - restricțiile pentru curent (3.22):

```
MVo=struct('Min',[-iqmax], 'Max',[iqmax], 'RateMin',[-Inf], 'RateMax',[Inf]);
```

- $OVo$ - restricțiile pentru turație:

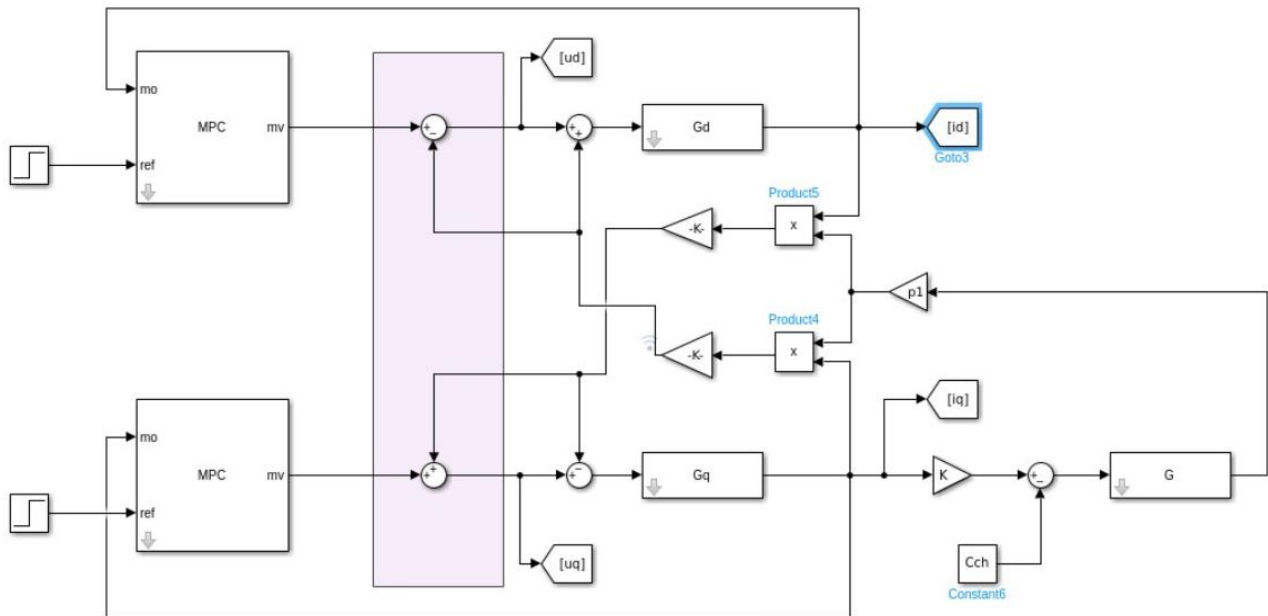
```
OVo=struct('Min',[-Inf], 'Max',[Inf]);
```

Pentru controlul cu algoritmul MPC s-au folosit următorii parametrii pentru motorul sincron cu reluctanță reprezentată în Tabel II [8]:

**Tabel II.** Parametrii motorului sincron cu reluctanță

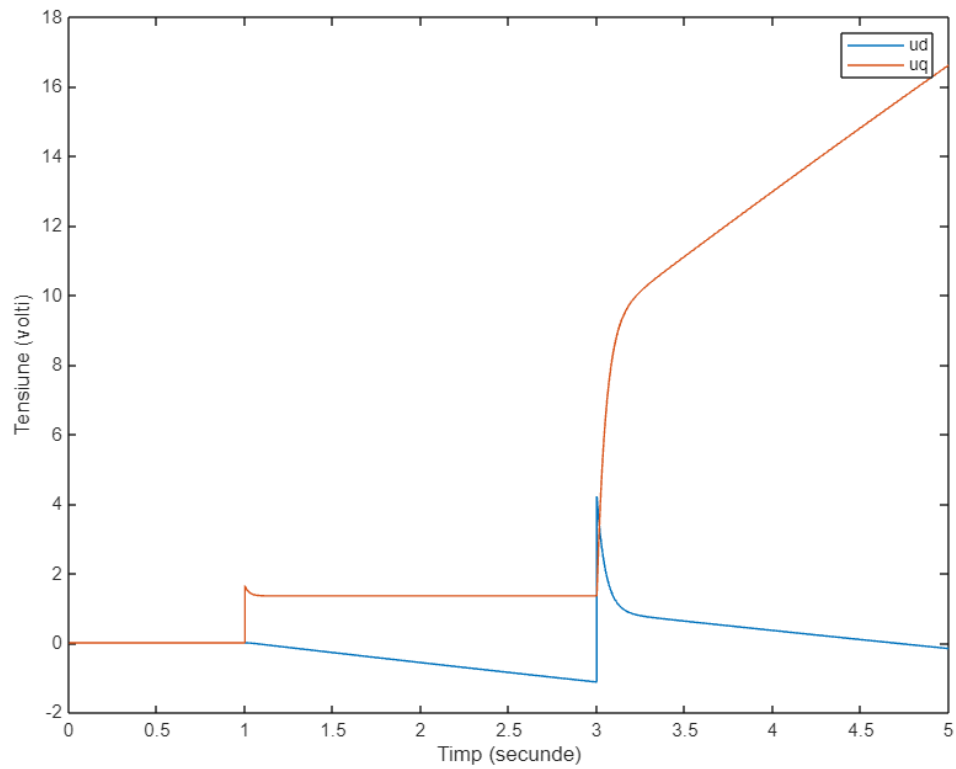
$R_s(\Omega)$	1.35
$L_d(H)$	0.186
$L_q(H)$	0.04
$J(kg \cdot m^2)$	0.079
$f(Nm/(rd/s))$	0
$U_n(V)$	355
$I_n(A)$	7.9
$\omega_m(rad/s)$	157
$U_{DC}(V)$	650

Analiza dinamicii acestui model implementat cu algoritmul MPC s-a realizat prin aplicarea semnalelor treaptă de valoare  $1.5A$  pe intrarea  $i_d$  la momentul  $t_0 = 3s$  și de valoare  $1A$  pe intrarea  $i_q$  la  $t_1 = 1s$ , iar rezultatele obținute sunt reprezentate în Fig. 5.13.

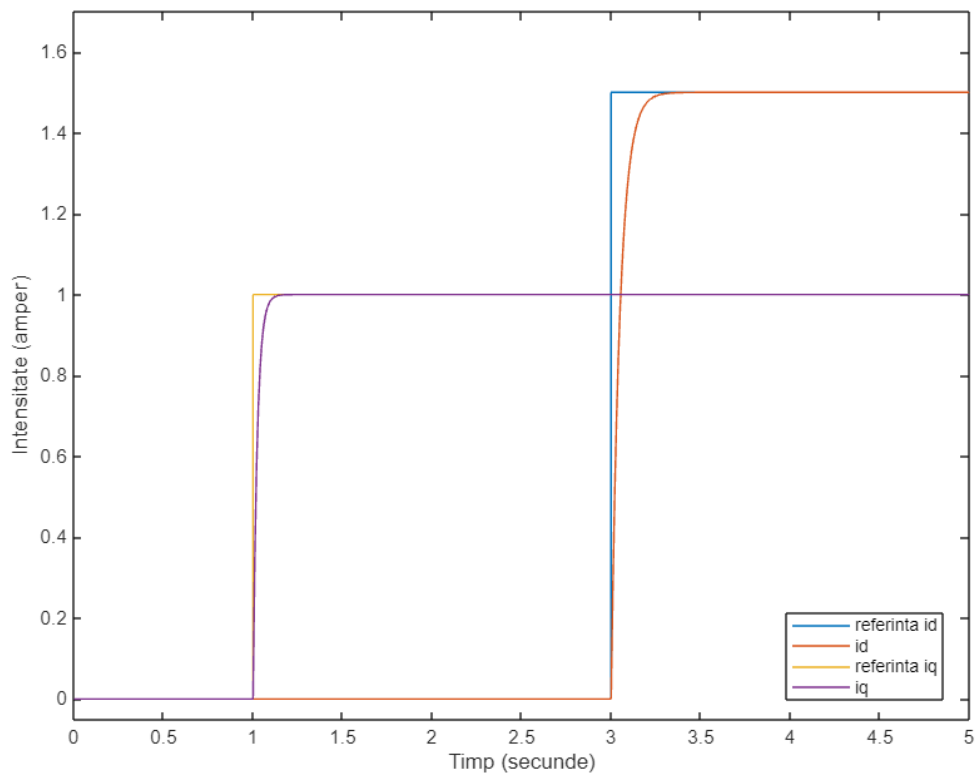


**Fig 5.11.** Modelul simulink al motorului cu curenții reglați cu algoritmul MPC





**Fig 5.12.** Ieșirile reguletoarelor MPC pentru curenți



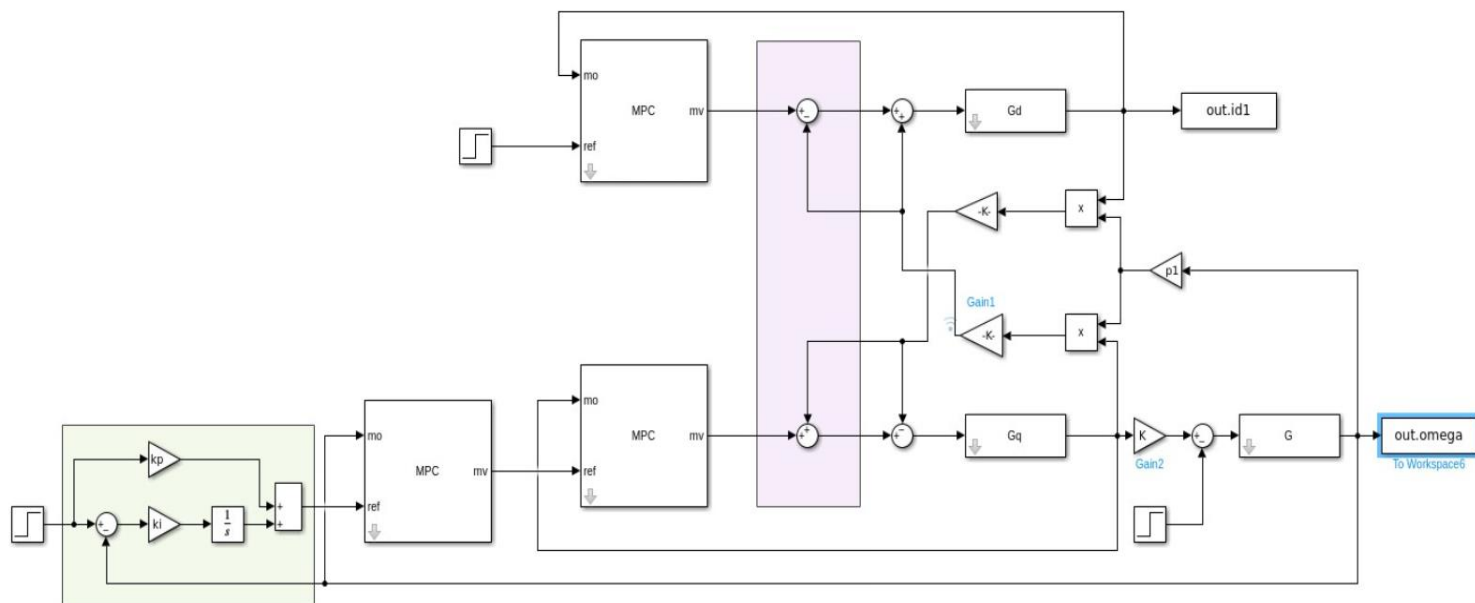
**Fig 5.13.** Dinamica curenților reglați cu algoritmul MPC

Pentru a evalua performanțele sistemului de control al curenților unui motor sincron cu reluctanță, reglat prin algoritmul Model Predictive Control (MPC), se vor calcula parametrii dinamici cheie, cum ar fi suprareglarea și durata regimului tranzitoriu.

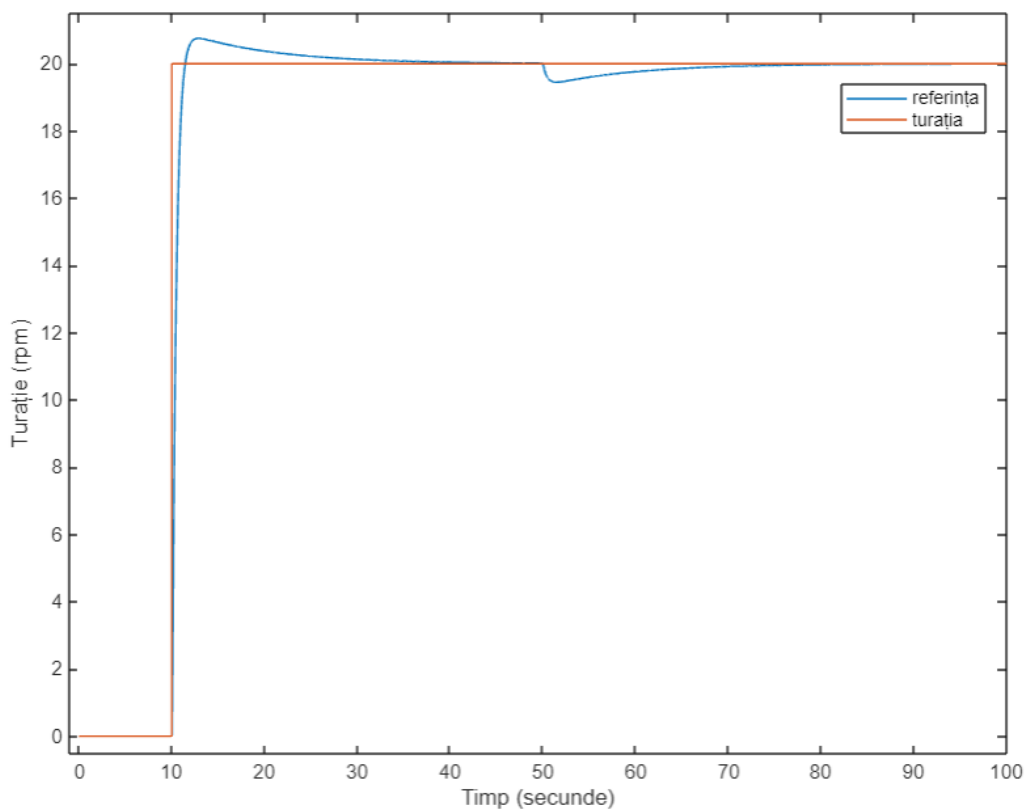
În urma simularilor:

- **Pentru curentul  $i_d$** 
  - Suprareglarea = 0 ( 0% )
  - Durata regimului tranzitoriu = 0.146s
- **Pentru curentul  $i_q$** 
  - Suprareglarea = 0 ( 0% )
  - Durata regimului tranzitoriu = 0.071s

Pentru a analiza dinamica turației motorului, s-a aplicat un semnal de treaptă cu o amplitudine de 20 *rpm* la momentul de timp  $t_0 = 10s$ . Totodată, s-a simulat un cuplu de sarcină aplicat printr-un semnal de tip treaptă cu valoarea 0.1 *rpm* la momentul de timp  $t_1 = 50s$ , moment în care sistemul se afla în regim staționar.



**Fig 5.14.** Modelul simulink al motorului cu turația reglată cu regulator MPC



**Fig 5.15.** Dinamica turației reglate cu algoritmul MPC

În urma simulărilor, se observă o bună rejecție a cuplului de sarcină și se determină performanțele sistemului cu formulele (5.1) și (5.2):

**Pentru turație:**

- Suprareglarea = 0.0375 ( 3.75% )
- Durata regimului tranzitoriu = 1.88s

Parametrii  $K_{p\Omega}$  și  $K_{i\Omega}$  au fost aleși prin metoda *trial and error*, iar valorile pentru care s-au obținut performanțele anterioare sunt:

- $K_{p\Omega} = 1$
- $K_{i\Omega} = 0.1$

## 6. Concluzii

Această lucrare a investigat controlul motorului sincron cu reluctanță variabilă prin utilizarea modelului  $d-q$ , dezvoltând și implementând o structură de reglare în cascadă pentru controlul turației motorului. Modelul  $d-q$  transformă mărimile trifazate într-un sistem de coordonate ortogonale, facilitând analiza și controlul motorului. Aceasta a permis descompunerea curenților în componentele  $d$  și  $q$ , simplificând controlul și oferind o imagine clară asupra interacțiunilor dintre curenți și turație. În modelul  $d-q$ , curentul pe axa  $d$  ( $i_d$ ) a fost menținut constant pentru a simplifica controlul, iar curentul pe axa  $q$  ( $i_q$ ) a fost utilizat pentru a controla turația motorului.

Structura de reglare propusă a utilizat un algoritm de decuplare în bucla internă pentru a elimina interacțiunile între canale, iar pentru sistemele decuplate RL s-au aplicat regulatoare de tip Model Predictive Control (MPC) pentru controlul curenților  $i_d$  și  $i_q$ . În bucla externă, s-a considerat un element de ordin 1, reprezentând dinamica buclei interne, la care s-a adăugat modelul sistemului mecanic. S-a proiectat un regulator MPC pentru bucla externă, iar rejectarea perturbațiilor s-a realizat fără erori staționare prin utilizarea unui regulator de tip Proportional-Integral (PI) aplicat asupra referinței de turație. Performanțele structurii de reglare cu regulator MPC au fost testate și validate prin simulare.

Comparând metodele de control predictiv MPC și GPC, s-a observat că regulatorul MPC oferă avantaje semnificative. În primul rând, regulatorul MPC a reușit să asigure o suprareglare nulă, ceea ce indică faptul că răspunsul sistemului nu depășește valoarea dorită a referinței în timpul regimului tranzitoriu. Suprareglarea nulă reduce riscul de instabilitate și îmbunătățește controlul general al motorului, asigurând astfel un răspuns mai predictibil și mai controlabil la schimbările de sarcină și la alte perturbații.

În al doilea rând, timpul de regim tranzitoriu obținut cu MPC a fost semnificativ mai scurt în comparație cu cel obținut utilizând GPC. Timpul de regim tranzitoriu reprezintă intervalul de timp necesar sistemului pentru a ajunge și a se stabili la noua valoare a referinței după o perturbație sau o schimbare în condițiile de operare. Un timp de regim tranzitoriu mai scurt indică faptul că sistemul reglat cu MPC este capabil să răspundă mai rapid la modificările impuse, menținând performanțe ridicate chiar și în condiții dinamice.

Un alt aspect important observat în urma studiilor comparative este că metoda MPC a demonstrat o stabilitate superioară în fața perturbărilor și erorilor de modelare. În aplicațiile industriale, unde condițiile de operare pot varia semnificativ și unde exactitatea modelului nu este întotdeauna garantată, capacitatea de a menține performanțe consistente este crucială. MPC reușește să integreze aceste variabile și să ajusteze controlul în mod continuu pentru a compensa eventualele deviații.

De asemenea, integrarea unei componente integrale și a unei componente de feedforward în cadrul controlului MPC a contribuit la eliminarea erorilor de stare staționară cauzate de perturbațiile nemăsurate generate de cuplul de sarcină și de erorile de modelare. Această abordare a permis obținerea unei performanțe superioare în ceea ce privește menținerea turației dorite a motorului, demonstrând astfel eficiența metodei MPC în controlul precis al turației.

Comparativ, metoda GPC a avut performanțe inferioare în cadrul testelor realizate. Aceasta nu a reușit să gestioneze la fel de bine perturbările și au existat dificultăți în a menține stabilitatea sistemului atunci când dinamica buclei interne nu a fost considerată. GPC, bazat pe modele CARIMA, a necesitat un control mai fin al parametrilor și nu a oferit aceeași flexibilitate și stabilitate în fața schimbărilor de condiții, așa cum a făcut MPC. Totuși, performanțele obținute cu algoritmul GPC sunt satisfăcătoare în comparație cu metodele clasice de reglare (cu regulatoare PI).

Prin urmare, această lucrare subliniază importanța alegerii unor strategii de control adecvate pentru optimizarea performanțelor sistemelor electromecanice moderne. Metoda MPC s-a dovedit a fi superioară metodei GPC în contextul controlului motorului sincron cu reluctanță variabilă, oferind avantaje substanțiale în ceea ce privește timpul de răspuns și stabilitatea sistemului, iar utilizarea modelului  $d-q$  a fost importantă pentru obținerea unui control precis al motorului.

# Bibliografie

- [1] Betz R.E., Lagerquist R., Jovanovic M., Miller T.J.E., Middleton .H. "Control of synchronous reluctance machine", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 6, pp. 1110-1122, 1993.
- [2] Staton D.A., Miller T.J.E., Wood S.E., "Maximising the saliency of synchronous reluctance motor", IEE Part. B, vol. 140, no. 4, pp. 249-259, July 1993.
- [3] Vagati A., Canova A., Chiampi M., Pastorelli M., Repetto M., 'Designrefinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis' IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 36, no. 4, pp. 1094-1102, 2000.
- [4] Sargos F.M., Etude théorique des performances des machines à réluctance variable, PhD thesis, INPL, Nancy, France, 1981.
- [5] Louis J.-P., Flieller D., Nguyen N. K., Sturtzer G., "Synchronous Motor Controls, Problems and Modelling", in LOuIs J.-P. (ed), Control of Synchronous Motors, ISTE-Wiley, 2011.
- [6] M. Costin, C. Lazar, "Constrained predictive current control in dq frame for a permanent magnet synchronous machine," in proc. of the 2023 IEEE 28th International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA), Sinaia, Romania, pp. 1-4, 12-15 Sept. 2023.
- [7] C. Căruntu, Controlul la distanță al proceselor, note de curs, TUIASI, 2023.
- [8] M. Costin, C. Lazar, Field-Oriented Predictive Control Structure for Synchronous Reluctance Motors, Machines, 11(7), 2023.
- [9] C. Lazăr, Ingineria reglării automate, note de curs, TUIASI, 2023.
- [10] Jean-Paul Louis, Control of Non-conventional Synchronous Motors, John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [11] A. Bemporad, M. Morari, N. L. Ricker, Model Predictive Control Toolbox, User's Guide, 2010.

## Anexă

### % algoritmul GPC implementat in MATLAB

```
% parametrii motorului sincron cu reluctanta(
p1=2;
Rs=7.8;
Ld=0.54;
Lq=0.21;
J=0.038;
f=0.0029;
K=p1*(Ld-Lq);

% functiile de transfer ale curentilor
numd=[1/Rs];
dend=[Ld/Rs 1];
Gd=tf(numd,dend)

numq=[1/Rs];
denq=[Lq/Rs 1];
Gq=tf(numq,denq)

% functia de transfer a turatiei - bucla interna a fost egalata cu 1
num=[1/f];
den=[J/f 1];
G=tf(num,den)

% proiectarea regulatorului PI pentru turatie
sigma=0.05;
tt3=16;
zetta =-log(sigma)/(sqrt(pi*pi+log(sigma)*log(sigma)));
wn3=4/(tt3*zetta);

kp=(2*zetta*wn3*J/f-1)/(K/f)
ki=(wn3*wn3*J/f)/(K/f)

% proiectarea regulatorului feedforward pentru simplificarea zeroului
numf=[1];
denf=[kp/ki 1];
Gff=tf(numf,denf)

% functiile de transfer discretizate
Ts=0.01; %perioada de esantionare
Gdz=c2d(Gd,Ts,'zoh')
Gqz=c2d(Gq,Ts,'zoh')
Gz=c2d(G,Ts,'zoh')
Gdz.Variable = 'z^-1'
Gqz.Variable = 'z^-1'
Gz.Variable= 'z^-1'
[num1,den1]=tfdata(Gdz,'v')
[num2,den2]=tfdata(Gqz,'v')
[num3,den3]=tfdata(Gz,'v')
```

```

%% proiectarea reguletoarelor RST
D=[1 -1];
C=[1];
z=tf('z',Ts);
hp=10;

% pentru curentul id
Ad=conv(den1,D);
Bd=num1(2);
Edf=0;
Fdf=0;
for j=1:hp
    [Ed,Fd]=calculEF(Ad,C,j);
    Edf=Edf+Ed(j)*z^(-(j-1));
    Fdf=Fdf(1)*1+Fdf(2)*z^(-1);
end
Edf.Variable='z^-1'
Fdf.Variable='z^-1'
[Rd,Sd,Td]=GPC(Ad,Bd,0,10,Ts)

% pentru curentul iq
Aq=conv(den2,D);
Bq=num2(2);
Eqf=0;
Fqf=0;

for j=1:hp
    [Eq,Fq]=calculEF(Aq,C,j);
    Eqf=Eqf+Eq(j)*z^(-(j-1));
    Fqf=Fqf(1)*1+Fqf(2)*z^(-1);
end
Eqf.Variable='z^-1'
Fqf.Variable='z^-1'
[Rq,Sq,Tq]=GPC(Aq,Bq,0,10,Ts)

% pentru turatie
Ao=conv(den3,D);
Bo=num3(2);
Eof=0;
Fof=0;

for j=1:hp
    [Eo,Fo]=calculEF(Ao,C,j);
    Eof=Eof+Eo(j)*z^(-(j-1));
    Fof=Fof(1)*1+Fof(2)*z^(-1);
end
Eof.Variable='z^-1'
Fof.Variable='z^-1'
[Ro,So,To]=GPC(Ao,Bo,0,10,Ts)

```



```
% plot-urile pentru ilustrarea rezultatelor
```

```
figure(1);  
plot(out.id1);  
hold on;  
plot(out.iq1);  
ylabel('Intensitate (amper)');  
xlabel('Timp (secunde)');  
title('');  
legend('id','iq');
```

```
%  
figure(2);  
plot(out.ud1);  
hold on;  
plot(out.uq1);  
title('');  
legend('ud','uq');
```

```
figure(3);  
plot(out.id2);  
hold on;  
plot(out.iq2);  
ylabel('Intensitate (amper)');  
xlabel('Timp (secunde)');  
title('');  
legend('id','iq');  
axis([0 5 -0.005 0.2]);
```

```
%  
figure(4);  
plot(out.id4);  
hold on;  
plot(out.iq4);  
ylabel('Intensitate (amper)');  
xlabel('Timp (secunde)');  
title('');  
legend('id','iq');  
axis([0 5 -0.05 1.7]);
```

```
figure(7);  
plot(out.o1);  
ylabel('Turație (rpm)');  
xlabel('Timp (secunde)');  
title('');  
legend('referința','turația');
```

```
axis([0 100 -0.25 22]);
```

```
% algoritmul MPC implementat in MATLAB Online
```

```
% parametrii motorului sincron cu reluctanta
```

```
p1=2;  
Rs=1.35;  
Ld=0.186;  
Lq=0.04;
```

```

J=0.079;
f=0;
Cch=0;
K=p1*(Ld-Lq);
Vn=355;% tensiune nominala
Inn=7.9;% curent nominal
wm=157; % viteza mecanica
we=wm*p1; % viteza electrica
Ismax=1.4*Inn; % curentul maxim
Vdc=650; % tensiunea DC a circuitului intermediar
Umax=Vdc/sqrt(3); % tensiunea maxima

% functiile de transfer ale curentilor
numd=[1/Rs];
dend=[Ld/Rs 1];
Gd=tf(numd,dend)

numq=[1/Rs];
denq=[Lq/Rs 1];
Gq=tf(numq,denq)

% functia de transfer a sistemului mecanic
num=[1];
den=[J f];
G=tf(num,den)

% restictiile de curent
alfa=0.43;
idmax=Ismax*alfa;
iqmax=Ismax*sqrt(1-alfa^2);

% restictiile de tensiune
beta=0.3;
udmax=Umax*beta;
uqmax=Umax*sqrt(1-beta^2);

% restrictiile asupra iesirilor reglatoarelor
vdmax=udmax+we*Lq*iqmax;
vqmax=uqmax-we*Ld*idmax;

Ts=0.01; %perioada de esantionare
hp=10; %orizontul de predictie
hm=1; %orizontul minim de predictive

% proiectarea obiectelor mpc pentru curenti
W1 = struct('ManipulatedVariables',[0],'ManipulatedVariablesRate',[1e-5],
'OutputVariables',[0.6],'ECR',100000);

W2 = struct('ManipulatedVariables',[0],'ManipulatedVariablesRate',[3e-5],
'OutputVariables',[0.5],'ECR',100000);

MV1=struct('Min',[-vdmax],'Max',[vdmax],'RateMin',[-Inf],'RateMax',[Inf]);
MV2=struct('Min',[-vqmax],'Max',[vqmax],'RateMin',[-Inf],'RateMax',[Inf]);

OV1=struct('Min',[0],'Max',[idmax]);

```

```

OV2=struct('Min',[-iqmax],'Max',[iqmax]);

mpccon1=mpc(Gd,Ts,hp,hm,W1,MV1,OV1)
mpccon2=mpc(Gq,Ts,hp,hm,W2,MV2,OV2)

% proiectarea obiectului mpc pentru turatie
tau=Lq/Rs*0.1;
G_f=series(tf(1,[tau 1]),G); %functia de transfer a buclei externe, incluzand
elementul de ordin 1

Wo = struct('ManipulatedVariables',[0],'ManipulatedVariablesRate',[2e-
5],'OutputVariables',[0.6],'ECR',100000);
MVo=struct('Min',[-iqmax],'Max',[iqmax],'RateMin',[-Inf],'RateMax',[Inf]);
OVo=struct('Min',[-Inf],'Max',[Inf]);

mpccon3=mpc(G_f,Ts,hp,hm,Wo,MVo,OVo);

% valorile parametrilor regulatorului de tip PI - metoda trial and error
kp=1;
ki=0.1;

% plot-urile pentru ilustrarea rezultatelor
figure(1);
plot(out.id)
hold on
plot(out.iq)
ylabel('Intensitate (amper)');
xlabel('Timp (secunde)');
title('');
legend('id','iq');
axis([0 5 -0.05 1.7]);

figure(2);
plot(out.ud)
hold on
plot(out.uq)
title('');
legend('ud','uq');

figure(3)
plot(out.o)
axis([-1 100 -0.5 21.5])
ylabel('Turație (rpm)');
xlabel('Timp (secunde)');
title('');
legend('referința','turația');

```