

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ "GHEORGHE ASACHI"
DIN IAȘI**



CONTROL PREDICTIV AL SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

Rezumat

Mădălin Costin

Conducător de doctorat: Prof. univ. dr. ing. Corneliu Lazăr

IAȘI, 2025

UNIVERSITATEA TEHNICĂ “GHEORGHE ASACHI” DIN IAȘI
R E C T O R A T U L

Către

Vă facem cunoscut că, în ziua de **26.09.2025** la ora **14.00** în **Sala de Consiliu a Facultății de Automatică și Calculatoare**, va avea loc susținerea publică a tezei de doctorat intitulată:

“CONTROL PREDICTIV AL SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ”

elaborată de domnul **Mădălin Costin** în vederea conferirii titlului științific de doctor.

Comisia de doctorat este alcătuită din:

- | | |
|--|------------------------|
| 1. Prof. univ. dr. ing. Adrian Burlacu | președinte |
| Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași | |
| 2. Prof. univ. dr. ing. Corneliu Lazăr | conducător de doctorat |
| Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași | |
| 3. Prof. univ. dr. ing. Mircea Nițulescu | referent oficial |
| Universitatea din Craiova | |
| 4. Prof. univ. dr. ing. Viorel Nicolau | referent oficial |
| Universitatea „Dunărea de Jos” din Galați | |
| 5. Conf. univ. dr. ing. Anca Maxim | referent oficial |
| Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași | |

Cu această ocazie vă invităm să participați la susținerea publică a tezei de doctorat.

RECTOR,

Prof. univ. dr. ing. Dan Cașcaval

Secretar universitate,

Ing. Cristina Nagiț

Cuprins

Cuprins.....	3
1. Introducere.....	4
1.1. Principiul FOC în acționările electrice de curent alternativ.....	4
1.2. Tehnici de control utilizate în acționările electrice de curent alternativ.....	4
1.3. Stadiul actual al controlului predictiv al mașinilor electrice de curent alternativ.....	4
1.4. Prezentarea tezei	5
1.4.1. Obiectivele tezei.....	5
1.4.2. Structura tezei.....	5
2. Fundamente teoretice.....	6
2.1. Modelarea mașinilor electrice de curent alternativ.....	6
2.1.1. Modelarea mașinii asincrone.....	6
2.1.2. Modelarea mașinii sincrone cu magneti permanenți.....	7
2.1.3. Modelarea mașinii sincrone cu reluctanță variabilă.....	7
2.2. Tehnici de control predictiv.....	8
2.2.1. Controlul predictiv generalizat.....	8
2.2.1.1. Controlul monovariabil.....	8
2.2.1.2. Controlul multivariabil.....	8
2.2.2. Controlul predictiv în spațiul stărilor.....	9
2.3. Concluzii.....	9
3. Controlul predictiv al curenților dq în acționările electrice cu mașini electrice de curent alternativ....	10
3.1. Introducere.....	10
3.2. Modelul unificat al curenților dq	10
3.3. Decuplarea curenților dq	11
3.4. Restricții ale semnalelor electrice ale sistemului de curenți dq	11
3.4.1. Restricțiile semnalelor la mașina asincronă.....	12
3.4.2. Restricțiile semnalelor la mașina sincronă cu magneti permanenți.....	12
3.4.3. Restricțiile semnalelor la mașina sincronă cu reluctanță variabilă.....	13
3.5. Controlul predictiv în spațiul stărilor.....	13
3.6. Controlul predictiv generalizat.....	15
3.6.1. Controlul predictiv generalizat monovariabil.....	15
3.6.2. Controlul predictiv generalizat multivariabil.....	15
3.7. Concluzii și contribuții.....	16
4. Controlul predictiv bazat pe modelele dq și $\alpha\beta$ ale mașinilor asincrone.....	16
4.1. Introducere.....	16
4.2. Controlul mașinii asincrone cu liniarizare prin feedback după stare bazată pe o omotopie	16
4.2.1. Studiu de caz.....	20
4.3. Controlul predictiv al mașinii asincrone cu comanda optimală a curenților după tehnica MTPA... ..	21
4.3.1. Studiu de caz.....	23
4.4. Controlul predictiv direct al cuplului folosind FSC.....	24
4.4.1. Studiu de caz.....	25
4.5. Concluzii și contribuții.....	25
5. Controlul predictiv bazat pe modelul dq al mașinilor sincrone.....	26
5.1. Introducere.....	26
5.2. Controlul mașinii sincrone cu magneti permanenți.....	26
5.2.1. Controlul predictiv în spațiul stărilor al mașinii sincrone cu magneti permanenți.....	26
5.2.2. Studiu de caz.....	28
5.3. Controlul mașinii sincrone cu reluctanță variabilă.....	29
5.3.1. Controlul predictiv în spațiul stărilor al mașinii sincrone cu reluctanță variabilă.....	29
5.3.2. Studiu de caz.....	31
5.4. Concluzii și contribuții.....	31
6. Concluzii, contribuții și direcții viitoare de cercetare.....	32
6.1. Concluzii.....	32
6.2. Contribuții.....	32
6.3. Direcții viitoare de cercetare.....	34
Bibliografie (extras).....	34
Anexă. Lista de lucrări publicate pe durata stagiului doctoral.....	36

1. Introducere

În cadrul acestui capitol se prezintă fundamentele care încadrează direcția abordată în cadrul tezei doctorat în raport cu realizările prezentate în literatura de specialitate.

1.1. Principiile FOC și DTC în acționările electrice de curent alternativ

În acționările electrice de curent alternativ, structura de control în cascadă este obținută în acord cu principiul FOC (Field Orientated Control – controlul cu orientare după câmp) (Boldea și Nassar, 2009; Sul, 2011), care are ca obiectiv separarea fluxului și cuplului. Dinamica fluxului magnetic și cea a cuplului electromagnetic sunt controlate pe baza componentelor dq ale curentului, întrucât curentul este, adesea, o mărime ușor-măsurabilă în practică. Modelul dq de curent este multivariabil, având componente de cuplaj neliniare și putând prezenta unii termeni de perturbație. Din acest motiv este necesară decuplarea prin tehnici specifice astfel încât să asigure controlul independent al curenților. O altă variantă de control în acționările electrice presupune controlul direct al cuplului pe baza DTC (Direct Torque Control).

1.2. Tehnici de control utilizate în acționările electrice de curent alternativ

Principalele avantaje reclamate de utilizarea legilor de control predictiv sunt: simplitatea structurală a schemei de control prin înlocuirea unor regulatoare liniare de tipul PI cu regulatoare predictive, răspuns rapid în cuplu și viteză, funcționarea într-o plajă largă de viteză, optimizarea soluției de control, asigură posibilitatea de includere a restricțiilor pentru mărimile esențiale, robustețe și asigură o rejectare bună a perturbațiilor.

În cadrul tezei, se abordează tehnicile predictive de control pe bază de model. La modul general, acestea se împart în două mari categorii: tehnici predictive cu mulțime de control finită FSC (Finite Set Control) și tehnici de control cu mulțime continuă CSC (Continuous Set Control).

Tehnicile de control tipul FCS se bazează pe funcțiile de comutație ale stărilor logice ale comutatoarelor inverterului din componența acționărilor electrice de curent alternativ (Rodríguez și Cortés, 2012). Acestea au căpătat în ultimii ani o foarte largă dezvoltare, prezentând numeroase avantaje privind performanțele de control (Hadla și Cruz, 2017; Zhang *et. al.*, 2019; Shiravani *et. al.*, 2023). O transpunere algoritmică a controlului FSC la MA a (Costin, 2020) a nuanțat particularitățile de implementare numerică generată de această structură.

1.3. Stadiul actual al controlului predictiv al mașinilor electrice de curent alternativ

Cele mai importante tehnici de control predictiv cu mulțime de control continuă, utilizate în domeniul acționărilor electrice se pot grupa în următoarele categorii: tehnici pe bază de histerezis, tehnici pe bază de traiectorie și tehnici pe bază de model.

Tehnici predictive de control cu mulțime de control continuă utilizate în domeniul acționărilor electrice au fost structurate în (Kennel, 2000) cu unele completări ulterioare. După cum se poate

obsevă din această figură, există o diversitate largă de tehnici predictive utilizate pentru controlul acționărilor electrice de curent alternativ. O comparație între principalele tehnici predictive pe baza criteriilor practice de implementare este redată în Tab. 1.1 (Peng și Yao, 2023).

Tabel. 1.1. Comparația între diferite tehnici predictive de control utilizate în acționările electrice (Peng și Yao, 2023)

Nr.crt.	Tehnică predictivă	Modulator de frecvență	Frecvență de comutație	Complexitatea algoritmului	Includerea restricțiilor
1.	Controlul predictiv deadbeat	Da	Constantă	Acceptabilă	Nu
2.	Controlul predictiv cu histerzis	Nu	Variabilă	Acceptabilă	Nu
3.	Controlul predictiv după traiectorie	Nu	Variabilă	Acceptabilă	Da
4.	Controlul predictiv cu mulțime continuă	Da	Constantă	Ridicată	Da
5.	Controlul predictiv cu mulțime finită	Nu	Variabilă	Ridicată	Da

1.4. Prezentarea generală a tezei

1.4.1. Obiectivele tezei

Plecând de la problemele discutate în literatură, prezentate în subcapitolul anterior, se definesc următoarele obiective ale tezei de doctorat:

- unificarea modelelor de curent dq ale mașinilor electrice analizate, care să materializeze caracterul unitar al acestor modele în cadrul structurilor de control predictiv ale acționărilor electrice de curent alternativ;
- dezvoltarea în sistemul de coordonate dq a unor structuri de control predictiv în cascadă pentru mașinile electrice de curent alternativ cele mai utilizate în practică, precum: mașina asincronă (MA), mașina sincronă cu magneți permanenți (MSMP) și mașina sincronă cu reluctanță variabilă (MSRV).
- proiectarea reguletoarelor predictive ale buclei interne de control pentru controlul decuplat cu restricții al curenților dq pentru mașinile electrice de curent alternativ care sunt uzual utilizate în practică: MA, MSMP și MSRV
- dezvoltarea unor algoritmi de control predictiv pentru bucla externă, care are în componență reguletoare pentru flux și vitezei la structura de control a MA și, respectiv, de vitezei, cu rejectia cuplului de sarcină în cazul structurilor de control ale mașinilor sincrone, care conțin MSMP și MSRV;
- validarea tehnicilor predictive propuse pentru structurile de control în cascadă adoptate folosind mediul de simulare Matlab Simulink.

1.4.2. Structura tezei

Teza de doctorat este structurată pe cinci capitole și unul de concluzii. O descriere sumară a acestor capitole se realizează după cum urmează.

În Capitolul 1, intitulat *Introducere*, se prezintă stadiul actual al controlului predictiv al celor mai utilizate mașini electrice utilizate în cadrul sistemelor de acționare electrică de curent alternativ, precum MA, MSMP și MSRV, și prezentarea generală a tezei.

Capitolului 2, denumit *Fundamentele teoretice*, prezintă modelarea mașinilor electrice de curent alternativ în sistemul de coordate dq , precum și tehnicile predictive de control, care vor fi utilizate pe parcursul tezei.

În cadrul Capitolul 3, intitulat *Controlul predictiv al curenților dq în acționările electrice cu mașini de curent alternativ*, se prezintă principalele etape ale proiectării reguletoarelor predictive aferente buclelor de curent pe baza unui model unificat al curenților dq care include particularitățile comune ale modelelor de curent ale MA, MSMP și MSRV.

În cadrul Capitolului 4, denumit *Controlul predictiv bazat pe modelele dq și $\alpha\beta$ ale mașinilor asincrone* s-a introdus mai multe structuri de control a MA, precum: structura de control în cascadă, liniarizată prin feedback după stare - baza de omotopie - având bucla internă de curent cu reguletoare MPC și bucla externă cu reguletoarelor model-free, de tipul iP pentru controlul fluxului și al vitezei, structura în cascadă cu eguletoare MPC pe ambele bucle la care referințele de curent se obțin conform tehnicii MTPA, iar ultima structura presupune controlul direct al cuplului folosind FSC, unde vireza este controlată prin intermediul unui regulator PI.

Capitolul 5 al tezei este, cu titlul *Controlul predictiv bazat pe modelul dq al mașinilor sincrone*, este dedicat structurilor de control ale mașinilor electrice sincrone, precum MSMP și MSRV, având în componență reguletoare MPC la ambele bucle de control.

Teza se încheie cu un capitol de concluzii, contribuții și dezvoltări viitoare, unde este prezentată și lista de lucrări publicate pe problematica controlului predictiv în acționările electrice de curent alternativ, care diseminează rezultatele obținute în cadrul tezei.

2. Fundamente teoretice

În prima parte a capitolului sunt descrise modelele matematice în coordonate ortogonale de tip dq ale celor mai utilizate mașini electrice din cadrul sistemelor moderne de acționare electrică precum: MA, MSMP și MSRV. Sulimentar la MA se prezintă și modelul $\alpha\beta$. Din modelele mașinilor electrice se separă ecuațiile de curent, care au o dinamică rapidă, de cele care au o dinamică mai lentă corespunzătoare părții mecanice. Legătura între cele tipuri de ecuații se realizează prin intermediul cuplului electromagnetic. Partea a doua a capitolului este dedicată expunerii tehnicilor de predictive de control, MPC și GPC, utilizate în acționările electrice.

2.1. Modelarea mașinilor electrice de curent alternativ

2.1.1. Modelarea mașinii asincrone

- Modelul dq

Pe baza ecuațiilor de curent ale MA, după decuplare, rezultă dinamica echivalentă a circuitului $R - L$ de pe canalele principale:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_\sigma} i_d(t) + \frac{1}{L_\sigma} \underbrace{\left(u_d(t) + L_\sigma \omega_s(t) i_q(t) - \frac{1}{\tau_r} k_r \phi_r(t) \right)}_{\tilde{u}_d(t)} \\ \frac{di_q(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_\sigma} i_q(t) + \frac{1}{L_\sigma} \underbrace{\left(u_q(t) - L_\sigma \omega_s(t) i_d(t) - k_r \omega_e(t) \phi_r(t) \right)}_{\tilde{u}_q(t)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_d(t) + \frac{1}{L_\sigma} \tilde{u}_d(t) \\ \frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_\sigma} i_q(t) + \frac{1}{L_\sigma} \tilde{u}_q(t) \end{cases}, \quad (2.1)$$

unde intrările $\tilde{u}_{d/q}(t)$ sunt obținute în funcție de tensiunile $u_{d/q}(t)$ și de componetele de interacțiune $u_{d/q}^i(t)$.

Dinamica modelului părții mecanice a MA este descrisă de ecuația de mișcare:

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J}(T_e(t) - T_l(t)), \quad (2.2)$$

unde cuplul electromagnetic este:

$$T_e(t) = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \phi_r(t) i_q(t). \quad (2.3)$$

- Modelul $\alpha\beta$

Se obține succesiv din ecuațiile de curent, fluxuri, cuplu și mișcare:

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{s\alpha}(t) + \frac{k_r}{r_\sigma \tau_\sigma \tau_r} \phi_{r\alpha}(t) + \frac{k_r}{r_\sigma \tau_\sigma} \omega_e(t) \phi_{r\beta}(t) + \frac{1}{r_\sigma \tau_\sigma} u_{s\alpha}(t) \\ \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_\sigma} i_{s\beta}(t) - \frac{k_r}{r_\sigma \tau_\sigma} \omega_e(t) \phi_{r\alpha}(t) + \frac{k_r}{r_\sigma \tau_\sigma \tau_r} \phi_{r\beta}(t) + \frac{1}{r_\sigma \tau_\sigma} u_{s\beta}(t) \end{aligned}, \quad (2.4)$$

$$\frac{d\phi_{s\alpha}(t)}{dt} = R_s i_{s\alpha}(t) - u_{s\alpha}(t); \quad \frac{d\phi_{s\beta}(t)}{dt} = R_s i_{s\beta}(t) - u_{s\beta}(t) \quad (2.5)$$

$$\phi_{r\alpha}(t) = \frac{L_r}{L_m} \phi_{s\alpha}(t) + i_{s\alpha}(t) \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right); \quad \phi_{r\beta}(t) = \frac{L_r}{L_m} \phi_{s\beta}(t) + i_{s\beta}(t) \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right),$$

$$T_e(t) = \frac{3}{2} p [\phi_{s\alpha}(t) i_{s\beta}(t) - \phi_{s\beta}(t) i_{s\alpha}(t)], \quad (2.6)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J}(T_e(t) - T_l(t)). \quad (2.7)$$

2.1.2. Modelarea mașinii sincrone cu magneți permanenți

Procedând similar ca la MA, modelul de curent (adus la dinamica circuitului $R-L$), al părții mecanice și expresia expresia cuplului electromagnetic, respectiv, la MSMP sunt:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} \underbrace{(u_d(t) + L_q \omega_e(t) i_q(t))}_{\tilde{u}_d(t)} \\ \frac{di_q(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} \underbrace{(u_q(t) - L_d \omega_e(t) i_d(t) - \omega_e(t) \phi_{MP}(t))}_{\tilde{u}_q(t)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} \tilde{u}_d(t) \\ \frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} \tilde{u}_q(t) \end{cases}, \quad (2.8)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J}(T_e(t) - T_l(t)), \quad (2.9)$$

$$T_e(t) = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d(t) i_q(t) + \phi_{MP}(t) i_q(t)]. \quad (2.10)$$

2.1.3. Modelarea mașinii sincrone cu reluctanță variabilă

Modelul MSRV se obține în model similar cu cel al MSMP în ipoteza particulară a anulării fluxului $\phi_{PM} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} \underbrace{(u_d(t) + L_q \omega_e(t) i_q(t))}_{\tilde{u}_d(t)} \\ \frac{di_q(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} \underbrace{(u_q(t) - L_d \omega_e(t) i_d(t))}_{\tilde{u}_q(t)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} \tilde{u}_d(t) \\ \frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} \tilde{u}_q(t) \end{cases}, \quad (2.11)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J} (T_e(t) - T_l(t)), \quad (2.12)$$

$$T_e(t) = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d(t) i_q(t)]. \quad (2.13)$$

2.2. Tehnici de control predictiv

În acest subcapitol se prezintă tehnicile de control predictiv precum MPC și GPC.

2.2.1. Controlul predictiv generalizat

2.2.1.1. Controlul monovariabil

Se consideră partea fixată a unui proces monovariabil descris de un model de tipul intrare-ieșire cu ajutorul funcției de transfer continue discrete, pe baza căruia se obține succesiv modelul CARIMA (Controlled Autoregressive Integrated Moving Average) care va sta la baza calculului predictorului de ordinul n (Clarke *et al.*, 1987a; Clarke *et al.*, 1987b; Camacho și Bordons, 2007):

$$\begin{aligned} H(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} &\Rightarrow \begin{cases} \Delta A(z^{-1})y(k) = \tilde{B}(z^{-1})\Delta u(k-1) + C(z^{-1})\xi(k) \\ \tilde{B}(z^{-1}) = zB(z^{-1}); C(z^{-1}) = 1; \Delta = 1 - z^{-1} \end{cases} \\ &\Downarrow \\ \hat{y}(k+n|k) &= G_n(z^{-1})\Delta u(k+n-1|k) + F_n(z^{-1})y(k) + H_n(z^{-1})\Delta u(k-1) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Control predictiv se reduce succesiv la o optimizării unei probleme pătratice cu restricții (c.r.), folosind predictorul (2.14), obținându-se succesiv incrementul comenzii și, mai departe, ieșirea regulatorului pe baza principiului orizontului alunecător:

$$\begin{aligned} &\begin{cases} J(\Delta u) = \sum_{n=1}^{h_p} \delta [\hat{y}(k+n|k) - r(k+n|k)]^2 + \sum_{n=1}^{h_c} \mu [\Delta u(k+n-1|k)]^2 \\ \text{c.r.:} \begin{cases} u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max}, \forall k \in [0, h_c - 1] \\ y_{\min} \leq y(k) \leq y_{\max}, \forall k \in [1, h_p] \\ \Delta u(k+n|k) = 0, \quad n \geq h_c \end{cases} \end{cases} \\ &\Downarrow \\ &\left\{ \begin{array}{l} \min_{\Delta u} J = \frac{1}{2} \Delta \mathbf{u}^T \mathbf{H} \Delta \mathbf{u} + \mathbf{b}^T \Delta \mathbf{u} + f_0 \\ \mathbf{R} \Delta \mathbf{u} \leq \mathbf{c} \end{array} \right\} \Rightarrow u(k) = \Delta u^*(k|k) + u(k-1) \end{aligned} \quad (2.15)$$

unde r este referința ieșirii, (δ, μ) sunt ponderile pozitiv-definite, iar $u_{\min/\max}$ și $y_{\min/\max}$ sunt restricțiile liniare minime/maxime impuse intrării și ieșirii ale procesului, h_c și h_p reprezintă orizontul de comandă și, respectiv, orizontul de predicție.

2.2.1.2. Controlul multivariabil

Se consideră o parte fixată reprezentată de modelul multivariabil liniar de tip intrare-ieșire al procesului, din care se obține modelului multivariabil CARIMA, pe baza căruia se determină predictorul de ordinul n (Clarke *et al.*, 1987a; Clarke *et al.*, 1987b; Camacho și Bordons, 2007):

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(z^{-1}) &= \mathbf{M}(z^{-1})\mathbf{U}(z^{-1}) \Rightarrow \mathbf{A}(z^{-1})\mathbf{y}(k) = \mathbf{B}(z^{-1})\mathbf{u}(k-1) + \frac{1}{\Delta} \mathbf{C}(z^{-1})\xi(k) \\ &\Downarrow \\ \hat{\mathbf{y}}(k+n|k) &= \mathbf{G}_n(z^{-1})\Delta \mathbf{u}(k+n-1|k) + \mathbf{F}_n(z^{-1})\mathbf{y}(k) + \mathbf{H}_n(z^{-1})\Delta \mathbf{u}(k-1) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Problema de control GPC multivariabil se rezolvă prin optimizării a unei probleme de programare pătratică cu restricții, de unde rezultă incrementul comenzii și, mai departe, ieșirea regulatorului pe baza principiului orizontului alunecător:

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{u}} J &\Rightarrow \Delta \mathbf{u} \\ J(\Delta \mathbf{u}) &= \sum_{n=1}^{h_p} \|\hat{\mathbf{y}}(k+n|k) - \mathbf{r}(k+n|k)\|_{\mathbf{R}}^2 + \sum_{n=1}^{h_c} \|\Delta \mathbf{u}(k+n-1|k)\|_{\mathbf{Q}}^2 \Rightarrow \Delta \mathbf{u}^* = (\mathbf{G}^T \mathbf{R} \mathbf{G} + \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{Q} (\mathbf{r} - \mathbf{f}) \\ \text{c. r.: } \Delta \mathbf{u}(k+n|k) &= 0, \quad n \geq h_c \end{aligned} \quad \left| \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right. \quad \Downarrow \quad (2.13)$$

$$\Delta \mathbf{u}^*(k) = \mathbf{K}(\mathbf{r} - \mathbf{f}) \Rightarrow \mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \Delta \mathbf{u}^*(k)$$

unde mărimile care intervin își păstrează semnificațiile de la controlul monovariabil, iar $\mathbf{R}$ și $\mathbf{Q}$ sunt matricile pondere, de tip diagonală, pozitiv-definite.

2.2.2. Controlul predictiv în spațiul stărilor pe bază de model

Se consideră partea fixată reprezentată de un sistem discret în spațiul stărilor:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (2.14)$$

Pentru realizarea proprietății de urmărire a referințelor se construiește un model extins, obținut din modelul discret al părții fixate (2.14) la care se adaugă o stare suplimentară $\mathbf{x}_u(k) = \mathbf{u}(k-1)$:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{x}_u(k+1) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{x}}(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_u(k) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{x}}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_d \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \Delta \mathbf{u}(k) \Rightarrow \begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \underbrace{[\mathbf{C}_d \quad 0]}_{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{x}}(k) \end{cases} \quad (2.15) \end{aligned}$$

Plecând de la modelul extins (2.14) se obține prin recurență predictorul de ordinul n :

$$\mathbf{y}(k+n|k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \left(\mathbf{A}_d^n \tilde{\mathbf{x}}(k) + \sum_{m=0}^{n-1} \mathbf{A}_d^m \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{u}(k-1-m|k) \right) \quad (2.16)$$

Folosind (2.16), funcția de cost aferentă controlului MPC se reduce la o problemă de programare pătratică cu restricții, unde se obține incrementul comenzii și, mai departe, rezultă ieșirea regulatorului pe baza principiului orizontului alunecător (Bemporad, 2006):

$$\begin{aligned} J(\Delta \mathbf{u}) &= \frac{1}{2} \Delta \mathbf{u}^T \mathbf{H} \Delta \mathbf{u} + \begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(k) & \mathbf{u}^T(k-1) & \mathbf{r}^T \end{bmatrix} \mathbf{F}^T \Delta \mathbf{u} \\ \text{c.r.: } \begin{cases} \Delta \mathbf{u}_{\min} \leq \Delta \mathbf{u}(k+n|k) \leq \Delta \mathbf{u}_{\max}, & n \in [0, h_p - 1] \\ \mathbf{y}_{\min} \leq \mathbf{y}(k+n|k) \leq \mathbf{y}_{\max}, & n \in [1, h_p] \end{cases} \end{aligned} \quad \left| \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right. \Rightarrow \begin{cases} \Delta \mathbf{u}^* = \arg \min_{\Delta \mathbf{u}} J(\Delta \mathbf{u}) \\ \text{c.r.: } \mathbf{\Omega} \Delta \mathbf{u} \leq \mathbf{W} + \mathbf{S} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k-1) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.17)$$

unde matricile utilizate $\mathbf{H}, \mathbf{F}, \mathbf{\Omega}, \mathbf{W}$ și $\mathbf{S}$ admit o forma particulară pentru fiecare caz concret studiat (Bemporad, 2004),

Soluția optimală a problemei (2.17) este dată de secvența viitoare de control din care se obține legea de control, de unde se obține comanda optimală:

$$\Delta \mathbf{u}^* = \left[\Delta \mathbf{u}^*(k|k) \quad \Delta \mathbf{u}^*(k+1|k) \quad \dots \quad \Delta \mathbf{u}^*(k+h_p|k) \right]^T \Rightarrow \mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) + \Delta \mathbf{u}^*(k|k) \quad (2.18)$$

2.3. Concluzii

Modelele ortogonale de tip dq ale mașinilor electrice de curent alternativ utilizate în cadrul sistemelor de control a mașinilor electrice oferă o perspectivă largă privind utilizarea acestora în

cadrul structurilor de control automat. Se poate separa, din modelul mașinii, pe cel corespunzător dinamicii rapide reprezentat de modelul de curent, și pe cel cu o dinamică mai lentă, descris de către modelul părții mecanice.

Tehnicile de control predictiv, GPC și MPC, permit rezolvarea optimă a problemei de control pentru procesele cu model cunoscut. Soluția optimă este obținută în limitele stabilite prin restricțiile care se vor adopta în faza de proiectare a structurilor de control. Prin prelucrări matematice adecvate, problema de control GPC/MPC se aduce la o formă de programare pătratică cu restricții liniare, ceea ce va facilita procedura de căutare a soluției optime.

3. Controlul predictiv al curenților dq în acționările electrice cu mașini de curent alternativ

3.1. Introducere

Obiectivul acestui capitol îl reprezintă dezvoltarea unui model unificat al curenților dq și controlul predictiv al curenților.

3.2. Modelul unificat al curenților dq

Din analiza ecuațiilor de echilibru ale tensiunilor statorice ale celor trei mașini electrice de curent alternativ se constată că au în comun trei componente cu caracter similar: una aferentă circuitului R - L , a doua generată de cuplajul neliniar al curenților și a treia datorată tensiunii contraelectromotoare.

Astfel, generalizând aceste modele de curent pentru toate mașinile electrice de curent alternativ analizate s-a dezvoltat un model dq de curent unificat, având următoarea structură:

$$\begin{aligned} \frac{di_d(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_{\chi d}} i_d(t) + \frac{1}{L_{\chi d}} \left(u_d(t) + L_{\chi q} \omega_{\chi s}(t) i_q(t) - k_{\chi d} \phi_{\chi r}(t) \right) \\ \frac{di_q(t)}{dt} &= -\frac{1}{\tau_{\chi q}} i_q(t) + \frac{1}{L_{\chi q}} \left(u_q(t) - L_{\chi d} \omega_{\chi s}(t) i_d(t) - k_{\chi q} \omega_e(t) \phi_{\chi r}(t) \right), \end{aligned} \quad (3.1)$$

unde se pot remarca circuitele $R_\chi - L_{\chi\ell}$, $\ell = d, q$, cuplajele curenților, iar tensiunea contraelectromotoare.

Parametrii modelului unificat de tipul (3.1) pot fi particularizați pentru fiecare tip de mașină electrică în funcție de valorile parametrului de unificare $\chi = 1, 2, 3$ precum este arătat în Tab. 3.1, ceea ce arată caracterul unitar al modelului.

Tabel 3.1. Parametrii modelului unificat de curent.

Masina electrică	R_χ	$L_{\chi d}$	$L_{\chi q}$	$\tau_{\chi d}$	$\tau_{\chi q}$	$\omega_{\chi s}$	$\phi_{\chi r}$	$k_{\chi d}$	$k_{\chi q}$
MA ($\chi=1$)	r_σ	L_σ	L_σ	τ_σ	τ_σ	ω_s	ϕ_r	k_r / τ_r	k_r
MSMP ($\chi=2$)	R_s	L_d	L_q	τ_d	τ_q	ω_e	ϕ_{MP}	0	1
MSRV ($\chi=3$)	R_s	L_d	L_q	τ_d	T_q	ω_e	0	0	0

Pentru aplicațiile cu un anumit tip de mașină electrică se va adopta parametrul χ de unificare corespunzător acesteia.

Pe baza modelului (3.4) s-a obținut un model unificat multivariabil cu două intrări și două ieșiri, care poate fi expus în formă matriceală:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_q(t)}{dt} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{dq}(t)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{\chi d}} & \frac{L_{\chi q}}{L_{\chi d}} \omega_{\chi s}(t) \\ -\frac{L_{\chi d}}{L_{\chi q}} \omega_{\chi s}(t) & -\frac{1}{\tau_{\chi q}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_c} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{dq}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\chi d}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{\chi q}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_c} \underbrace{\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_{dq}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{k_{\chi d}}{L_{\chi d}} \\ -\omega_e(t) \frac{k_{\chi q}}{L_{\chi q}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_c} \phi_{\chi r}(t), \quad (3.2) \\
 \Rightarrow \dot{\mathbf{i}}_{dq}(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{i}_{dq}(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{E}_c \phi_{\chi r}(t)
 \end{aligned}$$

unde se constată că matricile $\mathbf{A}_c(t)$ și $\mathbf{E}_c(t)$ depind de timp prin intermediul vitezelor unghiulare.

Intrucât în acționările electrice dinamica vitezei este mult mai lentă decât cea a curentului, se vor considera constante vitezele unghiulare, electrică $\omega_e(t)$ și sincronă $\omega_{\chi s}(t)$ pe durata orizontului de predicție. Mai departe, aplicând transformata Laplace modelului (3.2) se obține modelul de curent unificat operațional:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{I}_{dq}(s)} &= \underbrace{\frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{\chi d}} \left(s + \frac{1}{\tau_{\chi q}} \right) & -\frac{1}{L_{\chi q}} \omega_{\chi s} \\ -\frac{1}{L_{\chi d}} \omega_{\chi s} & -\frac{1}{L_{\chi q}} \left(s + \frac{1}{\tau_{\chi d}} \right) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}_{dq}(s)} + \underbrace{\frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} k_{\chi d} \left(s + \frac{1}{\tau_{\chi q}} \right) + k_{\chi q} \omega_e \omega_{\chi s} \\ k_{\chi q} \omega_e \left(s + \frac{1}{\tau_{\chi d}} \right) + k_{\chi d} \omega_{\chi s} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}(s)} \Phi_{\chi r}(s), \quad (3.3) \\
 \Rightarrow \mathbf{I}_{dq}(s) &= \mathbf{M}(s) \mathbf{U}_{dq} + \mathbf{D}(s) \Phi_{\chi r}(s)
 \end{aligned}$$

3.3. Decuplarea curenților dq

Prin decuplare curenților, tensiunile $u_{d/q}(t)$ se obțin cunoscând ieșirile $v_{d/q}(t)$ ale reguletoarelor de pe canalele principale; dinamica rezultată a sistemului va corespunde circuitului $R_\chi - L_{\chi\ell}$, $\ell = d, q$:

$$\begin{aligned}
 u_d(t) &= v_d(t) + u_{\chi d}^{ff}(t) \Rightarrow \frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_{\chi d}} i_d(t) + \frac{1}{L_{\chi d}} v_d(t) \Rightarrow L_{\chi d} \frac{di_d(t)}{dt} + R_\chi i_d(t) = v_d(t) \\
 u_q(t) &= v_q(t) + u_{\chi q}^{ff}(t) \Rightarrow \frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{1}{\tau_{\chi q}} i_q(t) + \frac{1}{L_{\chi q}} v_q(t) \Rightarrow L_{\chi q} \frac{di_q(t)}{dt} + R_\chi i_q(t) = v_q(t)
 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Este esențial de menționat că proiectarea reguletoarelor predictive monovariabile se va face pe baza modelelor decuplate.

3.4. Restricții ale semnalelor electrice ale sistemului de curenți dq

Pentru a reduce efortul de calcul, restricțiile pătratică de tensiune și curent se simplifică prin transformarea acestora într-o limitare liniară (Wang *et al.*, 2015), iar din restricțiile de tensiune rezultă limitările ieșirii reguletoarelor:

$$\begin{aligned}
 \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max} &\Rightarrow -i_\ell^{\max} \leq i_\ell \leq i_\ell^{\max} \\
 \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{\max} &\Rightarrow -u_\ell^{\max} \leq u_\ell \leq u_\ell^{\max} \Rightarrow -v_\ell^{\max} \leq v_\ell \leq v_\ell^{\max}, \quad \ell = d, q
 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Merită de subliniat faptul că transformarea restricțiilor pătratică în restricții liniare, dincolo de avantajele simplificării implementării, reduce aria admisibilă de variație a componentelor de tensiune și curent.

3.4.1. Restricțiile semnalelor la mașina asincronă

În acest paragraf se propune o nouă formulare a restricțiilor aferente tensiunilor și curenților la MA. Astfel, se introduc restricții pentru componentele dq ale curentului statoric prin intermediul unui factor subunitar $0 \leq \gamma_c \leq 1$, care stabilește direct limita curentului pe axa d :

$$i_d^{\max} = \gamma_c I_{\max}; i_q^{\max} = \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max}, \quad (3.6)$$

de unde se obțin restricțiile curentului (3.6):

$$0 \leq i_d \leq i_d^{\max} = i_{dN} = \frac{\phi_{rN}}{L_m}; -i_q^{\max} \leq i_q \leq i_q^{\max}. \quad (3.7)$$

În mod similar precum la curent se introduc restricțiile componentelor dq de tensiune prin intermediul unui factor subunitar $0 \leq \gamma_u \leq 1$ care permite calculul componentelor maxime ale tensiunii pentru cazul alimentării MA printr-un invertor cu modulație SVPWM:

$$u_d^{\max} = \gamma_u \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; u_q^{\max} = \sqrt{1 - \gamma_u^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (3.8)$$

Din (3.5) – (3.8) rezultă limitele ieșirilor reguletoarelor de pe canalele principale ale modelului de curent al MA într-o formă explicită (Costin și Lazăr, 2024a):

$$v_d^{\max} = -L_1 \omega_{sN} \sqrt{1 - \left(\frac{\phi_{rN}}{L_m I_{\max}} \right)^2} \frac{\phi_{rN}}{L_m} - L_1 \frac{\beta}{\tau_r} \phi_{rN} - \gamma_v \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; v_q^{\max} = L_1 \omega_{sN} \frac{\phi_{rN}}{L_m} + L_1 \beta \omega_{eN} \phi_{rN} - \sqrt{1 - \gamma_v^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (3.9)$$

3.4.2. Restricțiile semnalelor la mașina sincronă cu magneți permanenți

La MSMP pentru curenți se impun aceleași restricții liniare precum în cazul anterior:

$$i_d^{\max} = \gamma_c I_{\max}; i_q^{\max} = \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max}. \quad (3.10)$$

La tensiuni limitele se stabilesc considerând alimentarea MSMP prin intermediul unui invertor cu modulație SVPWM:

$$u_d^{\max} = \gamma_u \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; u_q^{\max} = \sqrt{1 - \gamma_u^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (3.11)$$

Factorul de introducerea a restricțiilor γ_c se va alege astfel curentul pe axa d să se încadreze într-o plajă redusă în jurul comenzii $i_d^{\text{ref}} = 0$, conform (Bolognani *et al.*, 2009) trebuie îndeplinită condiția $\gamma_c < 1$, care în practică se alege către valori mai mici, rezultând restricțiile liniare:

$$0 \leq i_d \leq i_d^{\max}; -i_q^{\max} \leq i_q \leq i_q^{\max}, \quad (3.12)$$

iar restricțiile corespunzătoare ieșirilor reguletoarelor de pe canalele principale rămân simetrice:

$$-v_d^{\max} \leq v_d \leq v_d^{\max}; -v_q^{\max} \leq v_q \leq v_q^{\max}. \quad (3.12)$$

Din relațiile de decuplare rezultă limitele ieșirii reguletoarelor:

$$v_d^{\max} = L_q \omega_{eN} \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max} - \gamma_u \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; v_q^{\max} = L_d \omega_{eN} \gamma_c I_{\max} + \omega_{eN} \phi_{MP} - \sqrt{1 - \gamma_u^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (3.13)$$

3.4.3. Restricțiile semnalelor la mașina sincronă cu reluctanta variabilă

Pentru stabilirea restricțiilor liniare ale MSRV se urmează aceeași procedură precum în cazul MSMP, stabilindu-se aceleași limitele pentru curent:

$$i_d^{\max} = \gamma_c I_{\max}; i_q^{\max} = \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max}. \quad (3.14)$$

La tensiune limitele se stabilesc considerând alimentarea MSRV printr-un invertor cu modulație SVPWM:

$$u_d^{\max} = \gamma_u \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; u_q^{\max} = \sqrt{1 - \gamma_u^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (3.15)$$

în care limitele componentelor feedforward de decuplare sunt:

$$u_d^{ff-\max} = L_q \omega_{eN} \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max}; u_q^{ff-\max} = L_d \omega_{eN} \gamma_c I_{\max}. \quad (3.16)$$

Utilizând succesiv relațiile (3.5) și (3.14)-(3.16) rezultă limitele ieșirilor reglatoarelor monovariabile de pe canalele principale ale modelului de curent al MSRV (Costin și Lazăr, 2023a):

$$v_d^{\max} = L_q \omega_{eN} \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max} - \gamma_u \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; v_q^{\max} = L_d \omega_{eN} \gamma_c I_{\max} - \sqrt{1 - \gamma_u^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (3.17)$$

3.5. Controlul predictiv în spațiul stărilor

Pentru proiectarea reglatoarelor MPC de curent se va utiliza modelul unificat decuplat (3.4). Rezultate particularizate pentru fiecare mașină electrică se regăsesc în: MA (Costin și Lazăr, 2024a; Costin și Lazăr, 2024c), MSMP (Costin și Lazăr, 2023b; Costin și Lazăr, 2024b) și MSRV (Costin și Lazăr, 2023a). Prin introducerea unei stări adiționale în modelul de curent, discretizat din cel continuu (3.4), reprezentată de intrarea modelului circuitului echivalent $R_\chi - L_{\chi\ell}$, $\ell = d, q$ decalată cu un pas în urmă $x_v(k) = v_\ell(k-1)$, rezultă modelul extins de curent:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_\ell(k+1) \\ x_v(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_\ell(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_\ell & b_\ell \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_\ell} \underbrace{\begin{bmatrix} i_\ell(k) \\ x_v(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_\ell(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_\ell \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_\ell} \Delta v_\ell(k) \Rightarrow \mathbf{x}_\ell(k+1) = \mathbf{A}_\ell \mathbf{x}_\ell(k) + \mathbf{b}_\ell \Delta v_\ell(k). \quad (3.18)$$

Prin recursivitate a se obține predicția ieșirii (a curentului) din modelului extins de curent:

$$i_\ell(k+n|k) = [1 \quad 0] \left(\mathbf{A}_\ell^n \mathbf{x}_\ell(k) + \sum_{m=0}^{n-1} \mathbf{A}_\ell^m \mathbf{b}_\ell \Delta v_\ell(k-1-m|k) \right). \quad (3.19)$$

Pentru a se obține o soluție fezabilă se introduc relaxări în cadrul problemei de control MPC care presupune optimizarea unei funcții cost cu restricții asupra intrării și ieșirii regulatorului MPC:

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} J_\ell \Rightarrow \Delta \mathbf{v}_\ell, \quad \ell = d, q \\ J_\ell(\Delta \mathbf{v}_\ell) = \sum_{n=1}^{h_{p\ell}} \left(\delta_\ell (i_\ell(k+n|k) - i_\ell^{\text{ref}}(k+n|k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_{c\ell}} \left(\mu_\ell \Delta v_\ell(k+n|k) \right)^2 + \rho_{\ell\epsilon} \epsilon_\ell, \quad (3.20) \\ \text{c.r.} \begin{cases} \ell = d \Rightarrow \begin{cases} 0 - \epsilon_d W_d^{i_d \min} \leq i_d(k+n|k) \leq i_d^{\max} + \epsilon_d W_d^{i_d \max}, & n=1, \dots, h_{pd} \\ -v_d^{\max} - \epsilon_d W_d^{v_d \min} \leq v_d(k+p|k) \leq v_d^{\max} + \epsilon_d W_d^{v_d \max}, & p=0, \dots, h_{cd}-1 \end{cases} \\ \ell = q \Rightarrow \begin{cases} -i_q^{\max} - \epsilon_q W_q^{i_q \min} \leq i_q(k+n|k) \leq i_q^{\max} + \epsilon_q W_q^{i_q \max}, & n=1, \dots, h_{pq} \\ -v_q^{\max} - \epsilon_q W_q^{v_q \min} \leq v_q(k+p|k) \leq v_q^{\max} + \epsilon_q W_q^{v_q \max}, & p=0, \dots, h_{cq}-1 \end{cases} \end{cases} \end{aligned}$$

unde funcția cost J_ℓ depinde de secvența viitoare de control $\Delta \mathbf{v}_\ell = [\Delta v_\ell(k|k) \Delta v_\ell(k+1|k) \dots \Delta v_\ell(k+h_{c\ell}-1|k) \varepsilon_\ell]^T$.

Prin $(h_{c\ell}, h_{p\ell})$ s-au simbolizat orizonturile de predicție, iar (δ_ℓ, μ_ℓ) sunt ponderile. Variabila slack ε_ℓ , care are rolul de a relaxa restricțiile, este introdusă în cadrul funcției J_ℓ cost cu ajutorul ponderii $\rho_{\ell\varepsilon}$, iar restricțiile sunt relaxate prin intermediul ponderilor W .

Utilizând predicția curentului (3.19), problema de control MPC (3.20) se poate reformula sub o formă de programare pătratică care să permită găsirea secvenței viitoare optimă de control din care se determină ieșirea regulatorului (Bemporad, 2006):

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} J_\ell &\Rightarrow \Delta \mathbf{v}_\ell^*, \quad \ell = d, q \\ \Delta \mathbf{v}_\ell^* &= \arg \min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} \left(\frac{1}{2} \Delta \mathbf{v}_\ell^T \mathbf{M}_\ell \Delta \mathbf{v}_\ell + \begin{bmatrix} i_\ell(k) & v_\ell(k-1) & i_\ell^{ref}(k) \end{bmatrix} \mathbf{N}_\ell^T \Delta \mathbf{v}_\ell \right) \\ \text{c.r.: } \mathbf{G}_\ell \Delta \mathbf{v}_\ell &\leq \mathbf{W}_\ell + \mathbf{S}_\ell \begin{bmatrix} i_\ell(k) \\ v_\ell(k-1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad . \quad (3.21)$$

$$\Delta \mathbf{v}_\ell^* = [\Delta v_\ell^*(k|k) \Delta v_\ell^*(k+1|k) \dots \Delta v_\ell^*(k+h_{c\ell}-1|k) \varepsilon_\ell^*]^T \Rightarrow v_\ell(k) = \Delta v_\ell^*(k|k) + v_\ell(k-1)$$

Structura de control al curentului cu regatoare MPC pe canalele principale si regatoare de decuplare pentru canalele de interacțiune este ilustrată grafic în Fig. 3.1.

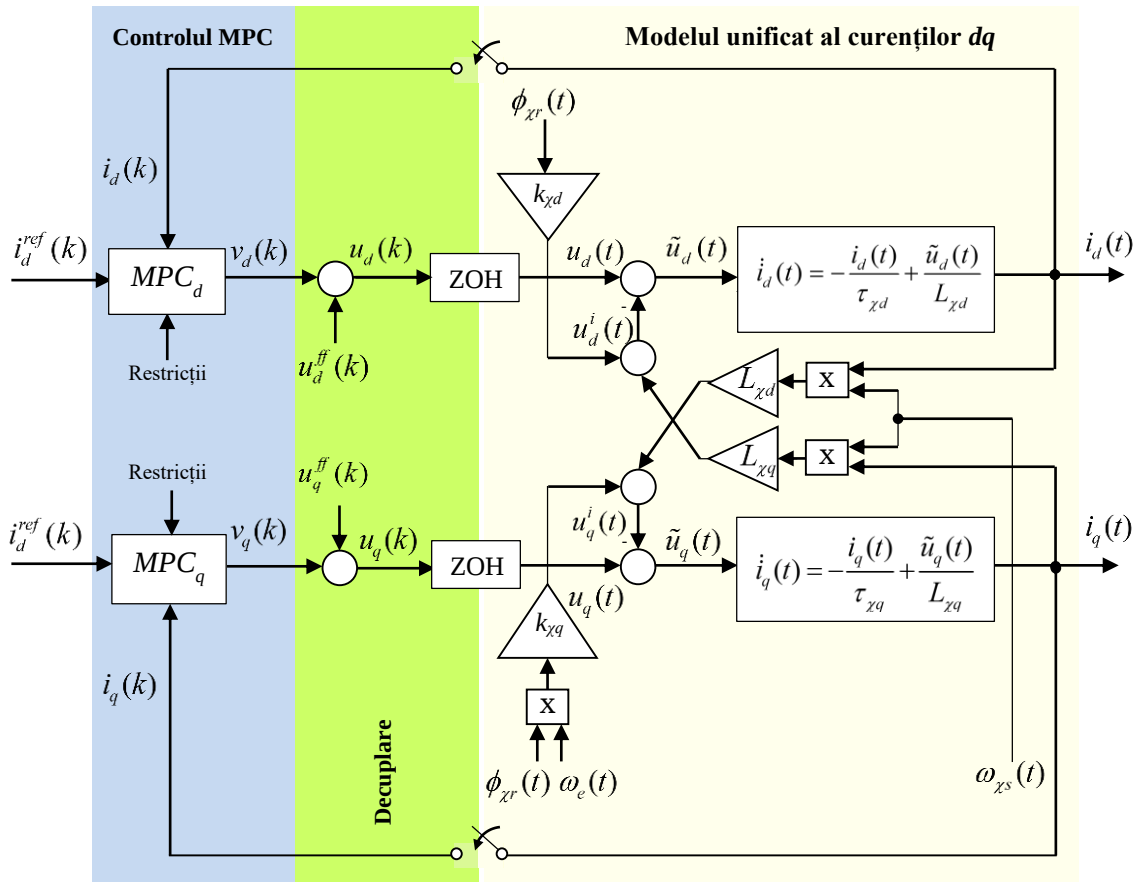


Figura 3.1. Controlul MPC al buclei de curent utilizând modelul dq unificat.

Algoritmul MPC monovariabil fiind discret, în cadrul schemei se consideră referințele discrete $i_{d/q}(k)$ ale curenților dq ai MA.

Semnalele discrete ale comenzii sunt transformate în intrări continue ale modelului dq de curent cu ajutorul unui extrapolator de ordinul zero, denumit extrapolator ZOH (Zero-Order Hold). Iar transformarea semnalelor continue în semnale discrete se realizează cu ajutorul unui eșantionor ideal. Aceste elemente de prelucrare a semnalelor se vor utiliza la toate schemele dezvoltate în cadrul capitolului.

Regulatele MPC de pe cele două axe dq au fost simbolizate prin MPC_ℓ , $\ell = d, q$. Restricțiile liniare adoptate acționează în mod individual pe fiecare axa a sistemului dq de curenți.

S-a obținut astfel controlul MPC monovariabil al curentului, de tip noninteractiv, pentru un model unificat decuplat prin tehnica uzuala de tipul feedforward.

3.6. Controlul predictiv generalizat

3.6.1. Controlul predictiv generalizat monovariabil

Dupa decuplare, dinamica modelului unificat al curenților dq (3.4) este reprezentată de cea a modelelor circuitelor $R_\chi - L_{\chi\ell}$, $\ell = d, q$ de pe canalele principale, care se exprimă prin intermediul funcțiilor de transfer discrete, de unde rezultă modelul CARIMA, care va sta la baza predictorului de ordinul n al curentului:

$$M_\ell(z^{-1}) = \frac{b_\ell z^{-1}}{1 - a_\ell z^{-1}} = \frac{B_\ell(z^{-1})}{A_\ell(z^{-1})} \Rightarrow \begin{cases} \Delta A_\ell(z^{-1})i_\ell(k) = \tilde{B}_\ell(z^{-1})\Delta v_\ell(k-1) + C_\ell(z^{-1})\xi_\ell(k), \ell = d, q \\ \tilde{B}_\ell(z^{-1}) = zB_\ell(z^{-1}); C_\ell(z^{-1}) = 1; \Delta = 1 - z^{-1} \end{cases}, \quad (3.22)$$

$$\Downarrow$$

$$i_\ell(k+n|k) = G_{\ell n}(z^{-1})\Delta v_\ell(k+n-1|k) + F_{\ell n}(z^{-1})i_\ell(k) + H_{\ell n}(z^{-1})\Delta v_\ell(k-1)$$

unde coeficienții polinoamelor $A_\ell(z^{-1})$ și $B_\ell(z^{-1})$ sunt $a_\ell = 1 - T_s / \tau_{\chi\ell}$ și, respectiv, $a_\ell = T_s / s\tau_{\chi\ell}$.

Controlul GPC al curentului presupune găsirea optimului unei funcții cost pătratice cu restricții liniare care (Costin și Lazăr, 2022), din care va rezulta incrementul comenzii, pe baza căruia va rezulta ieșirea regulatorului conform principiului orizontului alunecător:

$$J_\ell(\Delta \mathbf{v}_\ell) = \sum_{n=1}^{h_{pf}} \delta_\ell \left[i_\ell(k+n|k) - i_\ell^{ref}(k+n|k) \right]^2 + \sum_{n=1}^{h_{c\ell}} \mu_\ell \left[\Delta v_\ell(k+n-1|k) \right]^2$$

$$\text{c.r.:} \begin{cases} v_{\ell \min} \leq v_\ell(k) \leq v_{\ell \max}, \forall k \in [0, h_{\ell c} - 1] \\ i_{\ell \min} \leq i_\ell(k) \leq i_{\ell \max}, \forall k \in [1, h_{\ell p}] \\ \Delta v_\ell(k+n|k) = 0, \quad n \geq h_{\ell c} \end{cases}, \quad (3.23)$$

$$\Downarrow$$

$$\min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} J_\ell = \frac{1}{2} \Delta \mathbf{v}_\ell^T \mathbf{H}_\ell \Delta \mathbf{v}_\ell + \mathbf{b}_\ell^T \Delta \mathbf{v}_\ell + f_{\ell 0} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \mathbf{R}_\ell \Delta \mathbf{v}_\ell \leq \mathbf{c}_\ell \end{array} \right. \Rightarrow v_\ell(k) = \Delta v_\ell^*(k|k) + v_\ell(k-1)$$

în care se utilizează restricții liniare $v_{\ell \min/\max}$ și $i_{\ell \min/\max}$.

3.6.2. Controlul predictiv generalizat multivariabil

Modelul de curent unificat operațional (3.3) este multivariabil cu două intrări și două ieșiri, invariant având matricile constituente considerate constante, iar în cadrul acestuia acționează ca perturbație fluxul rotoric $\phi_{\chi r}$. Prin metoda de discretizare Euler cu perioada de eșantionare T_s și

înlocuind variabila s cu $(z-1)/T_s$ se obține modelul discret, care va fi adus la forma CARIMA pe baza căreia se determină predictorul de ordinul n (Clarke *et al.*, 1987a; Clarke *et al.*, 1987b; Camacho și Bordons, 2007):

$$\begin{array}{c}
 \text{Modelul intrare-ieșire multivariabil} \\
 \left[\begin{array}{c} i_d(k) \\ i_q(k) \end{array} \right] = \underbrace{\left[\begin{array}{cc} M_{11}(z^{-1}) & M_{12}(z^{-1}) \\ M_{21}(z^{-1}) & M_{22}(z^{-1}) \end{array} \right]}_{\mathbf{M}(z^{-1})} \underbrace{\left[\begin{array}{c} u_d(k) \\ u_q(k) \end{array} \right]}_{\mathbf{u}_{dq}(k)} \\
 \Rightarrow \mathbf{i}_{dq}(k) = \mathbf{M}(z^{-1})\mathbf{u}_{dq}(k)
 \end{array} \quad \left| \quad \begin{array}{c} \text{Modelul CARIMA multivariabil} \\ \Rightarrow \mathbf{A}(z^{-1})\mathbf{i}_{dq}(k) = \mathbf{B}(z^{-1})\mathbf{u}_{dq}(k-1) + \frac{1}{\Delta} \mathbf{C}(z^{-1})\xi(k) \end{array} \right.$$

$$\Downarrow \quad , \quad (3.26)$$

$$\mathbf{i}_{dq}(k+n|k) = \mathbf{G}_n(z^{-1})\Delta\mathbf{u}_{dq}(k+n-1|n) + \mathbf{F}_n(z^{-1})\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{H}_n(z^{-1})\Delta\mathbf{u}_{dq}(k-1)$$

unde polinoamele matriceale se calculează precum în (Camacho și Bordons, 2007).

Problema de control GPC multivariabil se soluționează pe baza exprimării sub o formă de programare pătratică, din care rezulă incrementul comenzii și, mai departe, se obține ieșirea regulatorului pe baza principiului orizontului alunecător:

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\Delta\mathbf{u}_{dq}} J \Rightarrow \Delta\mathbf{u}_{dq} \\ J(\Delta\mathbf{u}_{dq}) = (\mathbf{G}\Delta\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{f} - \mathbf{r})^T \mathbf{R}(\mathbf{G}\Delta\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{f} - \mathbf{r}) + \Delta\mathbf{u}_{dq}^T \mathbf{Q} \Delta\mathbf{u}_{dq} \\ \text{c.r.: } \Delta\mathbf{u}_{dq}(k+n|k) = 0, \quad n \geq h_c \end{array} \right. \quad \left| \quad \begin{array}{l} \Rightarrow \Delta\mathbf{u}_{dq}^* = (\mathbf{G}^T \mathbf{R} \mathbf{G} + \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{R} \\ \Downarrow \\ \Delta\mathbf{u}_{dq}(k) = \mathbf{K}(\mathbf{r} - \mathbf{f}) \\ \Downarrow \\ \mathbf{u}_{dq}(k) = \mathbf{u}_{dq}(k-1) + \Delta\mathbf{u}_{dq}^*(k|k) \end{array} \right. \quad . \quad (3.27)$$

3.7. Concluzii

Pe baza modelul unificat de curent se dezvoltă cele două tehnici de control MPC și GPC. Pentru structurile de control cu regulatoare monovariabile, MPC și GPC, este necesară decuplarea canalelor principale de cele de interacțiune pentru a permite controlul noninteractiv al curentului. Regulatoarele de decuplare utilizate de tipul feedforward au avantajul proiectării facile, fără întârziere, a canalelor, ceea ce va ca efect controlul independent al curentului pe canalele principale cu regulatoare MPC și GPC. Controlul GPC multivariabil de tipul intrare-ieșire are prezintă particularitatea că nu mai este necesară decuplarea.

4. Controlul predictiv bazat pe modelele dq și $\alpha\beta$ ale mașinilor asincrone

4.1. Introducere

În cadrul acestui capitol se dezvoltă structuri de control predictiv ale MA.

4.2. Controlul mașinii asincrone cu liniarizare prin feedback după stare bazată pe o omotopie

Control MA dezvoltat în cadrul acestui subcapitol admite o structură în cascadă, cu bucla internă de curent, iar cea externă de flux și viteză. Bucla de curent utilizează regulatoare MPC monovariabile, fiind prezentată detaliat în capitolul precedent pentru cazul modelului unificat. Se poate particulariza modelul unificat de curent pentru cazul corespunzător lui MA cu $\chi=1$ și parametrii din Tab. 3.1,

obținându-se modelul multivariabil cuplat al curenților dq (3.1). Pentru decuplarea curenților s-a folosit algoritmul din capitolul 3. În acest context, tensiunile $u_{d/q}(t)$ aplicate MA se obțin cunoscând componentele de decuplare $u_{d/q}^{ff}(t)$ și ieșirile $v_{d/q}(t)$ furnizate de reglatoarele MPC:

$$\begin{cases} u_d(t) = v_d(t) + u_d^{ff}(t) \\ u_q(t) = v_q(t) + u_q^{ff}(t) \end{cases} \Rightarrow L_\sigma \frac{di_\ell(t)}{dt} + r_\sigma i_\ell(t) = v_\ell(t), \quad \ell = d, q. \quad (4.1)$$

Pentru funcționarea MA la flux constant nominal, pentru restricția curentului se alege componenta maximă $i_d^{\max} = i_{dN}$ a curentului pe axa d , rezultând restricții liniare pentru curent:

$$0 \leq i_d \leq i_{dN}; -i_q^{\max} \leq i_q \leq i_q^{\max}, \quad (4.2)$$

având valorile maxime

$$i_d^{\max} = i_{dN} = \frac{\phi_{rN}}{L_m}; i_q^{\max} = \sqrt{1 - \left(\frac{\phi_{rN}}{L_m I_{\max}} \right)^2} I_{\max}. \quad (4.3)$$

Ieșirile reglatoarelor MPC de curent admit restricții liniare conform:

$$-v_d^{\max} \leq v_d \leq v_d^{\max}; -v_q^{\max} \leq v_q \leq v_q^{\max}, \quad (4.4)$$

unde valorile maxime sunt calculate din relațiile de tip feedforward:

$$v_d^{\max} = -L_1 \omega_{sN} \sqrt{1 - \left(\frac{\phi_{rN}}{L_m I_{\max}} \right)^2} \frac{\phi_{rN}}{L_m} - L_1 \frac{\beta}{\tau_r} \phi_{rN} - \gamma_v \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; v_q^{\max} = L_1 \omega_{sN} \frac{\phi_{rN}}{L_m} + L_1 \beta \omega_{eN} \phi_{rN} - \sqrt{1 - \gamma_v^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (4.5)$$

Predictor de ordinul n al curentului exprimat într-o formă compactă este:

$$i_\ell(k+n|k) = [1 \quad 0] \left(\mathbf{A}_\ell^n \mathbf{x}_\ell(k) + \sum_{m=0}^{n-1} \mathbf{A}_\ell^m \mathbf{b}_\ell \Delta v_\ell(k-1-m|k) \right). \quad (4.6)$$

Pornind de la expresia predictorului ieșirii de forma (4.6), algoritmul MPC de control al curentului se formulează pe baza optimizării unei funcții de cost pătratică cu restricții liniare asupra intrării și ieșirii regulatorului MPC:

$$\min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} J_\ell \Rightarrow \Delta \mathbf{v}_\ell, \quad \ell = d, q$$

$$J_\ell(\Delta \mathbf{v}_\ell) = \sum_{n=1}^{h_{pf}} \left(\delta_\ell(i_\ell(k+n|k) - i_\ell^{ref}(k+n|k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_{cf}} \left(\mu_\ell \Delta v_\ell(k+n|k) \right)^2 + \rho_{\ell\epsilon} \epsilon_\ell. \quad (4.7)$$

$$\text{c.r.} \begin{cases} \ell = d \Rightarrow \begin{cases} 0 - \epsilon_d W_d^{i_d \min} \leq i_d(k+n|k) \leq i_d^{\max} + \epsilon_d W_d^{i_d \max}, & n=1, \dots, h_{pd} \\ -v_d^{\max} - \epsilon_d W_d^{v_d \min} \leq v_d(k+p|k) \leq v_d^{\max} + \epsilon_d W_d^{v_d \max}, & p=0, \dots, h_{cd}-1 \end{cases} \\ \ell = q \Rightarrow \begin{cases} -i_q^{\max} - \epsilon_q W_q^{i_q \min} \leq i_q(k+n|k) \leq i_q^{\max} + \epsilon_q W_q^{i_q \max}, & n=1, \dots, h_{pq} \\ -v_q^{\max} - \epsilon_q W_q^{v_q \min} \leq v_q(k+p|k) \leq v_q^{\max} + \epsilon_q W_q^{v_q \max}, & p=0, \dots, h_{cq}-1 \end{cases} \end{cases}$$

Aducând formularea MPC (4.7) la o problemă de programare pătratică de tipul (2.17) se obține soluția sub forma incrementul optim de comandă $\Delta v_\ell^*(k|k)$, care, pe bază principiului orizontului alunecător, permite determinarea ieșirii reglatoarelor MPC de curent $v_\ell(k)$.

În continuare se consideră că bucla de curent răspunde instantaneu $i_{d/q}(t) \approx i_{d/q}^{ref}(t)$. Modelul părții fixate al buclei externe se obține din ecuațiile dinamicii fluxului constituie modelul afin multivariabil neliniar cuplat al părții fixate a buclei externe a MA:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\phi}_r(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} \phi_r(t) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}(\mathbf{x})} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{L_m}{\tau_r} & 0 \\ 0 & \frac{pL_m}{JL_r} \phi_r(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{g}(\mathbf{x})} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{dq}} \Rightarrow \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{i}_{dq} \\ \mathbf{y} = \mathbf{x} \end{cases} \quad (4.8)$$

O metoda larg utilizată pentru a decupla fluxul de viteza este liniarizarea prin feedback după stare. Această metodă se poate aplica doar atât timp cât matricea de decuplare a modelului neliniar (4.8) este nesingulară:

$$\det \mathbf{g}(\mathbf{x}) \neq 0 \Rightarrow \frac{pL_m^2}{J\tau_r L_r} \phi_r(t) \neq 0. \quad (4.9)$$

ceea ce arată că liniarizarea cu feedback după stare este posibilă atât timp cât fluxul rotoric este nenul $\phi_r(t) \neq 0$.

În practică, la pornirea acționarelor electrice cu MA fluxul rotoric este nul $\phi_r(t) = 0$, ceea ce arată că nu mai poate fi îndeplinită condiția de linearizare (4.9). Pentru a se depăși acest neajuns, în (Borisesici și Schullerus, 2015) se propune o variantă modificată de liniarizare cu feedback după stare, care folosește omotopia ca transformare continuă în vederea evitării singularității matricii de decuplare care apare la pornirea MA.

Pentru liniarizarea prin feedback după stare aplicată prin intermediul transformării continue omotopice se utilizează deviațiile mărimilor de flux și viteză.

Pentru început se asociază sistemului neliniar (4.8) un sistem cu dinamică liniară de tip integrator cu condiții inițiale nule, având mărimile de intrare curenții dq :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\eta}_d \\ \dot{\eta}_q \end{bmatrix}}_{\dot{\boldsymbol{\eta}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{I}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{dq}} \Rightarrow \begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{I}\mathbf{i}_{dq} \\ \boldsymbol{\eta}(0) = [0 \ 0]^T \end{cases} \quad (4.10)$$

Se introduce o omotopie cu ieșirile $\mathbf{H} = [h_\phi \ h_\omega]^T$, care realizează o combinație între ieșirea sistemului neliniar și ieșirea sistemului liniar un parametru de tranziție $\lambda(t) \in [0,1]$ (Borisesici și Schullerus, 2015):

$$\mathbf{d}(t) = \begin{bmatrix} d_\phi(t) \\ d_\omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_r(t) - \phi_r^{ref}(t) \\ \omega_m(t) - \omega_m^{ref}(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} \dot{\mathbf{d}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{i}_{dq} \\ \mathbf{y} = \mathbf{d} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{H} = (1-\lambda)\boldsymbol{\eta} + \lambda\mathbf{d} \\ \lambda(t) \in [0,1] \end{cases}, \quad (4.11)$$

$\dot{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{I}\mathbf{i}_{dq}$

care reprezintă o eroarea de urmărire a referințelor, definită diferit.

Modelul rezultat (4.11) nu poate fi liniarizat prin metoda de feedback după stare ca urmare a singularității matricii de decuplare aparută la anularea fluxului rotoric $\phi_r(t) = 0$. Modelul (4.10) se poate reorganiza și explicita grupând curenții i_ℓ , $\ell = d, q$ și derivata parametrului de tranziție $\lambda(t)$:

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_\phi(t) \\ \dot{h}_\omega(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda(t)\frac{L_m}{\tau_r} + 1 - \lambda(t) & 0 & d_\phi(t) - \eta_d(t) \\ 0 & \lambda(t)\frac{pL_m}{JL_r}\phi_r(t) + 1 - \lambda & d_\omega(t) - \eta_q(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \dot{\lambda}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r}\phi_r(t) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}}. \quad (4.12)$$

Sistemului (4.12) este liniarizat utilizând legea de control cu feedback după stare (Borisesici și Schullerus, 2015):

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \dot{\lambda}(t) \end{bmatrix} = \alpha \tau + \mathbf{A}^\dagger (\mathbf{m}(t) - \mathbf{B}(t)), \quad (4.13)$$

unde $\mathbf{m}(t) = [m_\phi(t) \ m_\omega(t)]^T$ conține ieșirile reguletoarelor de flux, respectiv, viteză unghiulară, Legea de control cu feedback după stare (4.13) permite transformarea sistemului neliniar (4.12) în unul liniar de forma:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{h}_\phi(t) \\ \dot{h}_\omega(t) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{H}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_\phi(t) \\ m_\omega(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}} \Rightarrow \dot{\mathbf{H}}(t) = \mathbf{m}(t). \quad (4.14)$$

În vederea eliminării erorilor de modelare provocate de variația parametrului omotopiei, se introduc reglatoare iP (Fliess and Join, 2013; Join *et al.*, 2020) pentru flux și viteză, având ieșirile discrete:

$$m_\rho(k) = m_\rho(k-1) + \frac{1}{\psi_\rho} (\hat{e}_\rho(k) + K_{p\rho} e_\rho(k)); e_\rho(k) = h_\rho^{\text{ref}}(k) - h_\rho(k), \quad \rho = \omega, \phi, \quad (4.15)$$

care arată că acesta conține o componenta integrală introdusă de termenul $m_\rho(k-1)$.

Acordarea regularorului iP descris de algoritmul (4.28) presupune adoptarea valorilor optime ale parametrilor ψ_ρ și $K_{p\rho}$, pe baza unei metode care permite realizarea unei legături între performanțele și parametrii reguletoarelor clasice de tipul PI și cel propus în cadrul lucrării de tipul iP (Baciu și Lazăr, 2019).

Bucula externă a acționării cu MA care cuprinde liniarizarea prin feedback după stare și reguletoarele de tip iP pentru flux și viteză este reprezentată în Fig. 4.1 (Costin și Lazăr, 2024a), unde s-a omis variabila timp a semnalelor. Bucula internă de curent a fost dezvoltată pe baza structurii din Fig. 3.1 particularizată pentru cazul MA, ulterior fiind încorporată în cadrul structurii de control a MA din Fig. 4.1.

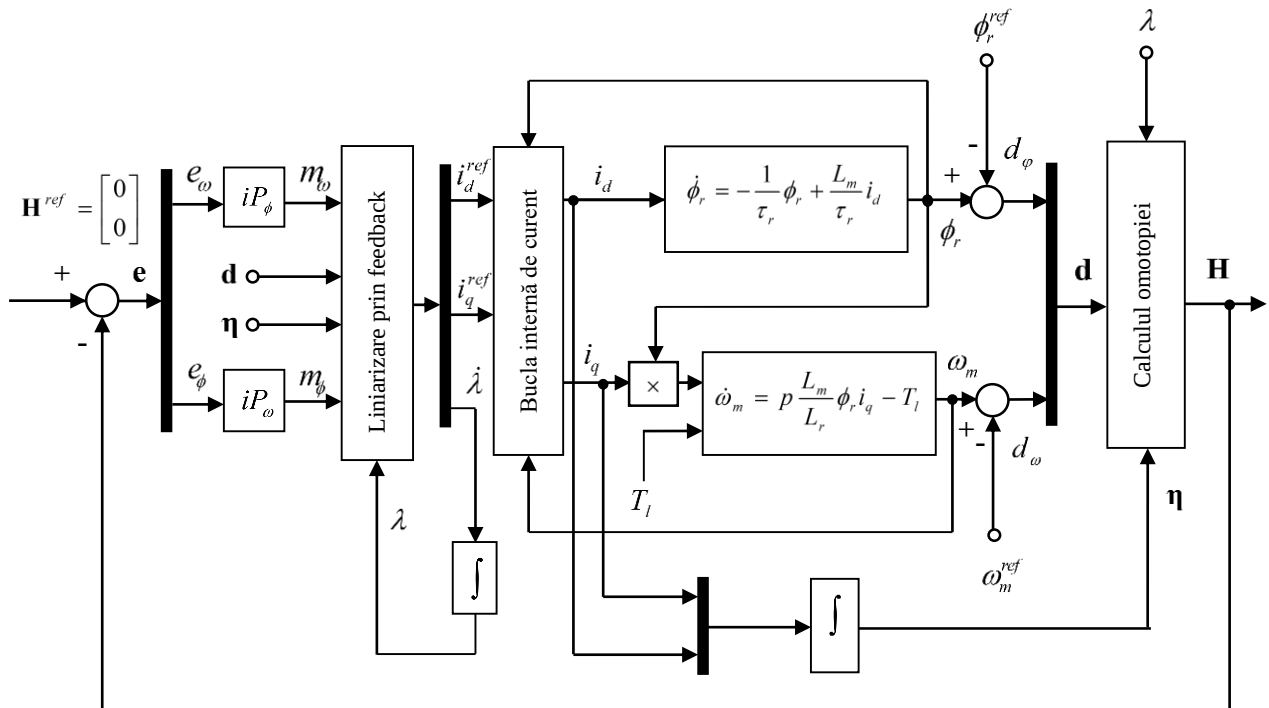


Figura 4.1. Controlul cu reglatoare inteligente a MA cu liniarizare prin feedback după stare - varianta cu omotopie.

Pe lângă bucla externă de control a fluxului și vitezei, în cadrul structurii s-a introdus o bucla externă suplimentară pentru liniarizarea prin feedback după stare a modelului procesului de flux și viteză.

4.2.1. Studiu de caz

În cadrul acestei secțiuni se consideră o structură de control în cascadă a MA, unde bucla internă este de curent, iar cea externă este destinată controlului fluxului și al vitezei. Structura utilizată are în vedere liniarizarea cu feedback după stare, varianta cu omotopie, care asigură unele condiții suplimentare de existență a soluției în condițiile în care metoda clasică cu feedback după stare nu asigură o formulare bine-definită a problemei.

Funcționarea are loc la flux constant, adoptându-se o referință constantă de flux care corespunde cu cel nominal $\phi_r^{ref} = \phi_{rN} = 0.94$ Wb. De asemenea, se consideră un cuplu de sarcină care corespunde celui nominal $T_l = T_{eN}$, ceea ce, în practică, presupune o încărcare mare a MA, testându-se funcționarea acesteia către o capacitate maximă, aproape de limita pentru care a fost proiectată MA. Rezultatele urmăririi referinței de viteză impusă sunt prezentate în Fig. 4.2.

Pentru cazul utilizării reguletoarelor MPC-iP se obține un suprareglare a vitezei de 0.8% față cel corespunzător folosirii reguletoarelor PI de 1%. Deci, prin utilizarea tandemului de reguletoare MPC-iP are loc a scădere a suprareglării vitezei mecanice a MA.

Performanțele de urmărire în cazul referinței constante de flux cum se arată în Fig. 4.3 sunt aproape similare, cu o mică îmbunătățire pentru cazul utilizării algoritmilor MPC-iP, care au ca efect eliminarea oscilațiilor amortizate ale fluxului magnetic obținut pentru utilizarea reguletoarelor clasice de tipul PI.

Ca o remarcă generală, pentru ambele cazuri de reguletoare utilizate pentru comparație se obține un răspuns al fluxului cu o suprareglare de doar 0.1%, ceea ce este un avantaj evident pentru practică.

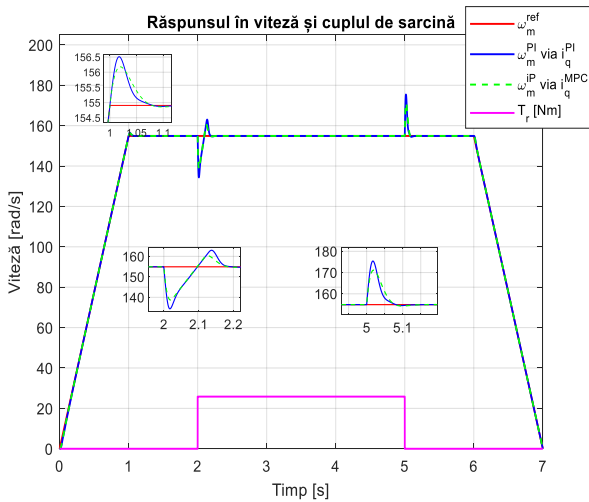


Figure 4.2. Viteză meacnică și cuplul de sarcină .

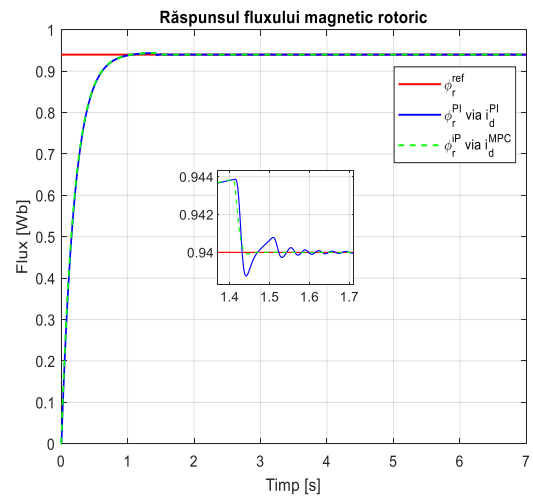


Figure 4.3. Dinamica fluxului magnetic rotoric.

Rezultatele urmăririi curenților obținute pentru reguletoarele PI și tandemul MPC-iP sunt prezentate în Fig. 4.4. În aceeași figură s-au reprezentat și restricțiile curenților anterior stabilite. Referințele de curent $i_{d/q}^{ref}$ sunt furnizate de către algoritmul de feedback liniarizat – varianta cu omotopie.

Referința curentului i_d^{ref} pe pe axa d trebuie, în principiu, să evolueze către o valoare constantă întrucât descrie evoluția fluxului la altă scară, care în cazul de față a fost considerat la o referință constantă, iar cealaltă referință i_q^{ref} descrie, la altă scară, variația în timp a cuplului electromagnetic dezvoltat de MA. Se constată că regulatoarele MPC determină un regim dinamic mai rapid decât cele clasice de tipul PI, soluția fiind optimală.

În Fig. 4.5. Se constată o ușoară îmbunătățire a convergenței parametrului pentru structura cu regulatoare MPC și iP.

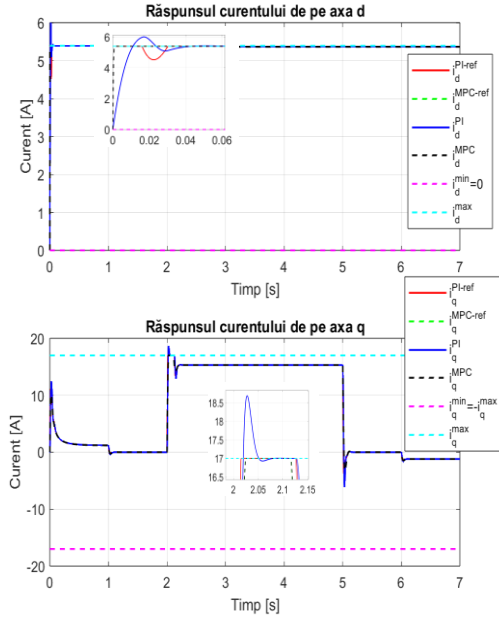


Figure 4.4. Răspunsul buclei de curent.

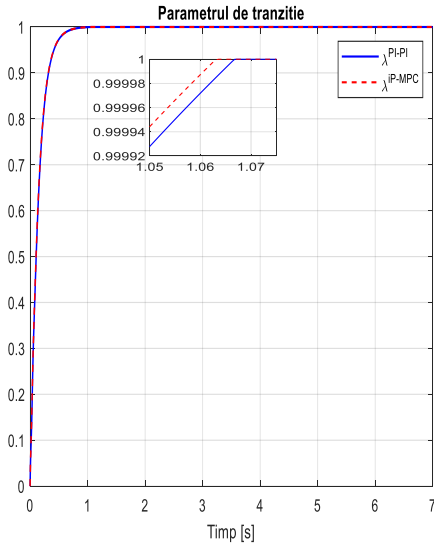


Figura 4.5. Variația parametrului omotopiei.

4.3. Controlul predictiv al mașinii asincrone cu comanda optimă a curenților după tehnica MTPA

Pe baza condiției impuse de tehnica MTPA (Peng, 2020) rezultă restricții identice pentru ambii curenți:

$$i_d^{ref} = i_q^{ref} \Rightarrow \begin{cases} -i_\ell^{\max} \leq i_\ell \leq i_\ell^{\max} \\ i_\ell^{\max} = \sqrt{I_{\max}^2 / 2} \end{cases}, \quad \ell = d, q. \quad (4.16)$$

Problema de control MPC a curentului se formulează similar ca în secțiunea precedentă, utilizând restricțiile (4.16):

$$\begin{aligned} i_\ell(k+n|k) &= [1 \quad 0] \left(\mathbf{A}_\ell^n \mathbf{x}_\ell(k) + \sum_{m=0}^{n-1} \mathbf{A}_\ell^m \mathbf{b}_\ell \Delta v_\ell(k-1-m|k) \right) \\ &\Downarrow \\ \min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} J_\ell &\Rightarrow \Delta \mathbf{v}_\ell, \quad \ell = d, q, \quad (4.17) \\ J_\ell(\Delta \mathbf{v}_\ell) &= \sum_{n=1}^{h_{p\ell}} \left(\delta_\ell(i_\ell(k+n|k) - i_\ell^{ref}(k+n|k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_{c\ell}} \left(\mu_\ell \Delta v_\ell(k+n|k) \right)^2 + \rho_{\ell\epsilon} \epsilon_\ell \\ -i_\ell^{\max} - \epsilon_\ell W_\ell^{i_\ell^{\min}} &\leq i_\ell(k+n|k) \leq i_\ell^{\max} + \epsilon_\ell W_\ell^{i_\ell^{\max}}, \quad n=1, \dots, h_{p\ell} \end{aligned}$$

de unde rezultă incrementul optim de comandă $\Delta v_\ell^*(k|k)$, care, pe bază principiului orizontului alunecator, permite determinarea ieșiri reguletoarelor MPC de curent $v_\ell(k)$.

Cuplul electromagnetic se liniarizează astfel prin dezvoltarea în serie Taylor a pătratului curentului:

$$T_e(t) = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_s} i_d^2(t) \left| \Rightarrow T_e(t) \Big|_{i_d \approx i_{dN}} \approx \underbrace{-\frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_s} i_{dN}^2}_{T_0} + \underbrace{3p \frac{L_m^2}{L_s} i_{dN}}_{k_T} i_d(t) \Rightarrow T_e(t) \approx T_0 + k_T i_d(t). \quad (4.18)$$

$$i_d^2(t) \approx 2i_d(t)i_{dN} - i_{dN}^2$$

Din modelul extins al buclei de viteză se obține predictorul ieșirii:

$$\begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ i_q(k+1) \\ x_m(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_m & c_m & 0 \\ 0 & c_{mq} & b_m \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_q(k) \\ x_m(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_m(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ b_m \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_m} \Delta u_m(k) \Rightarrow \mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{b}_m \Delta u_m(k)$$

$$\Rightarrow \mathbf{x}_m(k+n|k) = \mathbf{A}_m^n \mathbf{x}_m(k) + \sum_{p=0}^{n-1} \mathbf{A}_m^p \mathbf{b}_m \Delta u_m(k-1-p) \quad (4.19)$$

$$\Rightarrow \omega_m(k+n|k) = [1 \quad 0 \quad 0] \mathbf{x}_m(k+n|k)$$

Problema de control MPC a vitezei se reduce la optimizarea unei funcții cost pătratice cu restricții liniare, de forma:

$$\min_{\Delta \mathbf{u}_m} J_m \Rightarrow \Delta \mathbf{u}_m$$

$$J_m(\Delta \mathbf{u}_m) = \sum_{n=1}^{h_{pm}} \left(\delta_m (\omega_m(k+n|k) - \omega_m^{ref}(k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_m} \left(\mu_m \Delta u_m(k+p|k) \right)^2 + \rho_m \varepsilon_m, \quad (4.20)$$

$$\text{c.r.:} \begin{cases} \omega_m^{\min} - \varepsilon_m W_d^{\omega_m \min} \leq \omega_m(k+n|k) \leq \omega_m^{\max} + \varepsilon_m W_d^{\omega_m \max}, \quad n=1, \dots, h_{pm} \\ u_m^{\min} \leq u_m(k+n|k) \leq u_m^{\max}, \quad n=0, \dots, h_{cm}-1 \end{cases}$$

care admite o nouă iterație prin substituirea predictorului ieșirii în formularea (4.20) rezultând problema de control MPC sub formă pătratică (Bemporad, 2006):

$$\min_{\Delta \mathbf{u}_m} J_m \Rightarrow \Delta \mathbf{u}_m^*$$

$$\Delta \mathbf{u}_m^* = \arg \min_{\Delta \mathbf{u}_m} \left(\frac{1}{2} \Delta \mathbf{u}_m^T \mathbf{H}_m \Delta \mathbf{u}_m + \begin{bmatrix} \omega_m(k) & i_q(k-1) & \omega_m^{ref}(k) \end{bmatrix} \mathbf{F}_m^T \Delta \mathbf{u}_m \right) \Rightarrow u_m(k) = \Delta u_m^*(k|k) + u_m^*(k-1). \quad (4.21)$$

$$\text{c.r.:} \mathbf{G}_m \Delta \mathbf{u}_m \leq \mathbf{W}_m + \mathbf{S}_m \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix}$$

Schema de control în cascada a MA cu reguletoare predictive este reprezentată grafic în Fig. 4.6 (Costin și Lazăr, 2025).

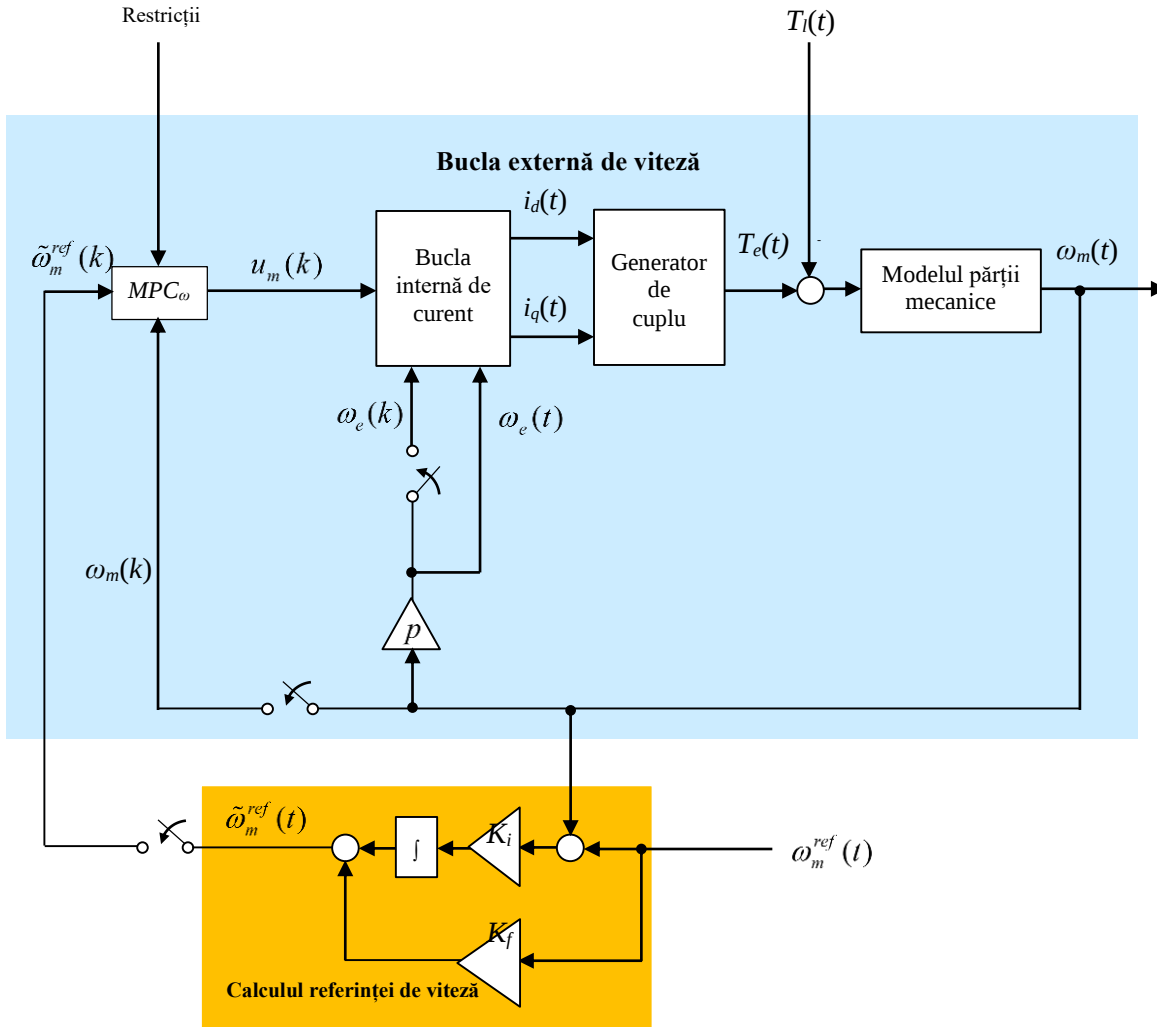


Figura 4.6. Schema de control a MA cu regulator MPC de viteză.

4.3.1. Studiu de caz

Se consideră un studiu de caz ale cărui rezultate, sunt prezentate după cum urmează. Se constată că viteza obținută cu regulatoarele MPC, ω_m^{MPC} , prezintă avantaje evidente față cea corespunzătoare utilizării reguletoarelor PI, ω_m^{PI} , (Fig.4.7).Cei doi curenți, reprezentați în Fig.7 urmăresc bine referințele, însă curenții obținuți cu regulatoarele MPC prezintă unele avantaje evidente, având o durată a regimului tranzitoriu mai mică și absența suprareglării, ceea ce face ca regulatoarele MPC să fie net superioare celor clasice, de tipul PI. Mai mult de atât, regulatoarele MPC vor conduce și la o rejectie mai bună a cuplului de sarcină, cum este arătat în (Fig. 4.8).

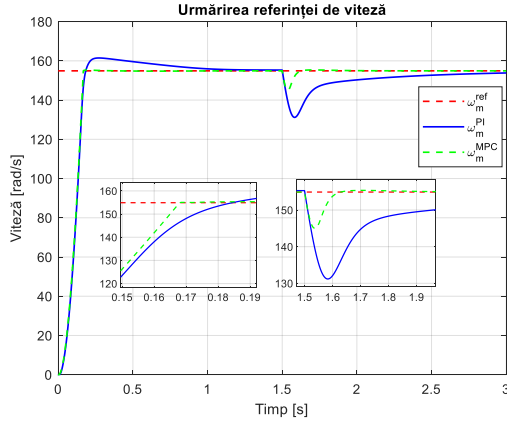


Figure 4.7. Răspunsul în viteză al MA .

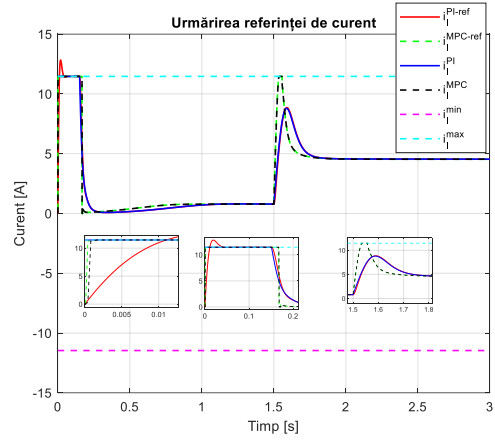


Figure 4.8. Răspunsul curentului la MA.

4.4. Controlul predictiv direct al cuplului folosind FSC

Pentru stabilirea acestei metode (Rodríguez și Cortés, 2012) se determină, pentru început, fluxului magnetic din ecuațiile de tensiune ale MA:

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha}(k) &= \phi_{s\alpha}(k-1) + T_s u_{s\alpha}(k) - R_s T_s i_{s\alpha}(k); \quad \phi_{s\beta}(k) = \phi_{s\beta}(k-1) + T_s u_{s\beta}(k) - R_s T_s i_{s\beta}(k) \\ \phi_{r\alpha}(k) &= \frac{L_r}{L_m} \phi_{r\alpha}(k-1) + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{s\alpha}(k); \quad \phi_{r\beta}(k) = \frac{L_r}{L_m} \phi_{r\beta}(k-1) + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{s\beta}(k) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Mai departe, din (4.10), pe baza predicției pe un pas a fluxului și curentului rezultă predicția cuplului:

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha}(k+1|k) &= \phi_{s\alpha}(k) + T_s u_{s\alpha}(k) - R_s T_s i_{s\alpha}(k) \\ \phi_{s\beta}(k+1|k) &= \phi_{s\beta}(k) + T_s u_{s\beta}(k) - R_s T_s i_{s\beta}(k) \end{aligned} \Rightarrow \phi_s(k+1|k) = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2(k+1|k) + \phi_{s\beta}^2(k+1|k)}$$

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}(k+1|k) &= \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_{s\alpha}(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{r_\sigma} \left[\frac{k_r}{T_r} \phi_{r\alpha}(k) + k_r \omega_e \phi_{r\alpha}(k) + u_{s\alpha}(k) \right] \right\} \\ i_{s\beta}(k+1|k) &= \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_{s\beta}(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{r_\sigma} \left[\frac{k_r}{T_r} \phi_{r\beta}(k) - k_r \omega_e \phi_{r\beta}(k) + u_{s\beta}(k) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$T_e(k+1|k) = \frac{3}{2} p [\phi_{s\alpha}(k+1|k) i_{s\beta}(k+1|k) - \phi_{s\beta}(k+1|k) i_{s\alpha}(k+1|k)]$$

Problema de control predictiv direct al cuplului cu FSC se reduce la:

$$\begin{aligned} \min_m J &\Rightarrow S_g^{opt} \\ J(m) &= \|T_e^{ref} - (T_e(k+1|k))_m\| + \mu_\psi \|\phi_s^{ref} - (\phi_s(k+1|k))_m\| \\ \text{c.r. } S_g^{opt} &\in \mathbf{S} = \{(0,0,0); (1,0,0); (1,1,0); (0,1,0); (0,1,1); (1,0,1); (0,0,1); (1,1,1)\} \\ m &= \overline{0,6} \end{aligned} \quad (4.24)$$

4.4.1. Studiu de caz

Se consideră un studiu de caz ale cărui rezultate principale, sunt discutate, după cum urmează. Se constată, din Fig. 4.9, că structura de control permite o bună urmărire a referinței de viteză, atât în regim dinamic, cât și staționar. Ca urmare a particularității regulatorului FSC de căutare a soluției într-o mulțime cu valori finite, cuplul electromagnetic actual T_e admite un anumit riplu în acord cu rezultele specifice DTC (Fig.4.10).

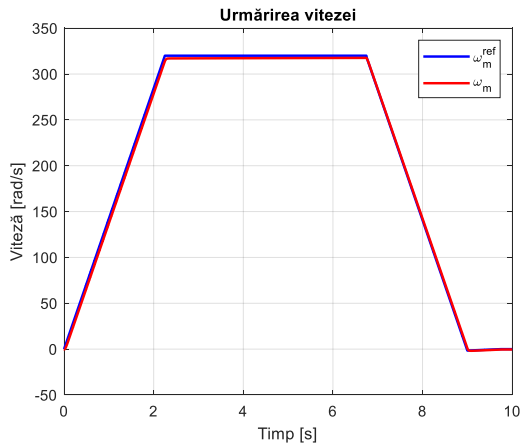


Figure 4.9. Răspunsul în viteză al MA .

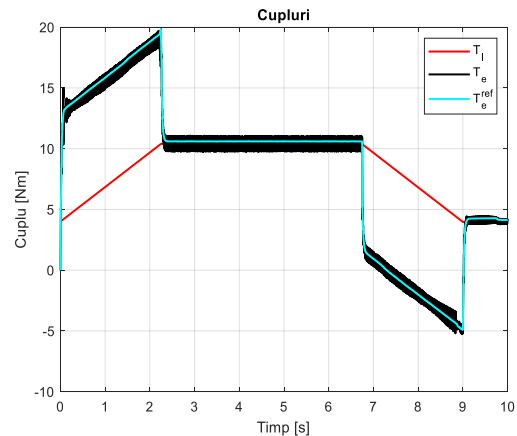


Figure 4.10. Răspunsul curentului la MA.

4.5. Concluzii si contribuții

Controlul în cascadă a MA pe baza modelelor dq permite proiectarea reguletoarelor, decuplarea și rejecția perturbației adoptând tehnici performante de control predictiv.

Ca urmare a caracterului modelului buclei externe de flux și viteză precum multivariabil, neliniar și cuplat, este necesară liniarizarea, decuplarea, și, în final, controlul independent al celor două mărimi ale buclei externe. Utilizarea metodei liniarizare prin feedback după stare, varianta cu omotopie, are avantajul de a permite liniarizarea pe întreaga durată de funcționare, inclusiv la pornire când fluxul magnetic este nul, când matricea de decuplare este singulară, caz în care metoda clasică de liniarizare prin feedback după stare nu poate fi aplicată. În acest caz apar incertitudini de model, ceea ce face ca utilizarea reguletoarelor proiectate pentru procesele cu model cunoscut să devine inadecvată. Soluția propusă în cadrul tezei de utilizare a reguletoarelor model-free de tipul iP pentru controlului fluxului și a vitezei are avantajul de a îndepărta neajunsurile menționate. Structura de control cu tandemul de reguletoare MPC-iP pentru buclele internă-externă prezintă rezultate cu performanțe superioare față de cea similară la care s-au folosit reguletoare PI. Răspunsul în viteză obținut cu regulatorul iP este mai rapid decât cel corespunzător reguletoarelor PI, având variații la atingerea regimului staționar. De asemenea, algoritmul MPC a permis controlul curenților cu performanțe dinamice superioare reguletoarelor PI, și în limite stricte care nu pot fi respectate la reguletoarele PI. Incorporarea restricțiilor liniare în cadrul algoritmului MPC va conduce la o simplificare a acestuia, reducând substanțial efortul de calcul.

Pentru structura de control a MA care utilizează tehnica MTPA, bucla de control se proiectează similar cu cea de la structura cu liniarizare prin feedback, caz în se obține o soluție optimală pentru controlul independent al curenților cu restricții liniare particularizate pentru cazul adoptării tehnicii MTPA. Analiza comparativă a rezultatelor obținute pentru structurile de control cu reguletoarele cu PI și MPC a arătat o îmbunătățire a performanțelor de control odată cu adoptarea reguletoarelor MPC.

Se obțin răspunsuri în viteză și curent cu performanțe dinamice ameliorate, având cu o durată a regimului tranzitoriu mai mică și fără suprareglaj.

Ultima structură de control utilizează un regulator predictiv pentru controlul direct al cuplului folosind FSC, care va furniza combinația optimă a stărilor comutatoarelor inverterului. Implementarea numerică a acestei structuri a relevat obținerea unor performanțe bune de urmărire a vitezei și rejecția cuplului de sarcină.

5. Controlul predictiv bazat pe modelul dq al mașinilor sincrone

5.1. Introducere

În cadrul acestui capitol se prezintă controlul predictiv al mașinilor sincrone.

5.2. Controlul mașinii sincrone cu magneți permanenți

5.2.1. Controlul predictiv în spațiul stărilor al mașinii sincrone cu magneți permanenți

Structura de control adoptată a MSMP fiind în cascadă, proiectarea acesteia începe cu bucla internă, mai rapidă, de curent care a fost descrisă detaliat în cadrul capitolului precedent, utilizând modelul unificat de curent și regulatoare MPC monovariabile. Restricții liniare pentru curent se pot particulariza pentru cazul MSMP în menținerea componentei d pozitive:

$$0 \leq i_d \leq i_d^{\max}; -i_q^{\max} \leq i_q \leq i_q^{\max}, \quad (5.1)$$

și pentru tensiune sub formă simetrică:

$$-u_d^{\max} \leq u_d \leq u_d^{\max}; -u_q^{\max} \leq u_q \leq u_q^{\max}, \quad (5.2)$$

de unde vor rezulta ieșirile reguletoarelor:

$$v_d^{\max} = L_q \omega_{eN} \sqrt{1 - \gamma_c^2} I_{\max} - \gamma_u \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}; v_q^{\max} = L_d \omega_{eN} \gamma_c I_{\max} + \omega_{eN} \phi_{MP} - \sqrt{1 - \gamma_u^2} \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (5.3)$$

Pentru curent, predictor de ordinul n ieșirii se expune într-o formă compactă:

$$i_\ell(k+n|k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \left(\mathbf{A}_\ell^n \mathbf{x}_\ell(k) + \sum_{m=0}^{n-1} \mathbf{A}_\ell^m \mathbf{b}_\ell \Delta v_\ell(k-1-m|k) \right). \quad (5.4)$$

Problema de control MPC al curentului se obține prin înlocuirea predictorului de ordinul n al curentului în funcția cost:

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{v}_\ell} J_\ell &\Rightarrow \Delta \mathbf{v}_\ell, \quad \ell = d, q \\ J_\ell(\Delta \mathbf{v}_\ell) &= \sum_{n=1}^{h_{p\ell}} \left(\delta_\ell (i_\ell(k+n|k) - i_\ell^{\text{ref}}(k+n|k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_{c\ell}} \left(\mu_\ell \Delta v_\ell(k+n|k) \right)^2 + \rho_\ell \varepsilon_\ell, \quad (5.5) \\ \text{C.I.} \left\{ \begin{aligned} \ell = d &\Rightarrow \begin{cases} -i_d^{\max} - \varepsilon_d W_d^{i_d^{\min}} \leq i_d(k+n|k) \leq i_d^{\max} + \varepsilon_d W_d^{i_d^{\max}}, & n=1, \dots, h_{pd} \\ -v_d^{\max} - \varepsilon_d W_d^{v_d^{\min}} \leq v_d(k+p|k) \leq v_d^{\max} + \varepsilon_d W_d^{v_d^{\max}}, & p=0, \dots, h_{cd}-1 \end{cases} \\ \ell = q &\Rightarrow \begin{cases} -i_q^{\max} - \varepsilon_q W_q^{i_q^{\min}} \leq i_q(k+n|k) \leq i_q^{\max} + \varepsilon_q W_q^{i_q^{\max}}, & n=1, \dots, h_{pq} \\ -v_q^{\max} - \varepsilon_q W_q^{v_q^{\min}} \leq v_q(k+p|k) \leq v_q^{\max} + \varepsilon_q W_q^{v_q^{\max}}, & p=0, \dots, h_{cq}-1 \end{cases} \end{aligned} \right. \end{aligned}$$

care prin rezolvarea problemei de programare pătratică se obține incrementul optim de comandă $\Delta v_\ell^*(k|k)$. În final pe bază principiului orizontului alunecător rezultă ieșirea reguletoarelor MPC de curent $v_\ell(k)$.

Structura de control în cascadă a MSMP este reprezentată grafic în Fig. 5.1 (Costin și Lazăr, 2024b).

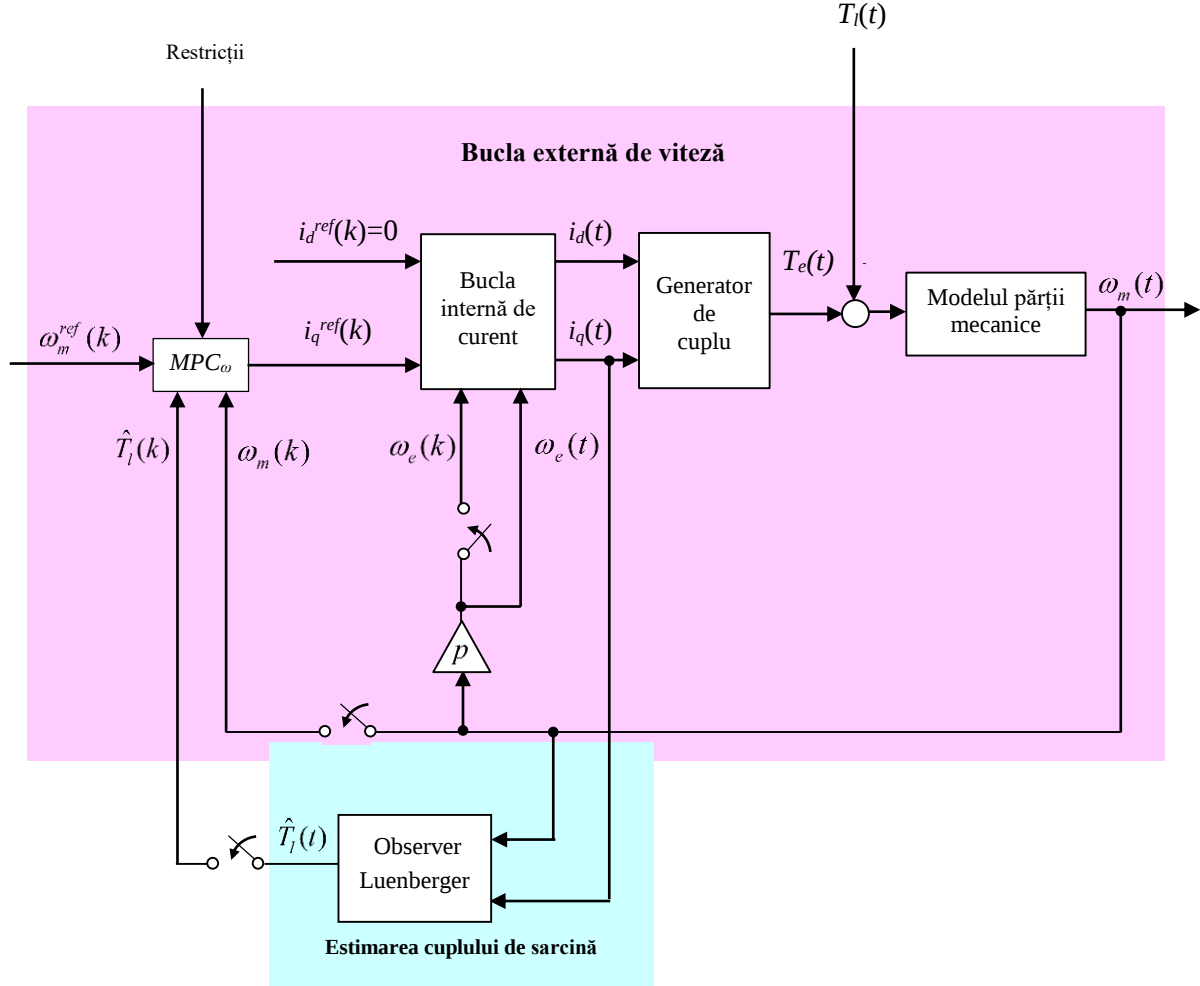


Figura 5.1. Schema de control MPC la MSMP.

Modelului extins al părții mecanice se dezvoltă prin adăugarea unei stări suplimentare reprezentând intrarea decalată cu un pas în urmă $x_m(k) = u_m(k-1)$, rezultând sistemul:

$$\begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ i_q(k+1) \\ x_m(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_m & c_m & 0 \\ 0 & c_{mq} & b_m \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_q(k) \\ x_m(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_m(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ b_m \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_m} \Delta u_m(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\gamma}_m} T_l(k). \quad (5.6)$$

$$\Rightarrow \mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{b}_m \Delta u_m(k) + \boldsymbol{\gamma}_m T_l(k)$$

Din modelul extins al părții mecanice (5.6) se deduce prin recursivitate predictorul ieșirii sub forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m(k+n) &= \mathbf{A}_m^n \mathbf{x}_m(k) + \sum_{p=0}^{n-1} [\mathbf{A}_m^p \mathbf{b}_m \Delta u_m(k-1-p) + \mathbf{A}_m^p \mathbf{b}_l T_l(k)] \\ \omega_m(k+n) &= [1 \quad 0 \quad 0] \mathbf{x}_m(k+n) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Controlul MPC al vitezei rezultă din optimizarea unei funcții cost pătratică cu restricții liniare:

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{u}_m} J_m &\Rightarrow \Delta \mathbf{u}_m \\ J_m(\Delta \mathbf{u}_m) &= \sum_{n=1}^{h_{pm}} \left(\delta_m (\omega_m(k+n|k) - \omega_m^{ref}(k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_{cm}} \left(\mu_m \Delta u_m(k+p|k) \right)^2 + \rho_m \varepsilon_m, \\ \text{c.r.:} &\begin{cases} \omega_m^{\min} - \varepsilon_m W_d^{\omega_m^{\min}} \leq \omega_m(k+n|k) \leq \omega_m^{\max} + \varepsilon_m W_d^{\omega_m^{\max}}, & n=1, \dots, h_{pm} \\ u_m^{\min} \leq u_m(k+n|k) \leq u_m^{\max}, & n=0, \dots, h_{cm}-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (5.8)$$

unde J_m depinde de de secvența viitoare de control $\Delta \mathbf{u}_m = [\Delta u_m(k) \Delta u_m(k+1) \dots \Delta u_m(k+h_{cm}-1) \varepsilon_m]^T$, se realizează relaxarea restricțiilor cu ajutorul variabila slack ε_m ponderată prin intermediul factorului $\rho_{m\varepsilon}$, $(h_{c\ell}, h_{p\ell})$ sunt orizonturile de predicție, (δ_m, μ_m) descriu ponderile real-pozitiv definite, iar $W_d^{\omega_m^{\min/\max}}$ sunt limitele introduse pentru a relaxa restricțiile vitezei.

O formulare alternativă la problema de control MPC a vitezei (5.8) se obține introducând predictorului ieșirii (5.7) în problema MPC (5.8), rezultând problema de control MPC dezvoltată pe baza programării pătratică (Bemporad, 2006):

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{u}_m} J_m &\Rightarrow \Delta \mathbf{u}_m^* \\ \Delta \mathbf{u}_m^* &= \arg \min_{\Delta \mathbf{u}_m} \left(\frac{1}{2} \Delta \mathbf{u}_m^T \mathbf{H}_m \Delta \mathbf{u}_m + [\omega_m(k) \quad i_q(k-1) \quad \omega_m^{ref}(k)] \mathbf{F}_m^T \Delta \mathbf{u}_m \right) \\ \text{c.r.:} &\mathbf{G}_m \Delta \mathbf{u}_m \leq \mathbf{W}_m + \mathbf{S}_m \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \Rightarrow u_m(k) = \Delta u_m^*(k|k) + u_m^*(k-1), \quad (5.9)$$

de unde soluția optimă a problemei de control MPC s-a obținut pe baza principiului orizontului alunecător.

Rejecția perturbației reprezentată de cuplul de sarcină se realizează de către regulatorul MPC de viteză prin intermediul unei componente feedforward. Însă cuplul de sarcină nu este accesibil în mod direct, nefiind o mărime măsurabilă prin mijloace facile. Din acest motiv este necesară estimarea cuplul de sarcină care se realizează cu ajutorul unui observer de stare de tip Luenberger.

5.2.2. Studiu de caz

Se consideră controlul în cascadă al MSMP, structura de control având regulatoare MPC monovariabile pe ambele bucle de control, internă de curent, și externă de viteză. Rezultatele urmăririi referinței de viteză sunt reprezentate grafic în Fig. 5.2. Se constată că structura de control în cascadă a MSMP cu regulatoare de viteză prezintă rezultate mult mai bune la urmărirea referinței constante de viteză, răspunsul în viteză ω_m^{MPC} corespunzător regulatorului MPC are o durată mai mică a regimului tranzitoriu decât răspunsul ω_m^{PI} al regulatorului PI. În cazul curenților, regulatoarele MPC oferă o ameliorare a performanțelor obținute cu regulatoarele PI precum este ilustrat grafic în Fig. 5.3. Adoptând o comandă comună a curentului pe axa d pentru ambele tipuri de abordări $i_d^{ref-PI} = i_d^{ref-MPC} = 0$, se constată că pe această axă nu se înregistrează diferențe notabile, răspunsurile de curent sunt similare, încadrându-se în limitele stabilite, fiind chiar departe de acestea. Pe axa q apar unele diferențe

importante. În primul rând răspunsul curentului i_q^{MPC} obținut cu regulatorul MPC este mai rapid decât răspunsul i_q^{PI} dat de regulatorul PI, având o durată a regimului tranzitoriu mai mică, cea ce conferă unele avantaje. Pe de altă parte, suprareglarea răspunsului regulatorului MPC este sensibilă mai mare decât cea corespunzătoare răspunsului corespunzător regulatorului PI, însă fără efecte negative notabile atâta timp cât regulatorul MPC are capacitatea de a menține curentul în limitele stabilite în faza de proiectare a structurii de control.

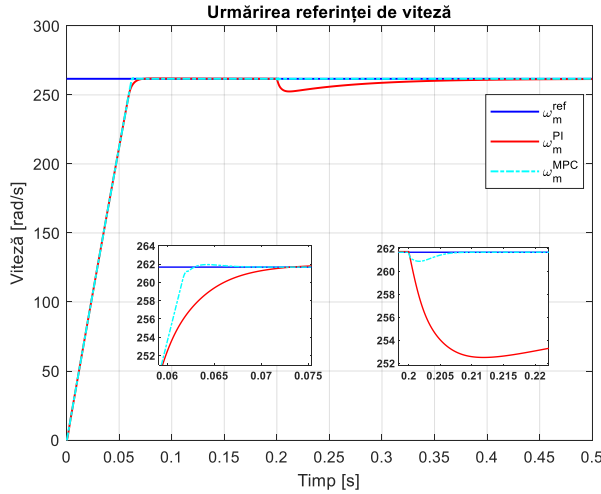


Figura 5.2. Urmărirea vitezei la MSMP.

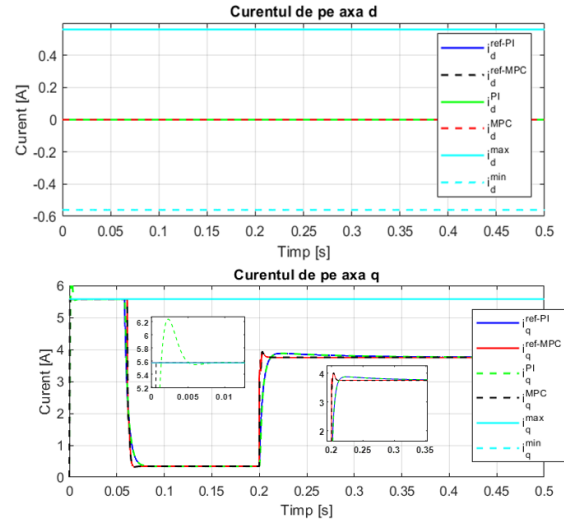


Figura 5.3. Urmărirea referințelor de curent

5.3. Controlul mașinii sincrone cu reluctanță variabilă

5.3.1. Controlul predictiv în spațiul stărilor al mașinii sincrone cu reluctanță variabilă

Structura uzuală în cascadă de control a acționărilor electrice echipate cu MSRV păstrează caracteristicile clasice precum bucla internă de control, iar cea externă de viteză. Controlul curentului a fost prezentat în capitolul 3, când s-a introdus un model unificat de curent pentru mașinile de curent alternativ analizate. Prin particularizarea modelului unificat de curent pentru valoarea de unificare $\chi = 3$ rezultă parametrii MSRV ai modelului de curent, dispuși în Tab. 3.1. Anularea erorii de regim staționar a vitezei generate de perturbația principală care acționează asupra MSRV, reprezentată de cuplul de sarcină, se realizează în mod similar ca la MA cu ajutorul unui bloc de calcul al referinței de viteză modificată.

Pentru bucla externă de viteză s-a utilizat un regulator MPC, în cadrul schemei simbolizat prin MPC_ω .

Adoptând o comandă constantă a curentului pe axa d și neglijând dinamica acestuia, $i_d(t) \approx i_d^{ref}(t) = ct.$, expresia neliniară a cuplului electromagnetic se simplifică, devenind liniară

Proprietățile de urmărire ale regulatorului MPC de viteză se obțin pe baza modelului extins de viteză construit din modelul buclei de viteză în spațiul stărilor suplimentat cu o nouă stare descrisă de intrarea decalată cu un pas în urmă $x_m(k) = u_m(k-1)$:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ i_q(k+1) \\ x_m(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_m(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} a_m & c_m & 0 \\ 0 & c_{mq} & b_m \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_q(k) \\ x_m(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_m(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ b_m \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_m} \Delta u_m(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\gamma}_m} T_l. \quad (5.10) \\ &\Rightarrow \mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{b}_m \Delta u_m(k) + \boldsymbol{\gamma}_m T_l \end{aligned}$$

În Fig. 5.4 se prezintă structura de control în cascadă a MSRV (Costin și Lazăr, 2023a).

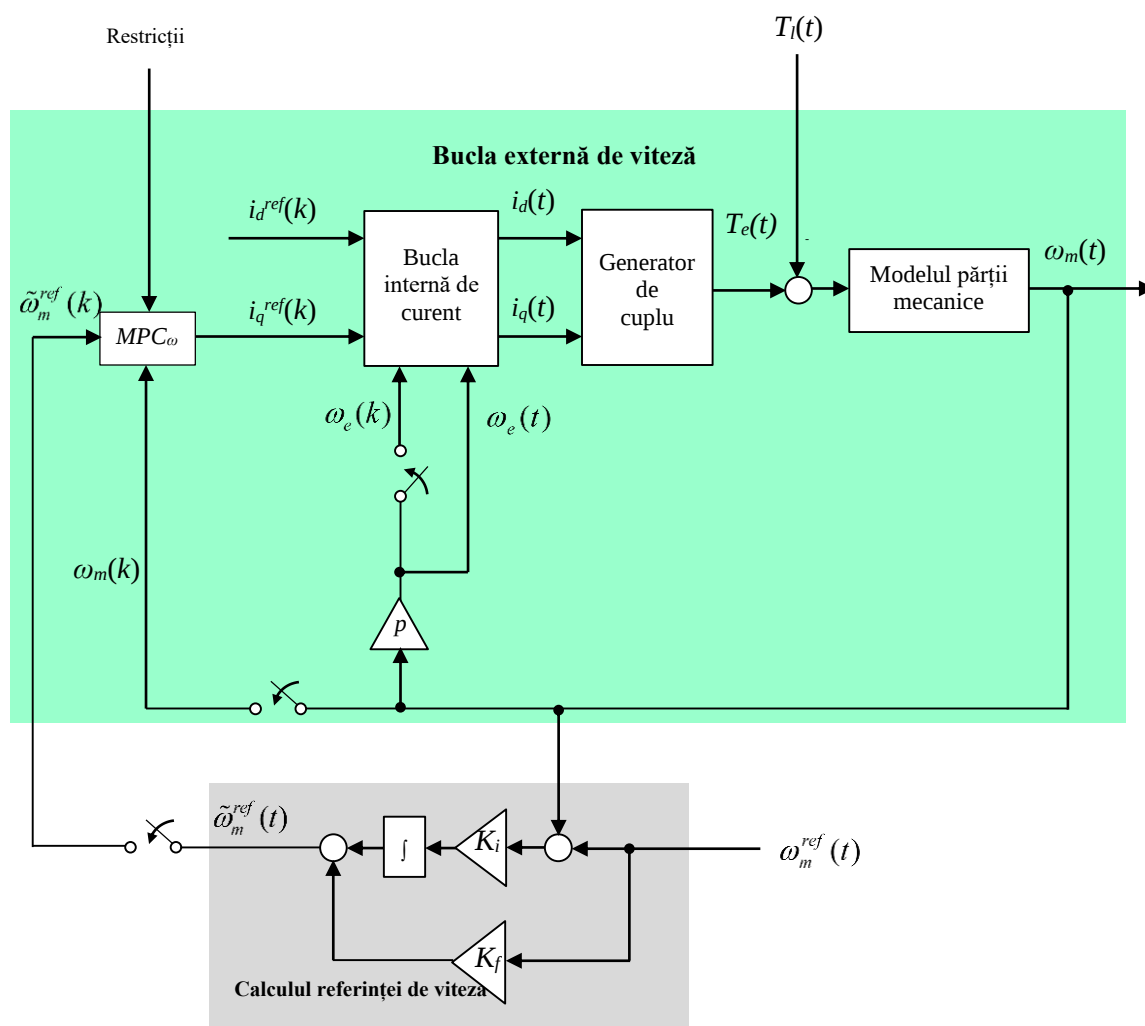


Figura 5.4. Schema bloc de control în cascadă a MSR_V cu regatoare MPC.

Modelul extins al vitezei (5.10) este folosit pentru a obține prin recursivitate predictorul ieșirii:

$$\omega_m(k+n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\mathbf{A}_m^n \mathbf{x}_m(k) + \sum_{p=0}^{n-1} \mathbf{A}_m^p \mathbf{b}_m \Delta u_m(k-1-p|k) \right). \quad (5.11)$$

Problemei de control MPC a vitezei se transpune la optimizarea unei functii cost pătratică cu restricții liniare, de forma:

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{u}_m} J_m &\Rightarrow \Delta \mathbf{u}_m \\ J_m(\Delta \mathbf{u}_m) &= \sum_{n=1}^{h_{pm}} \left(\delta_m(\omega_m(k+n|k) - \omega_m^{ref}(k)) \right)^2 + \sum_{p=0}^{h_{cm}} \left(\mu_m \Delta u_m(k+p|k) \right)^2 + \rho_m \varepsilon_m. \quad (5.12) \\ \text{C.r.:} &\begin{cases} \omega_m^{\min} - \varepsilon_m W_d^{\omega_m \min} \leq \omega_m(k+n|k) \leq \omega_m^{\max} + \varepsilon_m W_d^{\omega_m \max}, \quad n=1, \dots, h_{pm} \\ u_m^{\min} \leq u_m(k+n|k) \leq u_m^{\max}, \quad n=0, \dots, h_{cm}-1 \end{cases} \end{aligned}$$

Procedând similar ca la MSMP, problema de control MPC a vitezei admite o nouă iterație prin substituirea predictorului ieșirii (5.11) în formularea (5.12) rezultând problema de control MPC sub formă pătratică (Bemporad, 2006):

$$\begin{aligned} \min_{\Delta \mathbf{u}_m} J_m &\Rightarrow \Delta \mathbf{u}_m^* \\ \Delta \mathbf{u}_m^* &= \arg \min_{\Delta \mathbf{u}_m} \left(\frac{1}{2} \Delta \mathbf{u}_m^T \mathbf{H}_m \Delta \mathbf{u}_m + \left[\omega_m(k) \quad i_q(k-1) \quad \omega_m^{ref}(k) \right] \mathbf{F}_m^T \Delta \mathbf{u}_m \right) \Rightarrow u_m(k) = \Delta u_m^*(k|k) + u_m^*(k-1) \cdot (5.13) \\ \text{c.r.: } \mathbf{G}_m \Delta \mathbf{u}_m &\leq \mathbf{W}_m + \mathbf{S}_m \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

5.3.2. Studiu de caz

Controlul MPC al MSRV, prezentat în capitolul anterior, admite o structură de control în cascadă, unde ambele bucle au în componență regulatoare MPC monovariabile. Rezultatele urmăririi referinței utilizând regulatoarele ZC-PI și MPC au fost reprezentate în Fig. 5.5. Se constată că utilizarea regulatoarelor MPC conduce la o îmbunătățire substanțială a performanțelor de regim dinamic obținute cu regulatoarele ZC-PI, întrucât durata regimului tranzitoriu pentru răspunsul vitezei la utilizarea regulatoarelor MPC este de doar $t_d^{MPC} = 0.6$ s în comparație cu cea similară $t_d^{ZC-PI} = 2$ s care prezintă o valoare mult mai mare.

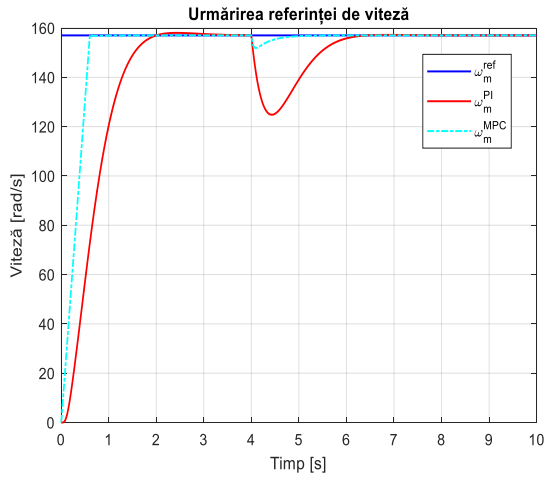


Figure 5.5. Urmărirea referinței de viteză.

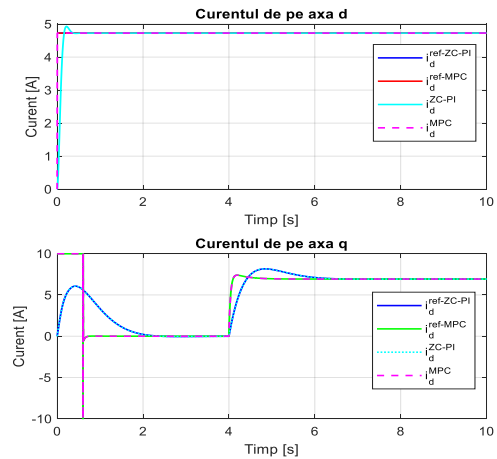


Figure 5.6. Răspunsul curenților dq.

Curenții evoluează în raport cu referințele stabilite, pe axa d o referință constantă, iar pe axa q referință va proveni de la ieșirea regulatorului buclei externe de viteză. Răspunsurile de curent obținute cu cele două tipuri de regulatoare, ZC-PI și MPC, sunt redată în Fig. 5.6. Pe axa d , răspunsul i_d^{MPC} al regulatorului MPC este mult mai rapid decât răspunsul i_d^{ZC-PI} al regulatorului ZC-PI, acesta din urmă prezintă atât o durată mai mare a regimului tranzitoriu, cât și o suprareglare considerabilă față de regulatorul MPC care generează un răspuns fără suprareglare. Răspunsurile curenților după axa q , $i_q^{MPC/ZC-PI}$, redă evoluția cuplului electromagnetic la altă scară

5.4. Concluzii

La MSMP, structura de control în cascadă a avut în vedere utilizarea regulatoarelor MPC, de curent și viteză, proiectate pe baza unui model extins al procesului, care să asigure o soluție obținută ca urmare a rezolvării unei probleme de optimizare pătratică cu restricții. Regulatorul MPC de viteză considerat conține în algoritmul intern o componenta feedforward pentru rejecția perturbației reprezentate de cuplul de sarcina. Ca urmare a acestui fapt este necesară cunoașterea cuplului de

sarcină, a cărei valoare se estimează cu ajutorul unui observer de stare de tip Luenberger. Analiza comparativă a rezultatelor de urmărire a referințelor de viteză și curent la această structură, cu regulatoare PI și MPC, relevă îmbunătățire a performanțelor de regim dinamic la adoptarea reguletoarelor MPC. Suplimentar, și rejecția cuplului de sarcină se realizează mai eficient odată cu utilizarea reguletoarelor MPC.

Ultimul caz de structură de control în cascadă a fost dezvoltat pentru controlul MSRV, având în componența ambelor bucle, internă și externă, reguletoare MPC. Bucla externă este monovaribilă, fiind destinată controlului vitezei mecanice cu un reglator MPC. Utilizând un model extins al vitezei prin considerarea unei stări suplimentare se obține o soluție optimală cu restricții. Eliminarea erorii de regim staționar se realizează precum s-a mai specificat în unele cazuri anterioare, prin generarea unei referinței de viteză modificate. Din comparația rezultatelor urmăririi referințelor de viteză și curent rezultă că reguletoarele MPC conduc la o îmbunătățire substanțială a rezultatelor clasice furnizate de reguletoarele ZC-PI. Adicional, și rejecția cuplului de sarcină se realizează într-un mod mai eficient la structura cu reguletoare MPC.

6. Concluzii, contribuții și direcții viitoare de cercetare

6.1. Concluzii

Acționările electrice actuale cu performanțe ridicate ocupă un loc central în cadrul proceselor rapide atât ca pondere, cât și ca diversitate a aplicațiilor din industrie și mediul rezidențial.

În concluzie, se poate aprecia că soluțiile propuse în cadrul tezei vizând controlul predictiv permit îmbunătățirea substanțială a performanțelor de regim dinamic, pentru viteză și curent, ale acționărilor electrice cu mașini de curent alternativ. O atenție importantă o reprezintă, încă, unificarea modelelor de curent care permite o abordare unitară a acestora în cadrul structurilor de control ale mașinilor electrice de curent alternativ. Adicional, reguletoarele predictive propuse beneficiind de caracteristici superioare celor clasice, structurile analizate prezintă și o rejecție mai eficientă a principalei perturbații din acționările electrice care este reprezentată prin intermediul cuplului de sarcină.

6.2. Contribuții

În opinia autorului, contribuțiile tezei, prezentate în capitolele 3-5, pot fi considerate următoarele:

Capitolul 3

- dezvoltarea unui model unificat pentru curenții dq folosit ca partea fixată a buclei interne a sistemului de control în cascadă destinat acționărilor electrice cu MA, MSMP și MSRV;
- stabilirea restricțiilor liniare pornind de la cele pătratică pentru fiecare din mașinile electrice analizate: MA, MSMP și MSRV; transformarea restricțiilor impuse tensiunilor dq în restricții care acționează asupra ieșirilor reguletoarelor monovariabile de curent;

- formularea problemei de control MPC al curenților dq folosind modelul unificat decuplat și transformarea funcției de cost într-o problema de programare pătratică cu relaxarea restricțiilor pentru a se obține o soluție fezabilă;
- formularea problemei de control GPC, monovariabil și multivariabil, al curenților dq , folosind modelul unificat.

Capitolul 4

- dezvoltarea unei structuri de control în cascadă pentru MA care are la bază metoda de liniarizare cu feedback după stare, varianta cu omotopie, cu regulatoare diferite pe cele două bucle, regulatoare MPC pentru bucla internă de curent, și regulatoare model-free pentru buclele externe de flux și viteză;
- proiectarea buclei de curent prin particularizarea formulării problemei de control MPC folosind modelul unificat dq de curent;
- proiectarea regulatorului prin care se realizează liniarizarea cu feedback după stare, varianta cu omotopie;
- adoptarea regulatoarelor model-free, de tipul iP, la buclele externe suplimentare pentru controlului fluxului și al vitezei în vederea urmăririi referințelor în prezența intertitudinilor de modelare generate de variația parametrului omotopiei la pornirea acționării cu MA;
- validarea prin simulare a structurii propuse de control predictiv în cascadă prin testarea comparativă a performanțelor de urmărire a referințelor aferente structurii cu liniarizare după stare, varianta cu omotopie, cu tandemul de regulatoare MPC-iP în comparație cu rezultatele furnizate de o structura cu regulatoare PI-PI, la buclele internă-externă;
- adoptarea unei structuri de control în cascadă a MA cu regulatoare MPC pentru ambele bucle de control, și tehnica MTPA pentru generarea referințelor optime de curent;
- proiectarea buclei de curent a MA la structura care utilizează tehnica MTPA pe baza modelului unificat de curent;
- calculul regulatorului MPC de viteză prin liniarizarea cuplului electromagnetic și adoptarea parametrilor pentru relația de modificare a referinței de viteză în vederea eliminării erorilor de regim staționar;
- validarea prin simulare numerică a performanțelor structurii adoptate pe baza unei analize comparative între rezultatele furnizate de structura de control cu regulatoare PI și MPC;
- adoptarea unei structuri de control predictiv direct al cuplului și validarea acesteia prin implementarea numerică folosind FCS, cu analiza performanțelor de control.

Capitolul 5

- adoptarea unei structuri de control în cascadă a MSMP, având regulatoare MPC pe ambele bucle ale structurii de control;
- proiectarea buclei de curent a MSMP cu regulatoare MPC pe baza modelului dq unificat decuplat, particularizat pentru cazul MSMP;
- proiectarea buclei de viteză utilizând un regulator MPC care admite o formulare de programare pătratică cu restricții;
- validarea prin simulare numerică a structurii adoptate pe baza unei analize comparative a performanțelor furnizate de structura de control cu regulatoare PI și MPC;

- adoptarea structuri în cascadă pentru controlul MSRV, având regatoare MPC pe ambele bucle, internă și externă, ale structurii de control;
- proiectarea buclei interne de curent a MSRV pe baza algoritmului MPC considerând modelului dq unificat decuplat pentru cazul particular al MSRV;
- proiectarea buclei externe de viteză pe baza algoritmului MPC care permite o formulare de programare pătratică cu restricții;
- validarea prin simulare numerică a rezultatelor obținute de structura control a MSRV adoptată, pe baza unei analize comparative a performanțelor furnizate de regatoare PI și MPC.

6.3. Direcții viitoare de cercetare

În vederea continuării cercetărilor, în cadrul tezei se pot introduce următoarele posibile direcții:

- controlul predictiv al mașinilor electrice având modele parametrice, unde parametrii variabili ai modelului sunt determinați de dependența de temperatură a rezistenței statorice, de modificările inductivităților odată cu saturația miezurilor feromagnetice, de demagnetizarea fluxului magnetic al magnetului permanent etc;
- controlul predictiv la structurile de control în cascadă cu buclă internă dezvoltată pe baza modelului de flux; unificarea modelelor de flux la mașinile electrice de curent alternativ;
- controlul predictiv al mașinilor electrice utilizând tehnicile de optimizare metaeuristice;
- controlul predictiv al mașinilor electrice neco convenționale (cu faze multiple, înfășurări deschise etc.).

Principalele contribuții aduse în cadrul tezei au fost diseminate prin 9 articole științifice, din care 2 au fost publicate în reviste indexate Clarivate Analytics Web of Science, 1 articol publicat într-o revistă indexată BDI, 1 capitol de carte publicat la editura Springer, 4 articole publicate în volume ale unor conferințe indexate Clarivate Analytics Web of Science și 1 articol publicat în volumul unei conferințe indexate BDI. Lista celor 9 articole se găsește în Anexă.

Bibliografie (extras)

- Baciu A., and Lazar C. (2022). Iterative Feedback Tuning of Model-free Intelligent PID Controllers. *Actuators*, 12(56).
- Bemporad A. (2006). Model Predictive Control Design: New Trends and Tools. In *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 6678-6683, San Diego, CA, USA, 13th-15th December.
- Bemporad A., Morari M., and Ricker N. L. (2004). Model Predictive Control Toolbox for Matlab – User's Guide. *The Mathworks, Inc.*, 2004, <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/mpc/>.
- Boldea I., and Nasar S.A. (2009). The Induction Machine Design Handbook, Second Edition. *CRC Press Publishing House*, Boca Raton, USA.
- Bolognani, S., Bolognani S., Peretti L., and Zigliotto M. (2009). Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), pp. 1925–1936.
- Borisevich A., and Schullerus G. (2015). Parameter Homotopy Continuation for Feedback Linearization of Non-Regular Control-Affine Nonlinear Systems. *International Journal of Applied Mathematics*, 28(3), pp. 253–273.

- Camacho E.F., and Bordons C. (2007). Model Predictive Control, Second Edition. *Springer*, New York, USA.
- Clarke D.W., Mohtadi C., and Tuffs P.S. (1987a). Generalized Predictive Control—Part I. The Basic Algorithm. *Automatica*, 23(2), pp. 137–148.
- Clarke D.W., Mohtadi C., and Tuffs P.S. (1987b). Generalized Predictive Control—Part II Extensions and Interpretations. *Automatica*, 23(2), pp. 149-160.
- Costin M.** (2020). Implementation Issues for One-Step-Ahead Predictive Control of an Induction Machine. *Bulletin of the Polytechnic Institute of Jassy. Electrical Engineering, Power Engineering, Electronics*, 66 (70), pp. 73-87.
- Costin M.**, and Lazar C. (2021a). Predictive Control of a Two-Input Two-Output Current System for Permanent Magnet Synchronous Machines. In *Proceedings of the 25th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, pp. 7-12, Międzyzdroje, Poland, 23th-26th August.
- Costin M.**, and Lazar C. (2021b). Predictive dq Current Control of an Induction Motor. In *Proceedings of the 25th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 637- 642, Sinaia, România, 20th-23th October.
- Costin M.**, and Lazar C. (2022). Comparative Study of Predictive Current Control Structures for a Synchronous Reluctance Machine. In *Proceedings of the 6th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 530-535, Sinaia, Romania, 19th-2th October.
- Costin M.**, and Lazar C. (2023a). Field-Oriented Predictive Control Structure for Synchronous Reluctance Motors. *Machines*, 11(682).
- Costin M.**, and Lazar C. (2023b). Constrained Predictive Current Control in dq Frame for a Permanent Magnet Synchronous Machine. In *Proceedings of the 28th International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, pp. 1-4, Sinaia, Romania, 12th-15th September.
- Costin M.**, and Lazar C. (2024a) Induction Motor Improved Vector Control Using Predictive and Model-Free Algorithms Together with Homotopy-Based Feedback Linearization. *Energies*, 17(4).
- Costin M.**, and Lazar C. (2024b). Cascaded Predictive Speed Control and Load Torque Rejection of PMSM. In *Proceedings of the 28th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 200-205, Sinaia, Romania, 10th-12th October.
- Costin M.**, and Lazar C. (2025). MTPA Strategy for Induction Machine Predictive Control. Chapter in: Borowik, G., Chmaj, G., Waszkowski, R. (eds) *Models and Methods for Systems Engineering. Studies in Big Data*, 165, Springer, Cham.
- Fliess M., and Join C. (2013). Model free control. *Internațional Journal of Control*, 86, pp. 2228–2252.
- Hadla H., and Cruz S. (2017). Predictive Stator Flux and Load Angle Control of Synchronous Reluctance Motor Drives Operating in a Wide Speed Range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(9), pp. 6950-6959.
- Join C., Fliess M., and Chaxel F. (2020). Model-Free Control as a Service in the Industrial Internet of Things: Packet loss and latency issues via preliminary experiments. In *Proceedings of the 28th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED 2020)*, pp. 299–306, Saint-Raphaël, France, 16th–18th September.
- Kennel R., and Linder A. (2000). Predictive control of inverter supplied electrical drives. In *Proceedings of the 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp.751-766, Galway, Ireland, 23th–23th June.

- Kennel R., Linder A., and Linke M. (2001). Generalized Predictive Control (GPC) – Ready for Use in Drive applications ?. In *Proceedings of IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference(PESC)*, pp. 1839–1844, Vancouver, Canada, 17th-21th June.
- Motor Systems. *Applied Sciences*, 13(10).
- Peng J., and Yao M. (2023). Overview of Predictive Control Technology for Permanent Magnet Synchronous Motor Systems. *Applied Sciences*, 13(10).
- Peng Z. (2020). Analysis and Implementation of Constrained MTPA Criterion for Induction Machine Drives. *IEEE Access*, 8, pp. 176445-176453.
- Rodríguez J., Cortés P. (2012). Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives, 1 edn. Wiley-IEEE Press, Chichester, England.
- Shiravani F., Alkorta P., Cortajarena J.A., and Oscar Barambones. (2023). An Improved Predictive Current Control for IM drives. *Ain Shams Engineering Journal*, 14(8), 2023.
- Sul S. K. (2011). Control of Electric Machine Drive Systems. *John Wiley and Sons*, Hoboken, NJ, USA.
- Vas P. (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control. *Oxford University Press*, New York, USA.
- Wang L., Chai S., Yoo D., Gan, L., Ng K. (2015). PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters. *Wiley*, New York, NY, USA.
- Zhang G., Chen C., Gu X., Wang X.Z., and Li X. (2019). An Improved Model Predictive Torque Control for a Two-Level Inverter Fed Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. *Electronics*, 769(8).

Anexă

Lista de lucrări publicate pe durata stagiului doctoral

I. Articole publicate în reviste indexate Clarivate Analytics Web of Science:

1. **Costin M.**, and Lazar C. (2024a). Induction Motor Improved Vector Control Using Predictive and Model-Free Algorithms Together with Homotopy-Based Feedback Linearization. *Energies* 2024, 17, 875. <https://doi.org/10.3390/en17040875>, WOS:001171886000001. **(Q1, IF=3)**
2. **Costin M.**, and Lazar C. (2023a). Field-Oriented Predictive Control Structure for Synchronous Reluctance Motors. *Machines*, 11(682), WOS:001036216100001. **(Q2, IF=2.1)**

II. Articol publicat în revistă indexată BDI

1. **Costin M.** (2020). Implementation Issues for One-Step-Ahead Predictive Control of an Induction Machine. *Bulletin of the Polytechnic Institute of Jassy. Electrical Engineering, Power Engineering, Electronics*, 66 (70), pp. 73-87, indexată BDI în Copernicus.

III. Capitol în carte

1. **Costin M.**, and Lazar C. (2025). MTPA Strategy for Induction Machine Predictive Control. Chapter in: Borowik, G., Chmaj, G., Waszkowski, R. (eds) *Models and Methods for Systems Engineering. Studies in Big Data*, vol 165. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-031-76440-0_3, eBook ISBN 978-3-031-76440-0, indexată în baza de date Springer Nature Link.

IV. Articole publicate în volumele conferințelor indexate Clarivate Analytics Web of Science

1. **Costin M.**, and Lazar C. (2024b). Cascaded Predictive Speed Control and Load Torque Rejection of PMSM. In *Proceedings of the 28th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 200-205, Sinaia, Romania, 10th-12th October, doi: 10.1109/ICSTCC62912.2024.10744679, WOS:001440908400033.
2. **Costin M.**, and Lazar C. (2022). Comparative Study of Predictive Current Control Structures for a Synchronous Reluctance Machine. In *Proceedings of the 6th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 530-535, Sinaia, Romania, 19th-2nd October, 10.1109/ICSTCC55426.2022.9931778. WOS:000889980600089.
3. **Costin M.**, and Lazar C. (2021b). Predictive dq Current Control of an Induction Motor. In *Proceedings of the 25th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, 2021, pp. 637- 642, Sinaia, România, 20th-23rd October, doi: 10.1109/ICSTCC52150.2021.9607241, WOS:000859487900105.
4. **Costin M.**, and Lazar C. (2021a). Predictive Control of a Two-Input Two-Output Current System for Permanent Magnet Synchronous Machines. In *Proceedings of the 25th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, pp. 7-12, Międzyzdroje, Poland, 23rd-26th August, doi: 10.1109/MMAR49549.2021.9528476, WOS:001422983000002.

V. Articol publicate în volumele conferințelor indexate BDI

1. **Costin M.**, and Lazar C. (2023b). Constrained Predictive Current Control in dq Frame for a Permanent Magnet Synchronous Machine. In *Proceedings of the 28th International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, pp. 1-4, Sinaia, Romania, 12th -15th September, doi: 10.1109/ETFA54631.2023.10275702.