

**UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN
TIMISOARA**

**METODE DE PROIECTARE
BAZATA PE MODEL
PENTRU APLICATII DE REGALRE
A TURATIEI**

**MODEL BASED DESIGN
METHODS FOR SPEED CONTROL
APPLICATIONS**

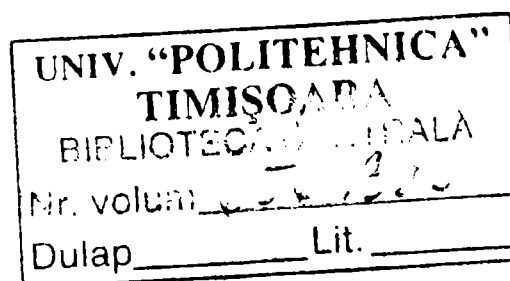
**Teză de Doctorat
Rezumat extins in limba Romana**

Zsuzsa PREITL

**Conducător de doctorat
Prof. Dr. Eng. Radu-Emil Precup**

**Timișoara
2008**

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA



**Membri
Comisiei de Doctorat
numiți prin Ordinul Rectorului Universității “Politehnica” din Timișoara,**

Prof. Dr. Ing. Octavian PROSTAN

**Decanul, Facultății de Automatică și Calculatoare
Universitatea “Politehnica” din Timișoara**

Prof. Dr. Ing. Radu-Emil PRECUP

**Conducător de doctorat
“Universitatea “Politehnica” din Timișoara**

Prof. Dr. Ing. Clement FESTILA

Universitatea Tehnica din Cluj-Napoca

Prof. Dr. Ing. Sergiu CARAMAN

Universitatea “Dunarea de Jos” din Galati

Prof. Dr. Ing. Toma-Leonida DRAGOMIR

Universitatea “Politehnica” din Timișoara

METODE DE PROIECTARE BAZATA PE MODEL PENTRU APLICATII DE REGLARE A TURATIEI

(MODEL BASED DESIGN METHODS FOR SPEED CONTROL APPLICATIONS)

Cuprinsul Tezei de Doctorat

Indexul abrevierilor și notațiilor utilizate

Indexul cu abrevierile utilizate

Indexul cu notațiile utilizate

Partea I-a. Introducere. Aplicațiile de reglare

1. O scurtă sinteză asupra conținutului tezei de doctorat
 - 1.1. Prezentarea tezei
 - 1.2. Contribuții aduse prin teză. O scurtă sinteză
 - 1.3. Mulțumiri
2. Controlul turatiei unui sistem de acționare electrică
 - 2.1. Aspecte generale
 - 2.2. Modelarea matematică a sistemului de acționare electrică
 - 2.2.1. Structura generală a sistemului de tracțiune electrică a vehiculului
 - 2.2.2. Modelul simplificat pentru sistemul de tracțiune
 - A. Sistemul de acționare în varianta cu motor de c.c. (DC-m)
 - B. Acționare cu motor de c.c. fără perii (BLDC-m)
 - 2.2.3. Regimuri de funcționare
 - 2.3. Concluzii
3. Reglarea turatiei unui hidrogenerator
 - 3.1. Aspecte generale
 - 3.2. Modelarea matematică a blocurilor sistemului
 - 3.2.1. Modele matematice simplificate pentru sistemul de aducțiune-turbina și generator sincron cuplat la sistemul energetic
 - A. Sistemul hidraulic
 - B. Generatorul sincron cuplat la sistemul energetic
 - 3.2.2. Modelul matematic simplificat pentru servosistemul electrohidraulic (elementul de execuție)
 - 3.3. Concluzii

Partea a II-a Proiectarea reguletoarelor PID în vederea asigurării comportării în raport cu referința și în raport cu perturbarea de tip sarcină

1. Reguletoare PI, PID și reguletoare cu două grade de libertate
 - 1.1. Structuri de reguletoare PI, PID și 2-DOF
 - 1.2. Structura părții a II-a
2. Tehnici de proiectare a reguletoarelor PI, PID în domeniul pulsației: metoda Modulului Optim și metoda Optimului Simetric
 - 2.1. Structura sistemului de reglare și relații de bază. Tehnici de optimizare
 - 2.1.1. Structura sistemului de reglare și relații de bază
 - 2.1.2. Tehnici de optimizare în domeniul pulsației

- 2.2. Metoda Modulului Optim
 - 2.2.1. Bazele metodei Modulului Optim (MO-m)
 - 2.2.2. Metoda MO-m in varianta data de Kessler, pentru procese de ordin redus si reglatoare PI (PID)
 - A. *Relatii de acordare*
 - B. *Performantele sistemului de reglare*
 - C. *Rejectia perturbatiilor externe*
 - D. *Solutii pentru imbunatatirea performantelor*
- 2.3. Metoda Optimului Simetric
 - 2.3.1. Varianta de baza a metodei Optimului Simetric (SO-m)
 - 2.3.2. Varianta SO-m data de Voda& Landau (relatiile KVL)
 - 2.3.3. Varianta SO-m pentru procese benchmark de ordin redus
 - A. *Relatii de acordare*
 - B. *Performantele sistemului de reglare*
 - C. *Rejectia perturbatiilor externe*
 - 2.3.4. Metoda Optimului Simetric Extins (ESO-m)
 - A. *Relatii de acordare*
 - B. *Performantele sistemului de reglare*
 - C. *Rejectia perturbatiilor constante*
3. Imbunatatirea performantelor in raport cu referinta si in raport cu perturbatia prin dubla parametrizare in metoda Optimului Simetric: metoda 2p-SO-m
 - 3.1. Esenta metodei
 - 3.1.1. Relatii de baza
 - A. *Relatii de acordare a parametrilor regulatorului*
 - B. *Forme optimizate pentru functiile de transfer*
 - C. *Cazuri particulare remarcabile*
 - D. *Analiza efectelor modificarilor in valorile parametrilor regulatorului*
 - 3.1.2. Performantele realizate de sistemul de reglare automata
 - A. *Performante in domeniul timp*
 - B. *Imbunatatirea performantelor in raport cu referinta*
 - C. *Comportarea in raport cu perturbatia de tip sarcina (load) constanta*
 - D. *Analiza in domeniul frecventa*
 - 3.2. Puncte de vedere in alegerea metodei de proiectare. Etape de proiectare
 - 3.2.1. Puncte de vedere in alegerea metodei de proiectare
 - 3.2.2. Metodologie de proiectare si etape de proiectare
 - 3.3. Concluzii. Principalele avantaje ale metodei 2p-SO-m
 - 3.4. Parametrizarea Youla a metodelor MO-m, ESO-m and 2p-SO-m
 - 3.4.1. Aspecte preliminare
 - 3.4.2. Parametrizarea Youla a metodei MO-m
 - 3.4.3. Parametrizarea Youla a metodei ESO-m
 - 3.4.4. Parametrizarea Youla a metodei 2p-SO-m
 - 3.4.5. Concluzii
4. Solutie de reglare in cascada pentru un sistem de tractiune electrica
 - 4.1. Modelarea matematica a procesului

- 4.1.1. Modelarea motorului si a dinamicii vehicolului
- 4.1.2.. Valoari numerice pentru proces
- 4.2. Structuri sistemului de reglare. Proiectarea regulatorului.
 - Rezultate de simulare
 - 4.2.1. Sarcinile sistemului de erglare si performante impuse
 - 4.2.2. Solutii de reglare
 - 4.2.3. Rezultate de simulare
- 4.3. Concluzii
- 5. Concluzii relative la partea a II-a si contributi

Partea a III-a. Solutii noi pentru reglarea turatiei hidrogenatoarelor

- 1. Introducere. Structura partii a III-a
- 2. Solutii de reglare si de proiectare a reglatoarelor de turatie pentru hidrogenatoare. O sinteza
 - 2.1. Solutii de reglare in cascada. Tendinte
 - 2.2. O sinteza asupra solutiilor mai frecvent utilizate in reglarea turatiei hidrogenatoarelor si metode de proiectare
- 3. Solutie de reglare GPC in cascada
 - 3.1. Introducere
 - 3.2. Structura de reglare in cascada propusa
 - 3.3. Proiectare optima a regulatorului intern pentru rejectia perturbatiei pe baza criteriul minmax
 - 3.4. Proiectarea regulatorului GPC in varianta de reprezentare IMC
 - 3.5. Solutie de reglare GPC in cascada pentru reglarea turatiei hidrogenatoarelor
 - 3.5.1. Procesul si modele matematice asociate
 - 3.5.2. Rejectia perturbatiilor din structura de reglare in cascada
 - 3.5.3. Validarea solutiei de reglare. Rezultate de simulare
 - 3.6. Concluzii
- 4. Solutie de reglare Fuzzy pentru hidrogenatoare bazata pe impunerea valorii maxime pentru functia de sensibilitate si functia de sensibilitate complementara
 - 4.1. Introducere
 - 4.2. Proiectarea reglatoarelor PI cu valoare maxima impusapentru functia de sensibilitate si functia de sensibilitate complementara
 - 4.2.1. Proiectarea bazata pe utilizarea valorii maxime pentru parametrul M_s
 - 4.2.2. Proiectarea bazata pe utilizarea valorii maxime pentru parametrul M_p
 - 4.3. Structura de regulator fuzzy Takagi-Sugeno si metoda de proiectare
 - 4.4. Studiu de caz. Resultate de simulare
 - 4.5. Concluzii
- 5. Concluzii relative la partea a III-a si contributi

Partea a IV-a. Dezvoltarea reglatoarelor Fuzzy in domeniul delta

- 1. Introducere. Structura partii a IV-a
- 2. Proiectarea structurilor de reglare automata in domeniul delta
 - 2.1 Transformarea Delta
 - 2.2 Modelarea matematica in domeniul delta. Scurta trecere in revista
 - 2.3. Tehnici de proiectare a reglatoarelor in domeniul delta.
 - Analiza si studii de caz
 - 2.3.1. Proiectarea reglatoarelor PI(D) in domeniul delta bazat pe metodele

MO-m, si 2p-SO-m

- A. *Proiectarea bazata pe metoda MO-m*
 - B. *Proiectarea bazata pe metoda 2p-SO-m*
 - 2.3.2. Proiectarea Dead-beat in domeniul delta
 - 2.3.3. Proiectare hibrida IMC Dead-Beat in domeniul delta. Studii de caz
 - A. *Proiectarea regulatorului Dead-beat cu utilizarea structurii IMC in domeniul delta si implementare hibrida in domeniul delta si Z*
 - B. *Efectele limitarilor in structura IMC hibrida*
 - C. *Analiza de sensitivitate in cazul unui proces de ordinul doi*
 - 2.3.4. Predictorul Smith in implementare IMC pentru procese cu timp mort
 - 2.4. Concluzii
3. Proiectarea in domeniul Delta a reguletoarelor Fuzzy low-cost pentru servosisteme
- 3.1. Introducere. Structura capitolului
 - 3.2. Reguletoare Fuzzy cu dinamica PI and PID (1-DOF). O sinteza
 - 3.3. Proiectarea in domeiul delta a reguletoarelor fuzzy
 - 3.3.1. Proiectarea regulatorului
 - 3.3.2. Extensie la proiectarea reguletoarelor 2-DOF
 - 3.3.3. Aplicarea metodei ESO-m in domeniul delta pentru procese de ordin redus cu componenta integratoare (IT1) si regulator fuzzy PI cu integrare pe iesire si filtru de referinta
 - 3.3.4. Aplicarea metodei MO-m in domeniul delta si regulator fuzzy PI cu integrare pe iesire
 - 3.4. Studiu de caz si implementare in timp real
 - 3.5. Concluzii
4. Concluzii relative la partea a IV-a si contributi

Partea a V-a. Contributii: sinteza finala. Directii ulterioare de cercetare

- 1. Contributii
 - 1.1. Contributii relative la Partea I-a
 - 1.2. Contributii relative la Partea a II-a
 - 1.3. Contributii relative la Partea a III-a
 - 1.4. Contributii relative la Partea a IV-a
- 2. Directii ulterioare de cercetare

Anexe

Anexa 1. Echivalarea reguletoarelor 1-DOF (PID) cu filtre cu regulatorul 2-DOF

- 1. Aspecte de baza
- 2. Proiectarea reguletoarelor 2-DOF. Rezolvarea ecuatiei Diofantice
- 3. Echivalenta dintre reguletoarele 1-DOF (PID) cu filtre si regulatorul 2-DOF
- 4. Concluzii si rezultate de cercetare colaterale

Anexa 2. Reprezentarea polinomiala RST pentru regulatorul cu predictie generalizat (GPC)

- 1. Relatii de baza. Structura polinomiala 2-DOF (RST)
- 2. Tratarea limitarilor in cazul structurilor RST si IMC

3. Influenta parametrilor predictivi asupra polilor sistemului inchis
4. Concluzii

Anexa 3. Regulator fuzzy cu doua grade de libertate (2-DOF). Structura si proiectare

1. Structura unui regulator fuzzy cu doua grade de libertate (2-DOF-FC) si proiectare
2. Regulator fuzzy 2-DOF intr-o aplicatie de sistem de urmarire
 - 2.1. Situatie de baza
 - 2.2. Resultate de simulare
3. Concluzii

Bibliografie

Sinteza asupra lucrarilor proprii

A. Lucrari

B. Referate de doctorat, Proiect de diploma si dizertatia de master

Indexul abrevierilor și notațiilor utilizate

Indexul cu abrevierile utilizate

<i>Abreviere</i>	<i>Semnificația abrevierii</i>
0	1
DOF	Degree of Freedom / Grade de libertate
1-DOF	One Degree of Freedom / Un singur grad de libertate
2-DOF	Two-Degrees of Freedom / Doua grade de libertate
CS	Control System, Control Structure / Sistem de reglare (automată), Structura de sistem de reglare (automată)
CCS	Cascade Control Structure (System, solution) / Sistem de reglare in cascada
MIMO	Multi-Input Multi Output (system) / Mai multe intrari - mai multe iesiri
SISO	Single-Input Single Output (system) / O intrare – o iesire
CAD	Computer Aided Design / Proiectare asistata de calculator
MBC	Model Based Control / Proiectare bazata pe model
IMC	Internal Model Control / Reglare bazata pe model intern
MPC	Model-Predictive-Control / Reglare predictive bazata pe model
GPC	General Predictive Control / Reglare predictive generalizata
DB	Dead-Beat Control / Reglare cu timp de raspuns finit
FC	Fuzzy control (controller) / Regulator fuzzy
TS-FC	Takagi-Sugeno Fuzzy Controller / Regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno
t.f.	transfer function / functie de transfer
f.r.f.	frequency response function / functia de raspuns la frecventa
F- r, F-y	Input filters regarding to reference channel or to feedback channel / .Filtru de referinta sau Filtru montat pe canalul de reactie
MM	Mathematical Model / model matematic
EM	Electric Machine / Masina electrica
DC-m	Direct Current motor / Motor de current continuu
BLDC-m	Brushless Direct Current motor / Motor de current continuu fara perii
NEDC	New European Driving Cycle (test cycle) / ciclul test NEDC
EG	Electric Generator / Generator electric
MO-m	Modulus Optimum method / metoda Modulului Optim
SO-m	Symmetrical Optimum method / metoda Optimului Simetric
E-SO-m	Extended Symmetrical Optimum method / metoda Optimului Simetric extins
2p-SO-m	double parameterization (2p) of the Symmetrical Optimum method (SO-m) / dubla parametrizare in metoda Optimului Simetric
HT	Hydraulic-turbine / turbine hidraulica
HG	Hydrogenerator / hidrogenerator
SG	Synchronous Generator / generator sincron (GS)
PS	Power System / sistem energetic (de putere) (SE)
HTPS, PsS	Hydro-turbine and Penstock (penstock system) / sistem aductiune si turbina
HTG	Hydro-Turbine and Generator / turbine hidraulica si generator
C	Controller / regulator
P	Plant / process
DL1	Derivative with first order Lag type (filter, subsystem, model) / Derivat cu Temporizare de ord. 1 (DT1)
PL1	Proportional with first order Lag type (filter, subsystem, model) / Proportional cu Temporizare de ord. 1 (PT1)
PL2	Proportional with second order Lag (subsystem, model)/ Proportional cu Temporizare de ord. 2 (PT2)
PL3	Proportional with third order Lag / Proportional cu Temporizare de ord. 3 (PT3)
PI(D)	Controller type: P-proportional, I-integrative, D-derivativ / Regulator de tip P-

	proportional, I-integrator, D-derivativ
PDL1	Proportional Derivative with first order Lag / Proportional Derivativ cu Temporizare de ord. 1 (PDT1)
ISE	Integration of Square Error cost function / functie de cost patratica
MCARE	Modified Control Algebraic Riccati Equation / ecuatie allgebrica Riccati modificata
EHS	Electro-Hydraulic System / Sistem electrohidraulic
EHC	Electro-Hydraulic Converter / convertor electrohidraulic
SVD	Slide-Valve Distributor / sertar distribuitor
MSM	Main Servo-Motor / servomotor principal
R, S, T	Polynomials in 2-DOF representation (RST- structure) / forma polinomiala in (structura RST)
RST (representation)	Polynomial representation of 2-DOF controller / reprezentarea polinomiala 2-DOF
LQ	Linear Quadratic (optimization method) / optimizarea linear patratica
NFS	Non-minimum phase systems / . System de faza neminima
FC-S	Fuzzy Control System / system de reglare fuzzy
B-FC	nonlinear fuzzy-block / bloc neliniar fuzzy
TS-FS©	Takagi-Sugeno fuzzy system (controller) / Sistem (regulator) fuzzy Takagi-Sugeno
PI-C-r	PI-controller with optimized parameters regarding the CS reference / regulator PI cu parametric acordati in raport cu referinta
PI-C-d	PI-controller with optimized parameters regarding the CS load disturbance / regulator PI cu parametric acordati in raport cu perturbatia
2-DOF FC	Two Degree of Freedom Fuzzy Controller / regulator fuzzy 2-DOF
Q-C	quasi-continuous / Cvasi-continuu (continual)
p-t.f.	pseudo-transfer function / pseudo-functie de transfer
PI(PID)-FC	quasi-PI (PID) fuzzy controller / regulator fuzzy cvasi-PI(PID)
PI-FC-OI	quasi-PI fuzzy controller with output integration / regulator fuzzy cvasi-PI(PID) cu integrare pe iesire
PI-FC-II	quasi-PI fuzzy controller with input integration / regulator fuzzy cvasi-PI(PID) cu integrare pe intrare
RB	Rule base / baza de reguli
MF	Membership Function / functie de apartenenta
LTs	Linguistic Terms / termen lingvistic
LVs	Linguistic Variables / variabila lingvistica
ZOH	Zero-Order-Hold element/block / element de retinere (extrapolator de ord. zero

Indexul cu notațiile utilizate

<i>Notația</i>	<i>Semnificația notației</i>
0	1
$H_{x,y}(s)$	transfer function (t.f.), where x, y – dedicated indices / funcție de transfer cu indici dedicați
$H_{x,y}(j\omega)$	frequency function (f.r.f.) / funcția de răspuns la frecvență (f.r.f.)
$A(s), B(s);$ $P(s), Q(s)$	Polynomials in a rational t.f. form: - for the plant; - for the controller / forme polinomiale în reprezentarea sub formă rațională a funcției de transfer
$\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}, \underline{L}$	matrices in a state-feedback MM (underlining can be omitted) / matricile reprezentării prin model după stare
$S(s)$	sensitivity function / funcția de sensibilitate
$T(s)$	complementary sensitivity function / funcția de sensibilitate complementară
$G(s), N(s), M(s),$ $Q(s), X(s), Y(s)$	Rational forms, polynomial representation (parameterization) (see Youla parameterization) / forme raționale și polinomiale în reprezentarea (parametrizarea) Youla
$L(s), H_0(s)$	the open loop transfer function / funcția de transfer a sistemului deschis
$H_r(s)$	Closed loop t.f. regarding to the reference input (r)/ funcția de transfer a sistemului închis relative la referință
$H_{d1}(s), H_{d2}(s)$	Closed loop t.f. regarding to the disturbance input / funcția de transfer a sistemului închis relative la perturbații
$L_0(s), H_{r0}(s), S_0(s)$	Optimized (with index 0) expression for the mentioned t.f. / formele optimizate (index 0) pentru expresiile menționate
$H_c(s), C(s)$	t.f. of the controller / funcția de transfer a regulatorului
$k_c, k_c'; T_c, T_c'$ T_f, T_i, T_d	Controller parameters / parametri regulatorului
$H_p(s), P(s)$	t.f. of the plant / funcția de transfer a procesului
T, T_1, T_2, T_k, τ	time constants (in general, of a plant, of a subsystem, ...; indices can be associated) [sec] / constantă de timp (in general)
τ	(also) the delta-transformation zero, [sec] / (de asemenea) zero de transformare delta
$T_\Sigma,$	equivalent time constant (sum of small time constants), [sec] / constanta de timp echivalentă
T_m	time delay, dead-time constant; also mechanical time constant, [sec] / timp mort
$M_{r(p)}(\omega) = H_r(j\omega) $	the magnitude function of the f.r.f. regarding to the reference signal / modulul f.r.f. în raport cu referința
$M_{d,d2}(j\omega) = H_{d,d2}(j\omega) $	the magnitude function of the f.r.f. regarding to the disturbance signal / modulul f.r.f. în raport cu perturbația
$Z\{ \}$	symbol for the Z transform / simbolul transformării Z
$r(t)$	reference signal / referința
$u(t), y(t), \underline{x}(t)$	general notations for system input, output and state / notație generală pentru intrare, ieșire, stare
$e(t)$	control error (the error signal) / semnalul de eroare (eroarea de reglare)
u, u_c	control signal, command from the controller; some particular notations are also used (for example $u_{cE}, u_{c\omega} \dots$) / semnalul de comandă (comanda)
$d(t), d_x(t)$	disturbance (index x can be associated) / perturbația (indicele x este asociabil)
$y(t)$	measured output / ieșirea măsurată
$z(t)$	controlled output / ieșirea de apreciere

k_M	measurement equipments' gain (with a supplementary index) / coeficientul de transfer al elementului de măsură
k_{awr}	gain of Anti-Windup-Reset (AWR) block / amplificarea blocului AWR
T_A, T_E	time constant of an actuator (A, E), [sec] / constanta de timp a elementului de execuție
T_u	electrical time constant, [sec] / constanta de timp electrică
u_u	armature voltage, [V] / tensiunea de alimentare
k_u, k_A	actuator gain / coeficientul de transfer al elementului de execuție
u, u_c	voltage, command voltage, [V] / tensiune (in general), tensiune de comandă,
L_u	Inductance, [H] / inductivitate
R_u	Resistance, [Ω] / rezistență
i, i_u	current, field current, [A] / current, current indus
e, e_m	(counter) electromotive voltage, [V] / tensiune electromotoare induse
k_e	electromotive voltage coefficient, [V/rad/sec] / coeficientul tensiunii electromotoare induse
k_e	current-torque coefficient, [Nm/A] / constanta electromagnetică current-cuplu
k_f	friction coefficient, [Nm/rad/sec] / coeficient de frecare
ω	(angular) speed, [rad/sec], [sec^{-1}] / viteză unghiulară
ω_v	the speed of the drive shaft and wheel, [rad/sec], [sec^{-1}] / viteza unghiulară la roți
J_m	moment of inertia of the motor, [kg m^2] / momentul de inerție a motorului
J_{veh}	moment of inertia of the vehicle reduced to the motor axis, [kg m^2] / momentul de inerție redus la arborele motor
J_w	moment of inertia of the two driven wheels reduced to motor axis (converted), [kg m^2] / momentul de inerție a roților redus la arboreal motor
J_{tot}	total moment of inertia of the plant, [kg m^2] / momentul de inerție total
$M_a, m_a, \Delta m_a$	active torque, [Nm] / cuplu activ
$M_s, m_s, \Delta m_s$	load torque (the notation M_d or M_{load} will be also used), [Nm] / cuplul rezistent
M_f	friction torque, [Nm] / cuplul de frecări
$w_r, F_d, A_a, C_b, M_d, \gamma$	parameters in vehicle dynamics (Part I relation (2.2-1)) / parametric vehicolului
v	linear velocity of vehicle, [m/sec] / viteza lineară a vehicolului
m_{tot}	the total mass of the vehicle (lower and an upper limit, $m_{tot, min}$ and $m_{tot, max}$), [kg] / masa totală a vehicolului
g	gravity acceleration, $g = 9.81$ [m/sec ²] / accelerația gravitațională
r	the wheel radius (in the first application) [m] / raza roții (prima aplicație)
A_d	frontal area of vehicle [m^2] / area frontală a vehicolului
C_d	air drag coefficient / coeficientul de rezistență aerodinamic
C_r	rolling resistance coefficient / coeficientul de frecare la rulare
ρ	air / water density, [kg/m^3] / densitatea aerului / apei
f_r	drive ratio / raport de reducere
P	power, (generally, in particular mechanical or electrical power) [W] / putere (in general)
η	Efficiency / randament
$H, \Delta h$	the water-fall [m], [p.u.] / caderea (centralei)
$Q, \Delta q,$	Water flow [m^3/sec] / debitul apei (scurgere)
$y(t), \Delta y(t)$	position of the electro-hydraulic actuator (part I) [m] / poziția servomotorului electro-hidraulic
p_G, q_G	active power [W], reactive power [VAr] (of the generator) / putere activă / reactivă a generatorului sincron
u_G	armature voltage (of the generator) [V] / tensiunea la bornele generatorului sincron

T_w, T_L	the water time constant, the reflection time constant [sec] / constanta de timp a coloanei de apă
α_m	the network self-control coefficient / coeficientul care caracterizează gradul de interconectare GS-SE
g_0	electro-hydraulic converter's gain (Part I, fig.3.2.3) / amplificarea convertorului electrohidraulic
σ_1	overshoot of a CS / suprareglajul sistemului de reglare automată
t_1	first settling time / timp de primă reglare
t_s	settling time / timp de reglare (stabilizare a regimului tranzitoriu)
$t_{s(d1,d2)}$	the settling time regarding to the disturbance timp de reglare (stabilizare a regimului tranzitoriu) in raport cu perturbația
γ_n	static coefficient / statismul sistemului
φ_m, φ_r	phase margin (phase reserve) / rezerva de fază
ω_c	crossover frequency / frecvența de tăiere
$M_{p_{max}} = \max T(j\omega) $	maximum magnitude of the frequency response / maximul modulului funcției de sensibilitate complementară
$M_{s_{max}} = \max S(j\omega) $	maximum value of the loop sensitivity function // maximul modulului funcției de sensibilitate
$m = T_z/T_1$	specific parameter in 2p-SO-method / parametru de proiectare specific pentru metoda 2p-SO
β	specific parameter in ESO-m and 2p-SO-methods / parametru de proiectare specific pentru metoda ESO si 2p-SO
-20 (-40) dB/dec.	the slope of the Bode diagram / panta caracteristicii modul-pulsație
φ	the set of all bounded rational forms with real coefficients / set de forme raționale mărginite
J	Integral Cost Function / funcție de cost de tip integral
N_1, N_2	limits of the prediction horizon / limite in orizontul de predicție
N_u	the control horizon / orizont de timp de reglare
$\hat{y}(t+j t)$	the j -step ahead prediction of the output / predicția cu j - pași în avans
$r(t+j)$	the future reference trajectory / traiectoria referinței
$\delta(j), \lambda(j)$	weighting sequences / secvența pondere
q^{-1}	the shift operator / operatorul de întârziere elementar
$K, K_u, K_d,$	Feedback gain matrix and its components / matrice de reacție după stare
ρ, γ	design parameter in Modified Control Algebraic Riccati Equation (MCARE) / parametric de proiectare in ecuația MCARE
$K_p^{r(d)}, K_I^{r(d)}$	Discretized value for parameters of the PI-C-(r, d) controllers / parametric regulatorului PI in varianta discretizată
h	sampling period / periada de eşantionare
$S_e, S_{\Delta e}, S_{\Delta r}, S_s$	Parameters which characterize membership functions / parametric ce caracterizează funcțiile de apartenență
$\Delta r_k = r_k - r_{k-1}$	increment for the reference input / incrementul referinței
$\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$	increment for the error signal / incrementul erorii de reglare
$\Delta u_k = u_k - u_{k-1}$	increment for the control signal / incrementul comenzii
$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4,$	Parameters for computing Δu_k . in TS-FC (part III-chapter 4) / parametri utilizați in calculul comenzii
S_s	Parameter for computing s_k . in TS-FC (part III-chapter 4) / parametri utilizați in calculul lui s_k .
ZE, PS, PM, PB, NS, NM, NB	The names of the membership function / denumirile funcțiilor de apartenență
$F(\gamma) = T\{f(t)\}$	generalized delta transform of a function / transformare delta
γ sau δ	the variable associated to the delta operator / variabila asociată reprezentării in domeniul delta

$H(\gamma)$	the delta t.f. / f.t. in domeniul delta
$H_{C-PI}(\gamma), H_{C-PI}(\gamma)$	t.f.s for the delta PI and discrete PI controllers / f.t. in domeniul delta aferente regulatorului PI și PI discret
$H_{C-DB}(\gamma)$	t.f.s for the delta DB controllers / f.t. in domeniul delta aferente regulatorului Dead-Beat
$B^+(\gamma), B^-(\gamma)$	Decomposition of $B(\gamma)$ into cancelling zeros $B^+(\gamma)$ and non-cancelling zeros $B^-(\gamma)$ / descompunerea lui $B(\gamma)$ in parte compensabilă și parte necompensabilă
$C_{SM}(\gamma), C_{SM}(z)$	Controller with included Smith-predictor (in δ and z domain) / regulator cu predictor Smith inclus
$H_m(z) = P_m(z)$ $A_m(z), B_m(z)$	The reference model's t.f. and its polynomials / modelul de referință, formele polinomiale aferente
$A_0(z)$	Observer polynomial / polinomul de observare
$\partial\{S, R, T, \dots\}$	Degree of polynomials / gradul unei forme polinomiale (raționale)
$\langle \Delta r_k, \Delta^2 r_k \rangle$	the phase plane for two variable / planul fazelor pentru două variabile
B_e, B_{je}, B_{ju}	tuning parameters (in FC-s) / parametri de acordare pentru un regulator fuzzy

Partea I-a. Introducere. Procese conduse

"You see things, and you say: 'Why?' But I dream things that never were and I say 'Why not?'" (George Bernard Shaw)

1. O scurtă prezentare a conținutului tezei de doctorat

1.1. Prezentarea tezei

Teza tratează metode de proiectare a reguletoarelor și a structurilor de reglare automată (CS) dedicate sistemelor de reglare a turației. Actualitatea cercetărilor se regăsește în interesul acordat topicului în publicațiile din domeniu: reviste (Automatica, IEEE, s.a.), congrese (IFAC), conferințe cu tematica dedicată (Control Design, Applied Optimization in Control a.o.), rapoarte de cercetare, teze de doctorat. Teza este finalizată prin prezentarea metodelor de proiectare a reguletoarelor și structurilor de reglare.

Denumirea de *Proiectare bazată pe model (Model Based design)* este în sensul de metode de proiectare se bazează pe modelul procesului. Conceptul mai general de Reglare bazată pe model, (**Model Based Control**, MBC) este utilizat în situațiile în care modelul procesului intra nemijlocit în structura algoritmului (Internal Model Control, Model Predictive Control, Inferential Control, Smith predictor). Dar și metodele clasice de proiectare a reguletoarelor PI(D) sunt bazate pe model și funcție de acuratețea modelului asigură performanțe de reglare superioare [I-93].

Teza este structurată pe cinci părți, având o extensie de 166 pagini și se bazează pe o bibliografie cu 206 lucrări bibliografice citate și apelate. Din cadrul acestora la 21 sunt unic autor/prim autor/coautor, din care la 12 ca prim sau unic autor iar la celelalte ca membru în colectivul de cercetare; de asemenea sunt citate și cele trei referate de doctorat. Bibliografia este numerotată unitar în coloana 1-a sub forma [118] (exemplu) dar referile din cadrul fiecărei părți este marcată distinct în coloana a 3-a tezei sub număr specific părții în cauză; de exemplu, pentru lucrarea [118] se vor regăsi apelările din partea a II-a și a III-a sub forma [II-37], [III-58]. Astfel a fost asigurată flexibilitatea în marcarea și utilizarea materialului bibliografic.

Partea I-a intitulată **Introducere. Procese conduse**, prezintă o sinteză asupra contribuțiilor aduse prin teza (capitolul 1) și modelarea matematică a aplicațiilor tratate în teza (capitolele 2 și 3): sistem de acționare electrică și reglarea turației unui hidrogenerator cuplat la sistemul energetic.

Partea a II-a intitulată **Proiectarea reguletoarelor PID pentru asigurarea performanțelor de urmărire și de respingere a perturbațiilor**, prezintă o metodă nouă de proiectare în domeniul pulsație bazată pe o dublă parametrizare în relațiile specifice criteriului Optimului Simetric (2p-SO-m). Aplicarea metodei este axată pe reglarea turației unui sistem de acționare electrică aferentă unui vehicul cu tracțiune electrică.

Partea a III-a intitulată **Metode noi pentru controlul turației unui hidrogenerator (HG)** prezintă două soluții de reglare bazate pe combinarea unor strategii de conducere în cadrul unor structuri de reglare în cascadă:

- o soluție de reglare în cascadă cu regulator intern acordat pe principiul minimax și o buclă exterioară bazată pe principiul GPC;

- o structură de reglare fuzzy [III-15]. Se proiectează două regulatoare liniare PI apoi se dezvoltă un regulator fuzzy Takagi-Sugeno (TS-FC) cu patru intrări și două ieșiri.

În partea a IV-a intitulată *Dezvoltarea regulatoarelor fuzzy în domeniul delta* se prezintă o metodologie de proiectare finalizată printr-un regulator fuzzy PI de tip Mamdani [IV-21]; soluția a fost validată pe o instalație de laborator.

Partea a V-a, intitulată *Concluzii*, sintetizează concluziile și contribuțiile aduse prin teză.

Cele trei anexe cuprinse în partea de *Anexe* cuprind trei anexe fiecare relativă la o parte a tezei, II, III și respectiv IV.

1.2. Contribuțiile aduse prin teza. O scurtă sinteză

În tabelul 1.2-1 se prezintă o sinteză asupra contribuțiilor din teza.

Table 1.2-1

Part	Cap.	Paragraf	Contributii	Lucrari referite
0	1	2	3	4
I	2.	2	O sinteza asupra modelării matematice a procesului pentru un sistem de acționare cu m.c.c (BLDC) destinat unui vehicul cu tracțiune electrică, orientată spre proiectarea structurii de reglare	[I-19], [I-20]
	3.	3	O sintetiza asupra modelelor matematice aferente subsistemelor care apar în structura unui sistem de reglare a turației unui HG; modelele sunt orientate spre dezvoltarea structurilor de reglare automata.	[I-89], [I-88] (Referat 3), (Referat 2)
II	2	2.2 2.3	Sinteza bibliografică asupra metodelor de proiectare optimala bazate pe criteriile de modul și detalieri asupra metodelor MO-m, SO-m și ESO-m.	[I-87] (Referat 1)
	3	3.1 3.2 3.3	O noua metoda de proiectare a regulatoarelor bazata pe dubla parametrizare a condițiilor de optim specifice criteriului SO-m. Date de simulare comparative permit o buna delimitare a situatiilor în care aplicarea metodei se dovedeste eficienta	[I-6], [II-21], [II-95], [I-87] (referat 1)
	3	3.4	O interpretare de proiectarea robusta a MO-m, ESO-m and 2p-SO-m bazata pe parameterizarea Youla	[II-61], [II-95]
	Anexa 1		Tratarea regulatoarelor PI, PID ca regulatoare cu doua grade de libertate și dezvoltarea unei metode de proiectare (CAD) a regulatoarelor 2 DOF	[II-70], [I-77] [IV-35]
III	2.	2.2	O sintetiza asupra rezultatelor recente privind proiectarea structurile de reglare în cascada bazat pe mixajul diferitelor metode de proiectare	[I-88], [I-89] (referat 2, 3)
	3	3.2- 3.5	O noua conceptie privind proiectarea structurii de reglare în cascadă (CCS) cu regulator intern după stare minmax și buclă externă GPC. Regulatorul GPC este dat prin reprezentarea IMC (RST). Soluția este aplicată la reglarea turației unui HG	[III-26], [I-88], [I-89] (referat 2) (referat 3), [II-17]

	4	4.2-4.4	O noua concepție privind proiectarea structurii de reglare în cascadă cu regulator fuzzy (FC) aplicată la reglarea turației unui HG. Structura FC are particularitatea patru intrări două ieșiri și realizează două regulatoare fuzzy PI fiecare acordat independent. Regulatoarele convenționale asigură valoare maximă pentru funcțiile de sensibilitate și sensibilitate complementară. cu aplicarea echivalenței între regulatorul fuzzy și regulatorul liniar.	[III-15], [I-89] (referat 3)
	Anexa 2		Prezintă echivalentul IMC al structurii GPC. Este tratată problema restricțiilor, a măsurii AWR și se analizează efectul parametrilor GPC asupra performanțelor sistemului.	[III-33], [I-88] (referat 2)
IV	2	2.1	Scurta sinteza asupra avantajelor utilizării transformatei delta la implementarea algoritmilor de reglare numerică	[IV-6], [IV-9]
	2	2.3.2	Studiu privind metode de proiectare a reguletoarelor în domeniul delta: - Proiectarea PI, PID bazat pe metodele MO-m, SO-m, 2p-SO-m; evidențierea avantajelor implementării; analize de sensibilitate a sistemului; - Proiectarea reguletoarelor DB; performanțe similare,	[IV-5], [IV-6], [IV-9]
	2	2.3.3 2.3.4	Studiu privind proiectarea reguletoarelor cu predictor Smith bazat pe principiul IMC pentru procese cu timp mort în domeniul delta. Utilizarea mixajului reprezentării duale delta și Z discret a procesului la implementarea reguletorului IMC (arhitectura hibridă).	[IV-7], [IV-8], [IV-16] [I-88] (referat 2)
	3	3.3 3.4	O nouă metodă de proiectare a unui reguletor fuzzy PI de tip Mamdani pentru procese de tip benchmark, bazat pe reprezentarea în domeniul delta. Metoda de proiectare este simplă și transparentă și ușor de implementat.	[IV-21] [I-89] (referat 3)
	Anexa 3		O metodă de dezvoltare a reguletoarelor fuzzy 2-DOF FCs. cu aplicarea echivalenței între reguletorul fuzzy și reguletorul liniar.	[IV-22], [IV-35], [IV-45], [IV-46] [IV-47]

1.3. Mulțumiri

Mulțumiri deosebite sunt adresate

- Conducătorului științific, Prof.Dr. Radu-Emil Precup,
- Cadrelor didactice de la Universitatea Politehnică din Timișoara, departamentul de Automatică și Informatică Aplicată, Prof. Dr. Toma-Leonida Dragomir, Prof. Dr. Octavian Proștean, Prof. Dr. Gheorghe-Dan Andreescu, Prof. Dr. Daniel Curiac, Conf. Dr. Ioan Silea, Conf. Prof. Dr. Ioan Filip, Prof. Dr. Vasile Stoicu-Tivadar, Prof. Stefan Kilyeni.
- Colegilor de la BUTE alături de care am avut ocazia să lucrez și să particip în diferite teme de cercetare Dr. József Bokor, membru al Academiei de științe a Ungariei, Prof. Dr. Bars Ruth, Prof. Dr. Vajk István, Prof. Robert Haber from University of Applied Science, Cologne (Germany), Dr. Kulcsár Balázs, Dr. Levendovszky Tihamér, Dr. Barta Tamás, Dr. Péter Tamás și Bauer Péter.

- Membrilor comitei de doctorat.

In final, dar nu in ultimul rand as dori sa multumesc Parintilor mei pentru tot sprijinul acordat.

2. Controlul turației unui sistem de actionare electrica

2.1. Aspecte generale

MM aferent unui sistem de actionare electrica Fig. 2.1-1 poate avea diferite grade de detalieri [I-10], [I-22], [I-24]. Partea de sarcina (load) "sistemul actionat" este specifica fiecarei aplicatii afectand caracterul momentului de sarcina, [I-13], [I-14], [I-21], [I-29], [I-30], [I-42].

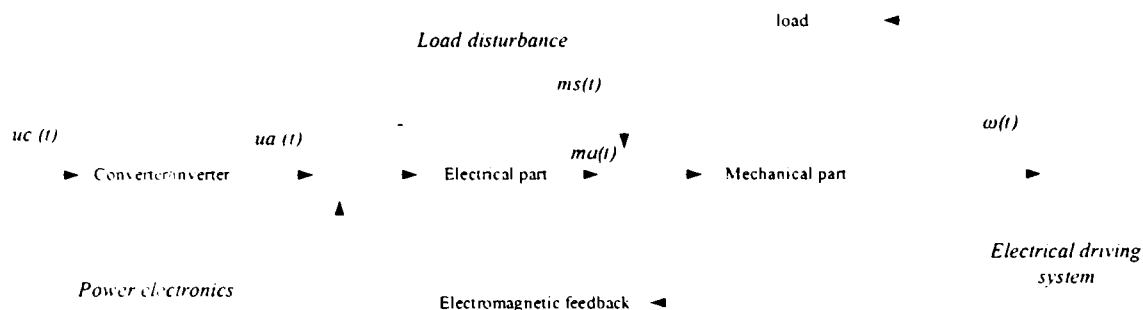


Fig. 2.1-1. Structura unui sistem de actionare electromecanica

2.2. Modelarea matematică a sistemului de acționare electrica

2.2.1. Structura generală a sistemului de tracțiune electrică a vehicolului

In cazul vehiculelor electrice cu resurse primare hibride (HEV) o structură posibilă este cea din fig. 2.2-1 [I-14], [I-31], [I-33]. Motorul de acționare poate fi de tip DC-m sau BLDC-m.

Sistemul de reglare a turației unui vehicol cu tracțiune electrica se testează utilizând cicluri test dedicate, de exemplu New European Drive Cycle (NEDC) figura 2.2-2 [I-14].

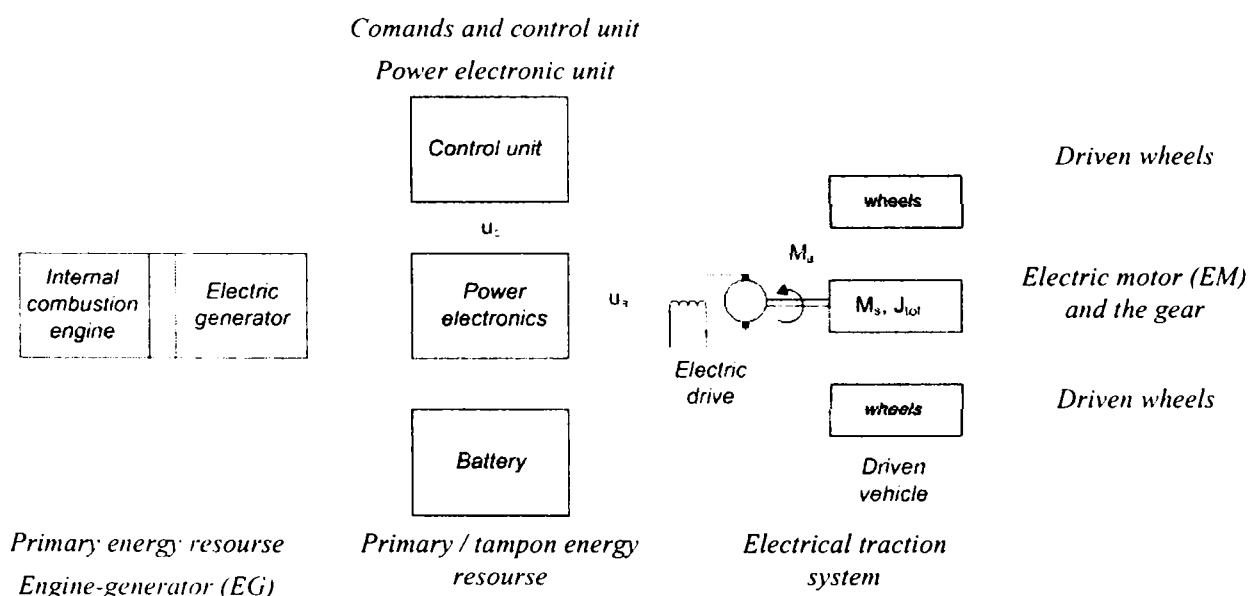


Fig.2.2-1. Structura funcțională pentru un HEV

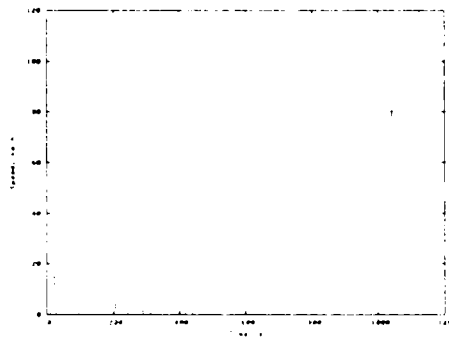


Fig.2.2-2. Ciclul de test NEDC: viteză (km/oră)=f(timp, (sec))

2.2.2. Modelul matematic simplificat pentru sistemul de tracțiune

A. Sistemul de acționare în varianta cu motor de curent continuu, DC-m

- **Dinamica vehiculului.** Relații de bază [I-41], [I-42], [I-43]:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \frac{f_r}{w_r} F_d(t) \\ M_d(t) &= \frac{w_r}{f_r} F_d(t) \\ F_d(t) &= m \cdot \dot{v}(t) + \frac{1}{2} \rho \cdot v^2(t) \cdot A_d \cdot C_d + m \cdot g(C_r + \sin(\gamma(t))) \quad (\gamma \text{ panta drumului}). \end{aligned} \tag{2.2-1}$$

- **Sistemul de acționare cu DC-m** [I-23], [I-45]. Ecuații de bază:

$$\begin{aligned} T_A \cdot \dot{u}_a + u_a &= k_A u_c & L_a \cdot di_a / dt + R_a \cdot i_a &= u_a - e \\ T_a = L_a / R_a &, \quad e = k_e \omega \\ M_a = k_m \cdot i_a & \\ J_{tot} \dot{\omega} = M_a - M_s - M_f & \quad J_{tot} = J_m + J_{veh} + J_w \end{aligned} \tag{2.2-2}$$

(semnificația detaliată a marimilor (notațiilor) este detaliată în teză). Momentul de inerție se poate modifica în timp cu aproximativ 25%:

$$J_{tot} = J_{tot0} + \Delta J_t \quad \text{cu} \quad \Delta J_t \leq 0.25 J_{t0} \tag{2.2-3}$$

Schema bloc aferentă sistemului de acționare este data în fig.2.2-3.

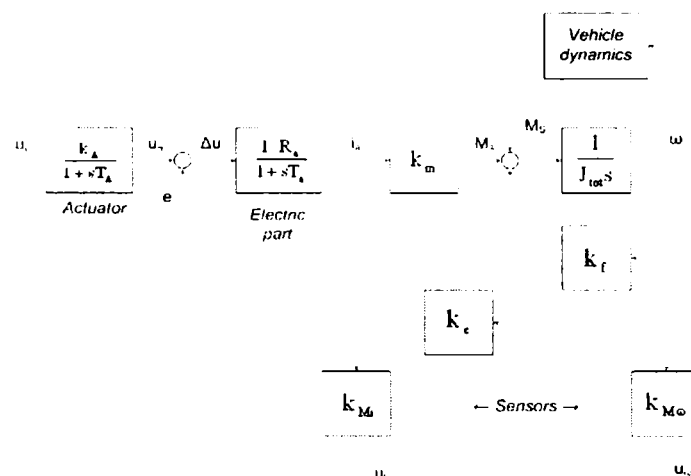


Fig.2.2-3. Schema bloc simplificată aferentă sistemului de acționare cu DC-motor

Se pot explicita MM intrare stare ieșire și t.f. aferente acționării cu DC-m: $\{H_{\omega,uc}(s), H_{\omega,ms}(s), H_{u,uc}(s), H_{u,ms}(s)\}$ utilizate in partea a II-a și a IV-a a tezei.

2.2.3. Regimuri de functionare

Sistemul de reglare a turației trebuie să asigure comportare corespunzătoare in raport cu toate aceste cerințe. Din aceste puncte de vedere metoda de proiectare a regulatorului, dezvoltata in partea a II-a capitolul 3 se dovedeste de actualitate.

2.3. Concluzii

Modelarea matematica a aplicatiei a fost orientata spre obtinerea unui model mathematic respective a unei scheme bloc relative simple, bazata pe relatii liniare, usor utilizabil in proiectarea regulatorului (partea a II-a).

3. Reglarea turatiei unui hidrogenerator

3.1. Aspecte generale

Schema de principiu aferentă unui sistem de generare a energiei electrice având resursa primară energie hidraulică, [I-47]-[I-50], este prezentată in figura 3.1-1 (a) (dupa [I-58], cu acceptul autorilor). Procesul, figura 3.1-1 (b) este cu interactiuni dar in anumite conditii [I-58] canalele pot fi considerate decuplate si modelate independent.

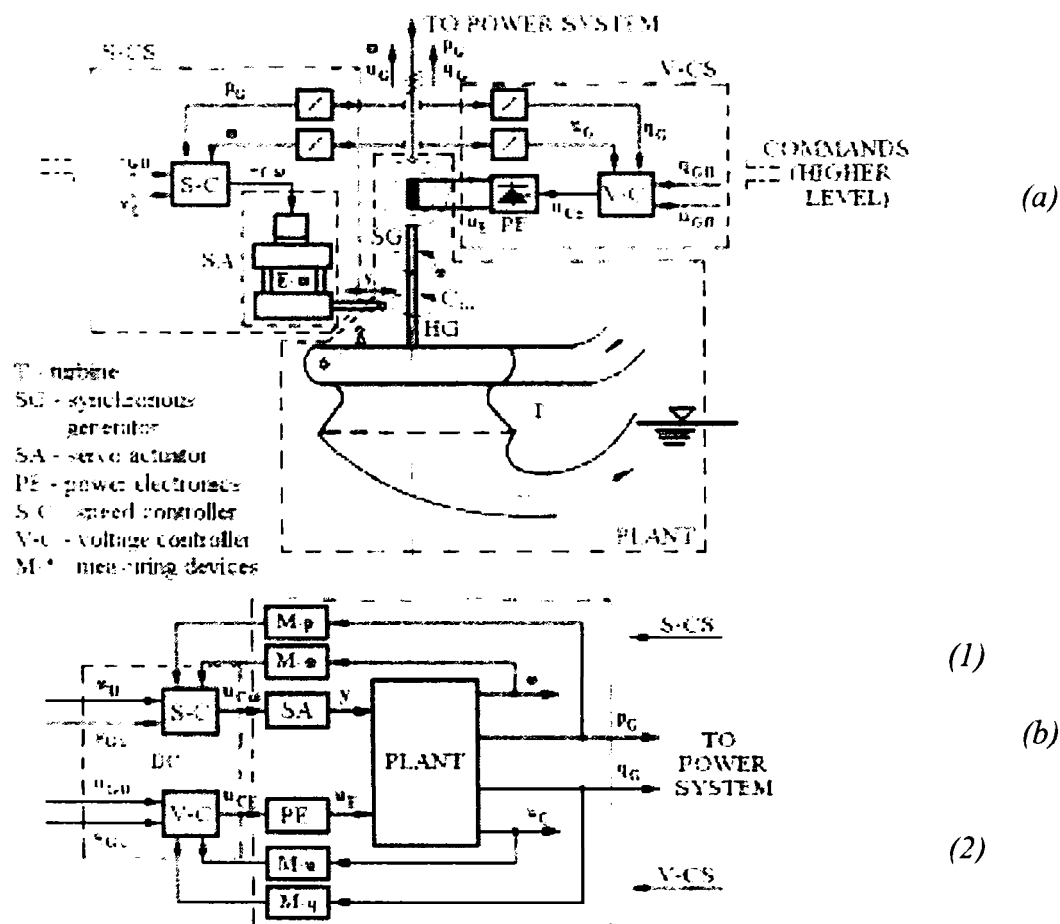


Fig.3.1-1. Schema bloc aferenta unui sistem hidroenergetic: (a) Schema principiala; (b) schema bloc privind structurile de reglare de baza

Sistemele de reglare automata de baza mentionate in figure 3.1 (b) [I-91] sunt:

- (1) Sistemul de reglare a turatiei hidrogenatorului; [I-61], canalul $u_{c\omega} \rightarrow \omega$; in cadrul dizertatiei se vor aborda in primul rand acest system; p_G reprezinta perturbatia.
- (2) Sistemul de reglare a tensiunii la bornele generatorului sincron [I-61], canalul $u_{cE} \rightarrow u_G$; q_G reprezinta perturbatia (puterea reactiva cu care se incarca generatorul).

In cadrul tezei sunt abordate numai problemele determinate de reglajul turatiei la nivelul hidrogenatorului.

3.2. Modelarea matematică a blocurilor sistemului

Schema bloc care sta la baza modelarii partii de process afferente reglarii turatiei este prezentata in figura 3.2-1 [I-48]-[I-51]. Modelarea matematica detaliata a subsistemelor si a intregului sistem este tratata in lucrari reprezentative pentru domeniu [I-47] – [I-53], [I-58], [I-59] si [I-63] (a se vedea și [I-48] - [I-57]).

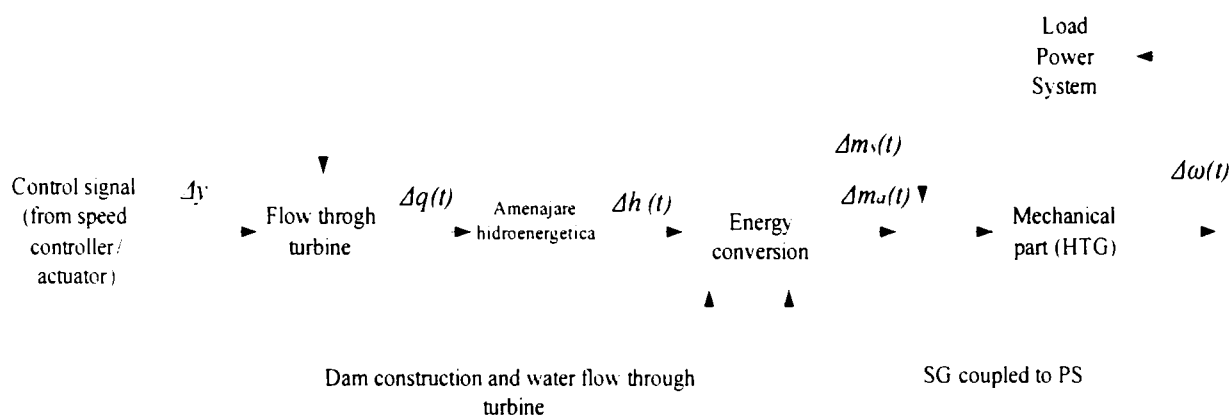


Fig.3.2-1. Schema bloc care sta la baza modelarii partii de process afferente reglarii turatiei

3.2.1. Modele matematice simplificate pentru sistemul aductiune-turbina si generator sincron cuplat la sistemul energetic-

Cu referire la lucrarile [I-47] - [I-59] in tabelul 3.2-1 sunt prezentate in sinteza t.f. acceptate si frecvent utilizate in practica dezvoltarii structurilor de reglare.

3.2.2. Modelul matematic simplificat pentru servosistemul electrohidraulic (elementul de executie)

Bazat pe [I-59] schema bloc simplificată pentru elementul de execuție este dată in figura 3.2-3 (detaliat in teza). Pentru stabilizarea servosistemului se pot apela diferite metode de proiectare:

- stabilizarea dupa stare a servosistemului prin metoda alocarii polilor,
- metode moderne de stabilizare specifice, care sa tina seama si de actiunea perturbatiei externe care actioneaza la acest nivel.

În partea a III-a a tezei este abordată o nouă concepție privind stabilizarea acestui subsistem ca parte componentă a sistemului de reglare a turatiei unui HG. Structura de reglare propusă este bazată pe proiectarea specială a buclei de stabilizare și a buclei de reglare exterioară.

Table 3.2-1. Modele matematice frecvent utilizate în practica pentru subsistemele procesului

Nr. Crt	Blocul	Model matematic (variante)	Observatii
1	Subsistemul servosistem electrohidraulic $H_{\Delta m \Delta y}(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta u_c(s)}$	$\dot{x}_1 = \frac{k_A g_0}{T_1} e_c, \dot{x}_2 = \frac{1}{T_2} x_1, \Delta y = x_2$ (3.2-2)	Modelul primar liniarizat, pentru servosistemul nestabilizat
		$H_S(s) = \frac{k_S}{1 + sT_s}$ (3.2-3)	Model de aproximare de ord. 1 pentru servosistemul stabilizat
		$H_S(s) = \frac{k_S}{1 + 2\zeta T_s s + T_s^2 s^2}$ (3.2-4)	Model de ord. 2 pentru servosistemul stabilizat
2	Subsistemul Aductiune-turbina (partea hidro) $H_{\Delta m \Delta y}(s) = \frac{\Delta m(s)}{\Delta y(s)}$	$\frac{1 - sT_w}{1 + sT_w / 2}$ (3.2-5) T_w - constanta de timp a sistemului de aductiune [I-51]	Model de de aproximare ord. 1 de fază neminimă
		$\frac{1 - sT_w + T_w^2 s^2}{1 + sT_w / 2 + T_w^2 s^2}$ (a) sau $\frac{1 - sT_w + (2T_L / \pi)^2 s^2}{1 + sT_w / 2 + (2T_L / \pi)^2 s^2}$ (b) (3.2-6) T_L - constanta de timp a undei hidraulice (scurgere) [I-51]	Model de aproximare de faza neminimă de ord. 2
3	Subsistemul turbina-generator sincron (SG) conectat la PS $H_{\Delta m \Delta y}(s) = \frac{\Delta \omega(s)}{\Delta m(s)}$	$\frac{1}{\alpha_m + sT_m}$ (3.2-7) α_m - coeficientul de autostabilizare a sistemului	Model de aproximare de ord. 1 curent: $0.3 \leq \alpha_m \leq 1.3$ dependent de punctul de funcționare a SG

Structura de bază a sistemului de reglare a turatiei este prezentată în figura 3.2-4, (semnificația mărimilor în teză)

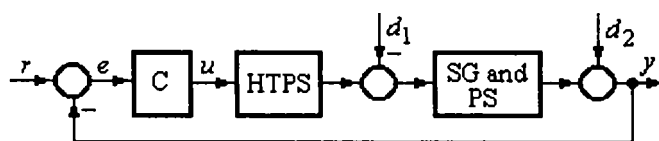


Fig.3.2-4. Structura sistemului de reglare automată

3.3. Concluzii

Modelele matematice simple prezentate (sintetizate pe baza literaturii) sunt pe larg acceptate in proiectarea și testarea performanțelor sistemului de reglare a turației hidrogenatoarelor, de exemplu de IEEE Working Group Report [I-53]și IEEE Committee Report [I-54].

Partea a II-a. Proiectarea reguletoarelor PID in vederea asigurarii comportarii in raport cu referinta si in raport cu perturbatia de tip sarcina

“The PID controller can be said to be ‘the bread and the butter’ of the control engineering”
(K.J. Åström [II-2])

Metodele de optimizare in domeniul frecvență sunt frecvent aplicate in proiectarea reguletoarelor. datorită avantajelor cunoscute [II-2], [II-3], [II-9], [II-36], [II-78], [II-79]. Metoda SO-m [II-24], [II-25] este mentionata ca favorabila ([II-2] [II-9], [II-4], [II-30], [II-38], [II-39]).

In cadrul acestei părți se dezvoltă o metoda de proiectare bazata pe doua parametrizari:

- una legata de criteriu,
- una legata de modelul procesului.

1. Reguletoare PI , PID și reguletoare cu două grade de libertate

Viitorul reguletoarelor PI(D) și 2-DOF se regăsește în metodele simple și eficiente de proiectare și în integrarea lor in strategii de reglare avansată (K.J. Aström [II-2], [II-8] – [II-14]): variante Smith-predictor, Internal Model Control (IMC), extensii nelineare, reglare 2-DOF, fuzzy și neuro-fuzzy, PI(D) adaptive, PI(D) robuste.

1.1 Structuri de reguletoare PI, PID și 2-DOF. Modele de proces

Reguletoarele PI-PID și 2-DOF sunt caracterizabile prin structuri și t.f. sintetizate în Tabelul 1.1-1.

Tabelul 1.1-1. Structuri și funcții de transfer pentru reguletoare PI-PID

Crt Nb	Denumire uzuală	Funcția de transfer (t.f.), $H_c(s)$	Parametri	Rel.
0	1	2	3	4
1.	Regulator PI(D) (realizarea paralel / non-interactiva)	$k_c \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right)$ or $k_p + \frac{1}{s}k_i + sk_d$	k_p, k_i, k_d and k_c, T_i, T_d with $k_p = k_c, k_i = \frac{k_c}{T_i},$ $k_d = k_c T_d$	(1.1-1)
2.	Regulator PI(D) (realizare seriala)	$\frac{k_c}{s} (1 + sT_{c1})(1 + sT_{c2})$ $k_c \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{1 + sT_d}{1 + sT_f};$	k_c, T_{c1}, T_{c2} $k_c, T_i, T_d, T_f;$ $T_d = nT_f$ $k_c = k_c / T_i, n > 1$	(1.1-2) (1.1-3)
3.	Regulator PI(D) cu prelucrare neomogena a informatiei: - PI in raport cu	$u(s) = k_c \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \left[e(s) - \frac{sT_d}{1 + sT_f} y(s) \right]$	rel. (1.1-2), (1.1-3)	(1.1-4) (a) (1.1-4) (b)

	referinta - PID in raport cu perturbatia	$u(s) = \frac{k_c}{sT_i} \left[e(s) - \frac{sT_d}{1+sT_f} y(s) \right]$		
4.	Regulator cu doua grade de libertate (2-DOF)	$u(s) = C_T(s)r(s) - C_S(s)y(s)$	C_T – regulator in raport cu referinta C_S – regulator in raport cu perturbatiile feedback controller,	(1.1-5)

Modele matematice aferente proceselor. Modele matematice de tip benchmark utilizate in proiectarea sistemelor cu reglatoare PI(D) și 2-DOF sunt precizate în [II-6] - [II-8]. Modelele pot fi extinse cu particularități suplimentare: neliniarități, particularități in acțiunea perturbației, parametri variabili, [II-1], [II-4], [II-6], [II-7], [II-8], [II-2].

1.2. Structura părții a II-a

Capitolul 2: analiză a metodelor de optimizare in domeniul pulsație cu utilizarea MM de ordin redus pentru caracterizarea procesului și reglatoare PI (PID): - variante ale metodei Optimului Symmetric (SO-m) (Kessler) [II-24]; Voda&Landau's [II-38], [II-39], metoda parametrizată ESO-m.

Capitolul 3: se introduce (in extenso) metoda 2p-SO-m bazată pe o dublă parametrizare a metodei SO-m, [II-20] - [II-23], [II-64]. Sunt prezentate: relații de proiectare, performanțe, comportarea in raport cu perturbația, corecția comportării în raport cu referința, o parametrizare Youla a metodei 2p-SO-method [II-60], [II-61].

Capitolul 4: se prezintă o aplicație lagată de sistemul de reglare a turației pentru un HEV; aici sunt imbinat avantajele metodei ci avantajul utilizării reglării în cascadă.

Anexa 1 aferentă părții a II-a intocmită pe baza lucrarilor [II-70] [II-71] trateaza echivalența reglatoarelor PI(D) și a reglatoarelor 2-DOF impreună cu o metodă de proiectare CAD a acestora.

2. Tehnici de proiectare a reglatoarelor PI, PID în domeniul pulsație: metoda Modulului Optim si metoda Optimului Simetric

In vederea asigurării simultane a unor performante bune atat in raport cu referinta variabila si in raport cu perturbatiile au fost dezvoltate o serie de metode optimale sau “aproape optimale (suboptimale)” [II-3] – [II-7]; parte din ele sunt in domeniul pulsație.

2.1. Structura sistemului de reglare si relatii de baza. Tehnici de optimizare

2.1.1. Structura sistemului de reglare si relatii de baza

Structura de sistem de reglare (CS) luata in considerare este prezentata in Fig. 2.1-1. Relatiile de baza relative la sistem sunt:

$$y(s) = H_c(s)H_p(s)S(s)r(s) + S(s)d_1(s) + H_p(s)S(s)d_2(s) \quad (2.1-1)$$

$$u(s) = H_c(s)S(s)r(s) - H_c(s)S(s)d_1(s) - H_c(s)H_p(s)S(s)d_2(s) \quad (2.1-2)$$

$$e(s) = S(s)r(s) - S(s)d_1(s) - H_p(s)S(s)d_2(s) \quad (2.1-3)$$

$$r(s) = F_r(s)r_0(s) \quad (2.1-4)$$

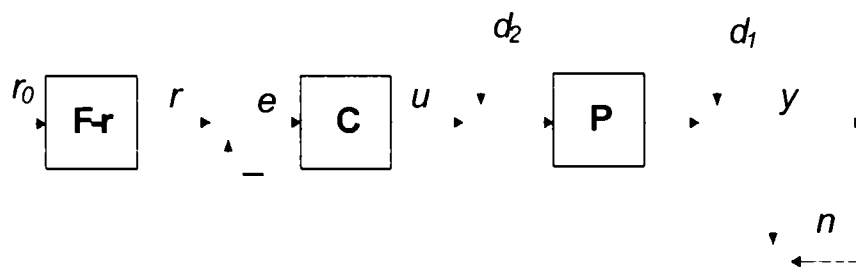


Fig. 2.1-1. Structura sistemului de reglare

Funcția de sensibilitate $S(s)$ și funcția de sensibilitate complementară $T(s)$

$$S(s) = \frac{1}{1 + H_c(s)H_p(s)} \quad (2.1-5)$$

$$T(s) = \frac{H_c(s)H_p(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)} = H_r(s) \quad (2.1-6)$$

$$S(s) + T(s) = 1 \quad \text{or} \quad T(s) = 1 - S(s) \quad (2.1-7)$$

$$L(s) = H_0(s) = H_c(s)H_p(s) \quad \text{- f.d.t. a sistemului deschis} \quad (2.1-8)$$

F.d.t. (t.f.) referitoare la sistemul din fig.2.1-1 sunt:

$$H_r(s) = \frac{H_c(s)H_p(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)} \quad (2.1-9)$$

$$H_{d_2}(s) = \frac{H_p(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)}, H_{d_1}(s) = \frac{1}{1 + H_c(s)H_p(s)}, H_u(s) = \frac{H_c(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)} \quad (2.1-10)$$

2.1.2. Tehnici de optimizare în domeniul pulsație

Optimizarea în domeniul pulsație este abordată în diferite lucrări în moduri diferite.

O abordare este dată în lucrările [II-24], [II-25] (Kessler) (după Whiteley [II-9], [II-35], [II-36]), în care "optimalitatea" este formulată sub formă (a se vedea și par.2.2.1):

$$M_r(\omega) = |H_r(j\omega)| \approx 1 \quad , \quad \text{pentru } \omega \geq 0 \text{ cât mai mare,} \quad (2.1-11)$$

$$M_{d_1, d_2}(j\omega) = |H_{d_1, d_2}(j\omega)| \approx 0 \quad \text{pentru } \omega \geq 0 \text{ cât mai mare,}$$

Nerespectarea în totalitate a condițiilor conduce la relații de proiectare suboptimale. Această manieră de abordare este aplicată în această parte a tezei.

O a doua modalitate de abordare este specifică proiectării sistemelor robuste [II-66] și se bazează pe respectarea unor condiții relative la funcțiile $S(s)$ sau/si $T(s)$:

$$M_s = \max_{\omega \geq 0} |S(j\omega)| \quad , \quad M_p = \max_{\omega \geq 0} |T(j\omega)| \quad (2.1-12)$$

cu valori tipice date în [II-3], [II-8]:

$$1.2 \leq M_s \leq 2, \quad 1 \leq M_p \leq 1.5 \quad .$$

$|S(j\omega)|$ și/sau $|T(j\omega)|$ sunt utilizate pentru a exprima condițiile de robustețe ale sistemului, [III-34] [II-8]:

$$|S(j\omega)| = f_1(\omega) \quad |T(j\omega)| = f_2(\omega) \quad f_1(\omega), f_2(\omega): [0 \rightarrow \infty) \rightarrow R$$

Rezolvarea problemei de optimizare data de (2.1-12) revine la maximizarea functiilor $f_1(\omega)$ sau $f_2(\omega)$ in raport cu ω . Maniera este aplicata in partea a III-a tezei. O abordare de aceasta maniera poate fi aplicata si relativ la functia de frecventa a sistemului deschis $L(j\omega) = H_0(j\omega)$.

2.2. Metoda Modulului Optim

2.2.1. Bazele metodei Modulului Optim (MO-m)

Plecand de la reprezentarea in domeniul pulsatie a rel. (2.2-1):

$$\begin{aligned} \text{t.f. } H_r(s): \quad |H_r(j\omega)| = M_r(\omega) = 1 & \quad (a) \\ \text{t.f. } H_{d1}(s): \quad |H_{d1}(j\omega)| = M_{d1}(\omega) = 0 & \quad (b) \\ \text{t.f. } H_{d2}(s): \quad |H_{d2}(j\omega)| = M_{d2}(\omega) = 0 & \quad (c) \end{aligned} \quad (2.2-1)$$

Conditiiile de proiectare pot fi explicitate din ([II-9], [II-25], [II-36]):

$$M_r(0) = 1 \quad (1) \quad \text{si} \quad \left. \frac{d^v |M_r(\omega)|}{d\omega^v} \right|_{\omega=0} = 0 \quad \text{pentru } v = \overline{1, n} \quad (2) \quad (a)$$

$$M_{d1, d2}(0) = 0 \quad (1) \quad \text{si} \quad \left. \frac{d^v |M_{d1, d2}(\omega)|}{d\omega^v} \right|_{\omega=0} = 0 \quad \text{pentru } v = \overline{1, n} \quad (2) \quad (b)$$

Metoda MO-m este indreptata spre a asigura aceste conditionari “cat se poate de bine” [II-25]. Metoda MO-m se poate aplica in doua variante:

- Varianta I-a: consta in determinarea unor domenii pentru valorile parametrilor regulatorului care sa satisfaca conditiile impuse si apoi gasirea celei mai bune solutii [II-37].
- Varianta a II-a: este bazata pe ideea gasirii unor relatii directe de acordare a parametrilor; metoda este mai apropiata de practica inginereasca [II-3], [II-25].

2.2.2. Metoda MO-m in varianta data de Kessler pentru procese de ordin redus si regulatoare PI (PID)

Situatiile reprezentative sunt date in Tabelul 2.2-1, [II-3], [II-15], [II-9]. T_Σ este constanta de timp mica / echivalenta acestora rezultata din aplicarea teoremei constantelor de timp mici:

$$T_\Sigma = \sum_1^v \tau_i + T_m \quad (2.2-3)$$

Aspecte tratate in paragraph (detalii in teza):

A. Relatii de acordare

Relatii de “optimizare” [II-3] care permit determinarea univoca a amplificarii regulatorului k_c :

$$2a_0 a_2 = a_1^2 \quad (2.2-6) \quad k_c = \frac{1}{2k_p T_\Sigma} \quad (2.2-7)$$

Funcitiile de transfer optimizate sunt notate cu “0”:

$$L_0(s) = \frac{1}{2T_\Sigma(1+sT_\Sigma)}, \quad H_{r0}(s) = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + 2\zeta\omega_0 s + s^2}, \quad H_{d0}(s) = \frac{1}{1 + 2T_\Sigma s + 2T_\Sigma s^2} \quad (2.2-9)$$

Table 2.2-1. Situatii practice de aplicare a criteriului MO-m

Variant	$H_p(s)$	$H_c(s)$	Remarks
0	1	2	3
1.	$\frac{k_p}{1+sT_\Sigma}$	$\frac{k_c}{s}$	MO-1.1
2.	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)}$	$\frac{k_c}{s}(1+sT_c)$ $T_c = T_1$	MO-2.1 and 2p-SO-m
3.	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+sT_2)}$ $T_1 > T_2 > T_\Sigma$	$\frac{k_c}{s}(1+sT_c)(1+sT_c')$ $T_c = T_1; T_c' = T_2$	MO-3.1 and 2p-SO-m
4.	$\frac{k_p}{s(1+sT_\Sigma)}$	k_c	MO-1.2
		$\frac{k_c}{s}(1+sT_c)$	SO-1 (ESO-m)
5.	$\frac{k_p}{s(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)}$ $T_\Sigma/T_1 < 0.2$	$\frac{k_c(1+sT_d)}{1+sT_f}$ $T_d = T_1; T_d/T_f \approx 10$	MO-2.2
		$\frac{k_c}{s}(1+sT_c) \frac{(1+sT_c')}{(1+sT_f)}$ $T_c' = T_1; T_c'/T_f \approx 10...20$	SO-2 (ESO-m)
6.	$\frac{k_p}{s(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+sT_2)}$ $T_1 > T_2 > T_\Sigma, T_\Sigma/T_1 < 0.2$	$\frac{k_c(1+sT_{d1})(1+sT_{d2})}{(1+sT_{f1})(1+sT_{f2})}$ $T_{d1} = T_1; T_{d1}/T_{f1} \approx 10...20$ $T_{d2} = T_2; T_{d2}/T_{f2} \approx 10...20$	MO-3.2
		$\frac{k_c}{s}(1+sT_c) \frac{(1+sT_c')(1+sT_d)}{(1+sT_f')(1+sT_f)}$ $T_c' = T_1; T_c'/T_f' \approx 10...20$ $T_d = T_2; T_d/T_f \approx 10...20$	SO-3 (ESO-m)

B. Performantele sistemului de reglare optimizat

- In domeniul timp relative
- In domeniul frecventa:

Metoda este adecvata pentru sisteme cu referinta constanta.

C. Rejectia efectelor unei perturbatii de valoare constanta. Performantele trebuie analizate separat dependent de tipul perturbatiei (d_2 sau d_1) si cazul de aplicare a metodei MO-1.1, MO-2.1, MO-3.1, fig. 2.2-1; regimurile tranzitorii sunt diferite. Cu cat T_Σ/T_1 este mai redus, performantele sunt mai proaste, [II-9], [II-34].

D. Solutii pentru imbunatatirea performantelor

- Metode alternative de proiectare optimala [II-2] [II-3], [II-4], [II-5], [II-7], [II-30], [II-40]. Aceste metode accepta compensarea partiala pol-zero.
- Modificari in conditiile de aplicare ale metodei MO-m (Vrancič, [II-26]-[II-29]).
- Utilizarea structurilor de reglare combinate (cascada, IMC, Smith Predictor etc.).
- Metode bazate pe conditii de robustete [II-41]-[II-44], [II-67], [II-80], [II-81].
- Renuntarea la reglarea PI (PID),; astfel de solutii sunt insa de multe ori rejectate ide practica, [II-2], [II-3].

2.3 Metoda Optimului Simetric

2.3.1. Varianta de baza a metodei Optimului Simetric (SO-m)

(Kessler [II-31]) ca un caz particular al metodei MO-m. Metoda a fost ulterior dezvoltata in diverse variante [II-9], [II-24], [II-34], [II-36], [II-38], [II-39], [II-46], [II-47]. In [II-30], [II-36] si [II-38] sunt evidentiate avantaje chiar pentru cazul proceselor cu neliniaritati si parametric variabili. Intr-o formulare practica cerintele de baza se refera la asigurarea polului dublu in origine:

$$L_0(s) = \frac{1 + 4T_z s}{8T_z^2 s^2 (1 + sT_z)} \quad . \quad k_0 = k_c k_p = \frac{1}{8T_z^2} \quad (2.3-5)$$

Parametri regulatorului se calculeaza apoi din conditionari suplimentare.

2.3.2. Varianta SO-m data de Voda& Landau (relatiile KVL)

Varianta denumita in literatura *Kessler's SO tuning rules modified by Voda and Landau* nu se bazeaza pe compensarea pol-zero ci se refera strict la un caz particular si o conditie suplimentara definite de Voda si Landau:

$$T_1 \geq 4T_z \quad \text{si} \quad T_2 = 0 \quad (a) \quad \text{sau} \quad T_1 > T_2 \geq 4T_z \quad (b) .$$

Relatiile de calcul a parametrilor regulatorului PI (a) sau PID (b) obtin formele particulare date in [II-38] si sumarizate in teza.

2.3.3. Varianta SO-m pentru process benchmark de ordin redus

Varianta este data si reluata in [II-3], [II-9], [II-34], [II-48] r pentru process cu t.f. $H_p(s)$ de forma (in Tabelul 2.2-1, cazurile SO-1 - SO-3):

$$H_p(s) = \frac{k_p}{s(1 + sT_z)(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \quad (2.3-13)$$

Conditiiile de "optim de modul" rezulta [II-3], [II-9], [II-34]:

$$2a_0 a_2 = a_1^2 \quad , \quad 2a_1 a_3 = a_2^2 \quad (2.3-17)$$

In continuare, in teza sunt prezentate sintetic:

A. Relatii de acordare

B. Performante asigurate de sistemul de reglare

- In domeniul timp:
- In domeniul frecventa:

C. *Rejectia efectelor unei perturbatii constante.* Performantele sunt analizate dependent de locul de actiune a perturbatiei.

2.3.4. Metoda Optimului Simetric Extins (ESO-m)

Metoda se bazeaza pe parametrizarea conditiilor de modul optim (2.3-18):

$$\beta^{1/2} a_0 a_2 = a_1^2 \quad , \quad \beta^{1/2} a_1 a_3 = a_2^2 \quad (2.3-22)$$

In teza sunt prezentate sintetic:

A. *Relatii de acordare*

B. *Performantele sistemului de reglare*

C. *Rejectia perturbatiilor constante.* Regimurile tranzitorii depind de cazul de aplicare si de valoarea lui β , fig.2.3-6 [III-72] simulari pentru $k_p = 1$, $T_\Sigma = 1$, $T_1 = 10$ si $T_2 = 4$.

3. Imbunatatirea performantelor in raport cu referinta si in raport cu perturbatia prin dubla parametrizare a metodei Optimului Simetric: metoda 2p-SO-m

3.1. Esenta metodei

Metoda a fost introdusa prin lucrarile [II-21], [II-22], [II-23] fiind orientata spre a asigura sistemelor cu procese caracterizate prin $T_1 > T_2 \gg T_\Sigma$:

- Performante bune in regim de urmarire a referintei,
- Rejectia eficienta a perturbatiei de tip sarcina,

Acestea sunt situatii pentru care metoda MO-m nu da satisfactie deplina. T.f. reprezentative pentru care se aplica metoda:

$$H_p(s) = \frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+sT_2)} \quad , \quad T_1 > T_2 \gg T_\Sigma \quad , \quad T_\Sigma = \sum_1^k \tau_v + T_m \quad (3.1-3)$$

$$H_p(s) = \frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)} \quad , \quad T_1 \gg T_\Sigma \quad (3.1-4)$$

Metoda a fost aplicata si in diverse studii de caz [II-16], [II-18], [II-20], [II-49], [II-53].

Dubla parametrizare introdusa consta in:

(1) Parametrizarea

$$m = T_\Sigma / T_1$$

care, in raport cu metoda SO-m tine seama de conditii reale relative la proces, si devine si avantajoasa in situatiile de acordare tratate prin MO-m.

(2) Utilizarea unor conditii de optim specifice si metodei ESO-m:

$$(2.3-22): \quad \beta^{1/2} a_0 a_2 = a_1^2 \quad , \quad \beta^{1/2} a_1 a_3 = a_2^2 \quad (3.1-5)$$

care pot asigura si cresterea rezervei de faza a sistemului.

Avantajele aplicarii metodei:

- Utilizarea unor relatii de acordare ferme (crisp) care au la baza modelul procesului;
- Posibilitatea alegerii rezervei de faza dorite, actionand astfel si asupra sensibilitatii si robustetii sistemului de reglare;
- Posibilitatea utilizarii reguletoarelor tipizate cu structura omogena sau neomogena ;

- Posibilitatea modificării controlate a comportării în raport cu referința (filtru de referință proiectat adecvat);
- Pentru situații specificate îmbunătățirea comportării în raport cu perturbările de tip sarcină.

Sinteza bibliografică din teza evidențiază că doar un număr mic din metodele de proiectare uzuale asigură astfel de cerințe ([II-10], [II-40], [II-50], [II-51], [II-52]).

3.1.1. Relații de bază

Situațiile tipice de aplicare a metodei sunt sintetizate în Tabelul 3.1.1.

Tabelul 3.1-1. Situații de bază pentru metoda 2p-SO-m

Case	$H_p(s)$	$H_c(s)$	Remarks
0	1	2	3
1.	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)}$	$\frac{k_c}{s}(1+sT_c), T_c = T_1$	2p-SO-m-1 și MO-2.1
2.	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+sT_2)}$ $T_1 > T_2 > T_\Sigma$	$\frac{k_c}{s}(1+sT_c) \frac{(1+sT_c')}{(1+sT_f')}$ $T_c' = T_2; (T_c'/T_f' \approx 10)$ $\frac{k_c}{s}(1+sT_c)(1+sT_c'), T_c' = T_2$	2p-SO-m-2 și MO-3.1
3.	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)}$ $T_1 > T_2 > T_3 > T_\Sigma, T_\Sigma/T_1 < 0.2$	$\frac{k_c}{s}(1+sT_c) \frac{(1+sT_c')(1+sT_d')}{(1+sT_f')(1+sT_f')}$ $T_c' = T_2; (T_c'/T_f' \approx 10)$ $T_d' = T_3; (T_d'/T_f' \approx 10)$	2p-SO-m-3 (cazul este tratat în [II-72])

A. Relații de acordare a parametrilor regulatorului

Acceptând combinația de {proces-regulator} din Tabelul 3.1-1 în baza parametrizării $m = T_\Sigma/T_1$ și a condițiilor de optim (3.1-5), se obțin relațiile de calcul pentru parametri regulatorului:

$$k_c = \frac{(1+m)^2}{m} \frac{1}{\beta^{3/2} k_p T_\Sigma} = \frac{(1+m)^3}{m} \frac{1}{\beta^{3/2} k_p T_\Sigma} \quad (3.1-13)$$

$$T_c = \beta T_\Sigma \frac{[1 + (2 - \beta^{1/2})m + m^2]}{(1+m)^3} \quad \text{sau} \quad T_c = \beta T_{\Sigma m} \quad \text{cu} \quad (3.1-14)$$

$$\Delta_m(m) = [1 + (2 - \beta^{1/2})m + m^2] \quad \text{și} \quad T_{\Sigma m} = T_\Sigma \frac{\Delta_m(m)}{(1+m)^2} = T_\Sigma \frac{\Delta_m(m)}{(1+m)^3} \quad (3.1-15)$$

În tabelul 3.1-2 din teza sunt sintetizate expresiile particularizate pentru $\beta=4, 9, 16$.

B. Formele optimizate pentru funcțiile de transfer $L_0(s), H_{r0}(s), S_0(s), H_{d20}(s)$ sunt detaliate în teza prin relațiile (3.1-16), (3.1-17), (3.1-18).

Comportarea în raport cu perturbarea de tip sarcină $H_{d20}(s)$ depinde de f.d.t. a procesului și a fost analizată în detaliu în teza.

C. **Cazuri particulare remarcabile** Pentru valorile particulare $\beta=4, 9, 16$ expresiile $L_0(s)$, $H_{r0}(s)$, $S_0(s)$, $H_{d20}(s)$ au fost sintetizate in tabelul 3.1-3 din teza.

D. **Analiza efectelor modificarilor in valorile parametrilor regulatorului.** Pentru $m \in [0.05, 0.25 (0.5)]$ si $4 \leq \beta \leq 16$ s-au calculat coeficienti care apreciaza modificarile in parametri regulatorului, in raport cu situatiile teoretice de utilizare a metodei (E)SO-m (relatiile (3.1-23) si (3.1-24) din teza. Pentru $T_y/T_l > 0.05$ modificarile in parametri regulatorului pot deveni semnificative, aproximarea comportarii unui modul PT1 cu un element I (aproximarea data de (2.3-3) in teza) trebuie reconsiderata.

3.1.2. Performantele realizate de sistemul de reglare automata

A. Performante in domeniul timp

- **Performante in raport cu referinta treapta.** Figura 3.1-1 (a),(b),(c),(d) din teza. Comparatia este facuta in raport cu MO-m. Indicatorii de performanta sunt sintetizati in tabelul 3.1-6. Concluzii detaliate sunt evidentiate in teza.

Table 3.1-6. Valorile indicatorilor de calitate relative la variatie treapta a referintei

		2p-SO-m					
		β					
m		4	5	6	7	8	9
0.05	$\sigma_{I,r}$	37.5	30.3	25.1	21.3	17.8	15.2
	$i_{I,r}$	3.2	3.7	4.3	5.0	5.7	6.4
	$\hat{i}_{I,r}$	32.0	26.7	24.2	26.7	30.5	35.3
0.10	$\sigma_{I,r}$	29.6	22.0	17.0	13.9	11.5	9.7
	$i_{I,r}$	3.9	4.7	5.2	6.3	7.4	8.5
	$\hat{i}_{I,r}$	29.0	24.2	23.7	25.3	28.7	33.0
0.15	$\sigma_{I,r}$	21.7	15.6	11.7	9.0	7.0	5.6
	$i_{I,r}$	4.5	5.3	6.7	8.0	9.7	11.3
	$\hat{i}_{I,r}$	26.8	22.4	21.2	23.7	27.0	30.8
0.20	$\sigma_{I,r}$	18.2	13.4	8.0	4.7	2.0	<2.0
	$i_{I,r}$	5.1	6.3	8.0	9.4	12.0	14.5
	$\hat{i}_{I,r}$	24.6	20.7	19.0	21.0	24.7	28.4

B. **Imbunatatirea performantelor in raport cu referinta.** Metode recomandate (detalii in teza):

- **Utilizarea unor filter de referinta adecvate.** Doua astfel de filtre $F_{r0}(s)$ sunt evidentiate; (1) Suprima zeroul in t.f. a sistemului inchis, optimizat, (2) Suprima zeroul si perechea de poli complex conjugati in t.f. a sistemului inchis, optimizat.
- **Utilizarea unor reglatoare cu structura neomogena in raport cu cele doua intrari,** Fig.1.1-1 (b) ([II-18], [II-49]). Ideea conduce nemijlocit si la reprezentarea 2-DOF a reglatoarelor PI(D) [II-70], [II-71], [II-82].

C. **Comportarea in raport cu perturbatia de tip sarcina (load) constanta.** Prezinta interes maxim in multe aplicatii [II-51], [II-52]. Figurile 3.1-3 (a),(b),(c),(d) din teza evidentiaza evolutia (simulata) pentru $y(t)$. Pe baza acestor simulari se pot concluziona urmatoarele:

- Pentru aceleasi valori pentru $m=T_y/T_l$, la cresterea lui β , suprareglajul creste;
- La cresterea valorii lui m suprareglajul creste;

- Comparativ cu metoda MO-m pentru $m < 0.15$, dependent si de β , (recomandat in domeniul $4 < \beta \leq 9$ (12)) efectul perturbatiilor este inlaturat mai rapid, proprietatea fiind mai favorabila pentru valorile m mai reduse.
- La marirea valorii lui β peste 9 nu aduce avantaje la utilizarea metodei 2p-SO-m.

Tabelul 3.1-8 sintetizeaza valorile indicatorilor de performanta referitoare la perturbatia de tip sarcina. Domeniile de interes $\{m, \beta\}$ pentru utilizarea metodei 2p-SO-m sunt marcate cu bold.

Table 3.1-8. Valorile indicatorilor de performanta in raport cu o perturbatie de tip sarcina

		MO-m	2p-SO-m Value of β					
m			4	5	6	7	8	9
0.05	$\hat{t}_{s,d2}$	45,5	9.2	11.1	13.0	14.9	17.5	19.8
	$\sigma_{1,d2}$	9.3	7.7	8.7	9.7	10.5	11.4	12.3
0.10	$\hat{t}_{s,d2}$	28.7	10.6	12.6	14.5	17.1	19.6	23.4
	$\sigma_{1,d2}$	15.7	15.3	17.4	19.1	20.8	22.1	23.5
0.15	$\hat{t}_{s,d2}$	19.7	15.2*	17.9*	13.9	16.7	19.7	22.7
	$\sigma_{1,d2}$	21.3	22.9	25.4	28.3	30.1	32.1	34.0
0.20	$\hat{t}_{s,d2}$	17.6	17.6*	13.1	16.1	19.5	22.4	26.8
	$\sigma_{1,d2}$	25.9	29.7	32.8	36.1	38.1	40.8	42.7

D. Analiza in domeniul frecventa

- **Functia de sensibilitate.** Tabelul 3.1-9 sintetizeaza valorile maxime ale functiei de sensibilitate M_{s0} si valorile inversei acesteia M_{s0}^{-1} pentru $\beta = 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12, 16$ si $m = \{0.05, 0.10, 0.15, 0.20\}$; valorile pentru ω_c si φ_r sunt redade in tabelul 3.1-10.

Table 3.1-9. Valorile pentru M_{s0} si M_{s0}^{-1} β si m - parametru

$m \setminus \beta$		$M_{s0} \cdot M_{s0}^{-1}$							
		4	5	6	7	8	9	12	16
0.05	M_{s0}	1.602	1.45	1.36	1.303	1.263	1.235	1.180	1.14
	M_{s0}^{-1}	0.624	0.690	0.735	0.767	0.792	0.810	0.847	0.876
0.10	M_{s0}	1.529	1.385	1.302	1.248	1.212	1.185	1.136	1.103
	M_{s0}^{-1}	0.654	0.722	0.768	0.801	0.825	0.844	0.880	0.907
0.15	M_{s0}	1.464	1.330	1.255	1.206	1.172	1.149	1.106	1.076
	M_{s0}^{-1}	0.683	0.752	0.797	0.829	0.853	0.870	0.904	0.929
0.20	M_{s0}	1.406	1.285	1.217	1.172	1.143	1.122	1.083	1.058
	M_{s0}^{-1}	0.711	0.778	0.822	0.853	0.875	0.891	0.923	0.945

Table 3.1-10. Valorile pentru frecventa de taiere si rezerva de faza;

		β						
m		4	5	6	7	8	9	12
0.05	ω_c	0.461	0.406	0.365	0.334	0.308	0.287	0.241
	φ_r	39.4	45.0	49.4	53.0	56.1	58.7	64.9
0.10	ω_c	0.428	0.371	0.328	0.295	0.268	0.246	0.196
	φ_r	42,4	48,7	53.8	58.0	61.7	64.9	72.7
0.15	ω_c	0.400	0.340	0.295	0.261	0.232	0.208	0.155
	φ_r	45.8	52.8	58.5	63.3	67.5	71.1	79.7
0.20	ω_c	0.374	0.312	0.265	0.228	0.199	0.174	0.122
	φ_r	49.6	57.2	63.4	68.5	72.7	76.4	84.1

Figura 3.1-5 (a),(b),(c),(d) din teza prezinta diagramele Nyquist si cercurile de raza M_{s0}^{-1} aferente cazurilor marcate cu bold. Datele evidentiaza cresterea robustetii la cresterea valorii lui β . Diagramele aferente sunt prezentate in fig.3.1-6 ($\varphi_r = f\{\beta, m\}$) din teza.

- **Diagramele Bode si rezerva de faza.** Au fost calculate pe baza rel. (3.1-18) (m si β parametric) si reprezentate in fig. 3.1-7 (a) ... (d). Observatiile relative la analiza acestor rezultate sunt detaliate in teza.

- **Valoarea maxima a functiei de sensitivitate complementara.** Pentru m si β - parametru au fost calculate si reprezentate alurile acestei functii $M_p(\omega)=|H_{ro}(j\omega)|$, figura 3.1-8; ivalorile maxime M_{pmax} sunt sintetizate in tabelul 3.1-11.

Tabelul 3.1-11. Valoarea maxima pentru $M_p(\omega)=|H_{ro}(j\omega)|$

m	β						
	4	5	6	7	8	9	12
0.05	1.573	1.415	1.321	1.257	1.211	1.176	1.104
0.10	1.456	1.303	1.210	1.147	1.102	1.067	1.008
0.15	1.343	1.199	1.114	1.058	1.023	1.004	0.998
0.20	1.241	1.113	1.042	1.006	0.999	0.998	0.997

Observatie: Valorile hasurate sunt favorabile / recomandate.

3.2. Puncte de vedere in alegerea metodei de proiectare. Etape de proiectare-

3.2.1. Puncte de vedere in alegerea metodei de proiectare

Metoda 2p-SO-m constituie o alternativa al metodei MO-m pentru situatii care pot fi bine definite pe baza analizelor prezentate in paragraful 3.1. Comparatia prezinta interes numai pentru valori $0 < m < 0.2$ (0.25) (sisteme de actionare cu moment de inertie mare). Parametrizarea prin valoarea lui β extinde paleta de optiuni posibile in proiectare. Proiectarea este considerate in timp continuu, dar implementarea regulatorului poate fi "in discret" [II-95] (in [II-89]).

Principalele punctele de vedere care trebuie luate in considerare la dezvoltarea structurii de reglare pentru sistemele de actionare cu moment de inertie mare, referinta variabila si modificari frecvente (chiar continue) ale referintei:

- Eroare de reglare redusa si comportare buna in raport cu referinta lent variabila;
- Comportare buna in raport cu perturbatia de tip sarcina;
- Posibilitatea controlului asupra rezervei de faza (prin alegerea adecvata a lui β);
- Sensibilitate redusa si robustete ridicata (prin alegerea adecvata a valorii lui β);
- Corectia performantelor prin utilizarea structurilor de reglatoare cu filtre pe canalul de referinta.

Pentru alegerea metodei de proiectare intre metodele MO-m si 2p-SO-m, in tabelele A – D prezentate in continuare, sunt evidentiata sub forma sintetica informatii importante in decizia asupra metodei de proiectare.

- *Tabelul A.* evidentiaza cazurile reprezentative d.p.d.v. al modelului de proces pentru care proiectantul se va putea decide asupra metodei de proiectare 2p-SO-m;
- *Tabelul B.* Relativ la *comportare corespunzatoare in raport cu o referinta constanta* un timp de prima reglare redus \hat{t}_r este asigurat pentru valori m mici; cerinta este bine realizabila prin alegerea valorii lui β in intervalul $\beta < (6) 9$, cand adoptarea proiectarii dupa metoda 2p-SO-m asigura in comparatie cu MO-m performante mai bune;
- *Tabelul C.* Relativ la *comportare corespunzatoare in raport cu o referinta variabila (lent)* tabelul evidentiaza ca d.p.d.v. al erorii de reglare permanentizate adoptarea proiectarii dupa metoda 2p-SO-m asigura in comparatie cu MO-m performante net superioare;

- Tabelul D. Relativ la *comportare corespunzatoare in raport cu load disturbance* se constata un avantaj net al metodei de proiectare 2p-SO-m in raport cu metoda MO-m;
- Posibilitatea controlului asupra rezervei de faza prin alegerea adecvata a valorii lui β , fig.3.1-6.

Ca si concluzie se recomanda ca metoda 2p-SO-m sa fie utilizata atunci cand:

- Valoarea parametrului m se incadreaza in domeniul $0.05 < m < 0.20$ (0.25) cand, pe de o parte aproximarea $m \approx 0$ si proiectarea dupa metoda ESO-m (SO-m) necesita corectarea parametrilor regulatorului, iar aplicarea metodei MO-m nu este avantajoasa;
- Prin posibilitatea alegerii valorii lui β (in domeniul recomandat $4 < \beta < 9$ (12)) se pot asigura compromisurile necesare in proiectare;
- Pentru valori $0.05 < m$ aproximarea $m \approx 0$ este justificata si recomandata, reducand volumul de calcule de proiectare.

Tabele de sinteza calitativa a performantelor 2p-SO-m comparativ cu MO-m.

A. Situatii de proiectare bazate pe MO-m respectiv 2p-SO-m

Case	The plant t.f. $H_p(s)$	Recommended method
1.	$\frac{k_p}{1 + sT_\Sigma}$	MO-1.1
2.	$\frac{k_p}{(1 + sT_\Sigma)(1 + sT_1)} T_1 \gg T_\Sigma$	MO-2.1
		2p-SO-m
3	$\frac{k_p}{(1 + sT_\Sigma)(1 + sT_1)(1 + sT_2)} T_1 > T_2 \gg T_\Sigma$	MO-3.1
		2p-SO-m

B. Performante referitoare la variatie treapta a referintei: 2p-SO-m comparativ cu MO-m

$m \setminus \beta$		4	5	6	7	8	9	12
0.05	$\sigma_{1,r}$							
	$\hat{i}_{1,r}$							
	$\hat{i}_{s,r}$							
0.10	$\sigma_{1,r}$							
	$\hat{i}_{1,r}$							
	$\hat{i}_{s,r}$							
0.15	$\sigma_{1,r}$							
	$\hat{i}_{1,r}$							
	$\hat{i}_{s,r}$							
0.20	$\sigma_{1,r}$							
	$\hat{i}_{1,r}$							
	$\hat{i}_{s,r}$							

C. Performante referitoare la variatie rampa a referintei: 2p-SO-m comparativ cu MO-m

β	4	5	6	7	8	9	10	12	14	16
0.05										
0.10										
0.15										
0.20										
0.25										

D. Performante referitoare la variatie treapta a perturbatiei: 2p-SO-m comparativ cu MO-m:

$m \setminus \beta$		4	5	6	7	8	9
0.05	$\hat{i}_{s,d2}$						
	$\sigma_{1,d2}$						
0.10	$\hat{i}_{s,d2}$						
	$\sigma_{1,d2}$						
0.15	$\hat{i}_{s,d2}$						
	$\sigma_{1,d2}$						
0.20	$\hat{i}_{s,d2}$						
	$\sigma_{1,d2}$						

Observatii:



- performante mult mai bune 2p-SO-m in RECOMANDAT comparatie cu MO-m

- performante similare 2p-SO-m in comparatie recomandat cu MO-m

- performante mai putin bune 2p-SO-m in Acceptabil, si alte puncte de comparatie cu MO-m vedere pot fi luate in considerare

3.2.2. Metodologie si etape de proiectare

Acceptand ca decizia asupra utilizarii in proiectare a metodei 2p-SO-m a fost justificata, in teza sunt descrise in detaliu etapele de proiectare a regulatorului (valorile parametrilor si structura (utilizarea filtrelor de corectie).

Observatii:

1. Pentru situatiile $0 < m < 0.05$ varianta de proiectare bazata pe relatiile 2p-SO-m poate fi redusa la proiectare dupa ESO-m.

2. In cazul sistemelor de actionare de putere se utilizeaza eminentemente *structurile de reglare in cascada* cu doua sau chiar trei bucle ([II-78], [II-79]);

Datorita insa specificului structurii sistemelor de actionare, modelul de aproximare utilizat in proiectarea structurii nu acopera in intregime realitatea, fapt pentru care sunt de asteptat ajustari experimentale ulterioare ale parametrilor reglatoarelor de curent si de turatie (a se vedea capitolul al 4-lea).

3. Introducerea restrictiilor de tip limitare la nivelul comenzii (AWR) sau la nivelul elementului de executie respectiv generarea load disturbance ar putea aduce sistemul in situatia de *system with limited capacity*.

3.3. Concluzii. Principalele avantaje ale metodei 2p-SO-m

Metoda 2p-SO-m poate fi considerate si ca o generalizare a metodei clasice SO-m respective a metodei ESO-m. Avantajele metodei sunt sintetizabile prin urmatoarele:

- Metoda este o metoda de tip "optim in amplitudinea caracteristicii de frecventa" numai pentru valori reduse pentru m ($m \leq 0.05$) si $\beta = 4$. La cresterea valorii lui β sunt asigurate doar comportari aproape optime;
- Pentru valori m si β reduse proprietatile de urmarire ale sistemului cu regulatorul acordat dupa 2p-SO-m sunt bune;
- Cresterea valorii lui β asigura reducerea sensibilitatii sistemului respective cresterea robustetii (Figura 3.1-5). Utilizarea unor valori $\beta > 9$ nu se justifica.
- Pentru $0.05 < m \leq 0.20$ (0.25) metoda 2p-SO-m asigura comportare foarte buna in raport cu perturbatiile de tip sarcina;
- In cazul k_p variabil, rezolvarea ecuatiei (3.1-30) pentru o valoare fixata $\varphi_r = \varphi_{r,min}$ (imposa), poate garanta o rezerva de faza mai mare decat valoarea impusa;
- La utilizarea unui filtru de referinta adecvat se poate modifica comportarea in raport cu referinta (rel. (3.1-25) sau (3.1-26)).

3.4. Parametrizarea Youla a metodelor MO-m, ESO-m si 2p-SO-m

Justificarea abordarii metodelor prin parametrizarea Youla [II-54]-[II-59], [II-62] pentru cazurile ESO-m si 2p-SO-m se regaseste in formele favorabile a functiilor $S(s)$ si $T(s)$.

3.4.1. Aspecte preliminare

In acest paragraf s-au prezentat elementele minimale de abordare si proiectare bazata pe parametrizarea Youla [II-61] (metoda de proiectare IMC). Figura 3.4-1 (b) prezinta schema bloc aferente parametrizarii Youla ; semnificatia blocurilor si marimilor este prezentata in teza.

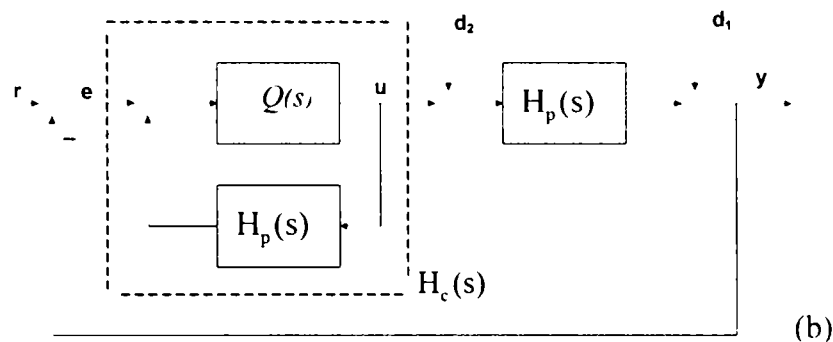


Fig. 3.4-1. Schema bloc utilizata in parametrizarea Youla (numai schema (b))

In teza sunt prezentate etapele de dezvoltare a regulatorului bazat pe parametrizarea Youla [II-60] ($Q(s)$ - reprezinta polinomul de parametrizare Youla):

- (1): Pentru $H_p(s)$ dat se calculeaza $H_c(s)$ cu $Q(s)$ parametru. Calculul lui $S(s)$ sau $T(s)$.
- (2): Stabilirea formei convenabile pentru $Q(s)$ care asigura performantele impuse prin $S(s)$ sau $T(s)$.
- (3): Determinarea t.f. pentru regulatorul $H_c(s)$;
- (4): Verificarea performantelor, analiza de sensibilitate a sistemului.

3.4.2. Parametrizarea Youla a metodei MO-m

Procesul are t.f. de forma (3.4-7) (1) sau (3.4-7) (2) din teza (forma prezentata si in capitolele anterioare). Urmind etapele de proiectare detaliate in teza se obtine in final regulatorului:

$$H_c(s) = \frac{1}{k_p} \frac{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)}{1+2T_\Sigma s+2T_\Sigma^2 s^2} \frac{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+2T_\Sigma s+2T_\Sigma^2 s^2)}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+2T_\Sigma s+2T_\Sigma^2 s^2-1)} = \frac{1}{2k_p T_\Sigma s} (1+T_1 s)$$

cu parametri:

$$k_c = \frac{1}{2k_p T_\Sigma} \quad T_c = T_1 \quad (3.4-14) \quad \text{si} \quad T_c' = T_2 \quad (3.4-15)$$

3.4.3. Parametrizarea Youla a metodei ESO-m

Procesul are t.f. de forma (3.4-16) din teza (forma prezentata si in capitolele anterioare). Urmind etapele de proiectare detaliate in teza se obtine in final regulatorului:

$$H_c(s) = \frac{1}{k_p} \frac{s(1+sT_\Sigma)}{\beta^{3/2} T_\Sigma^2 s^2 (1+sT_\Sigma)} (1+\beta T_\Sigma s) = \frac{1}{\beta^{3/2} k_p T_\Sigma^2 s} (1+\beta T_\Sigma s) \quad (3.4-22)$$

cu parametri:

$$k_c = \frac{1}{\beta^{3/2} k_p T_\Sigma^2} \quad T_c = \beta T_\Sigma \quad (3.4-23) \quad \text{si} \quad T_c' = T_2 \quad (3.4-24)$$

3.4.4. Parametrizarea Youla a metodei 2p-SO-m

Procesul are t.f. de forma (3.4-25) din teza (forma prezentata si in capitolele anterioare). Urmind etapele de proiectare detaliate in teza se obtine in final regulatorului:

$$H_c(s) = \frac{1}{k_p} \frac{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_c)}{(a_1 - T_c)s[\frac{a_3}{a_1 - T_c}s^2 + \frac{a_2}{a_1 - T_c}s + 1]} \quad (3.4-31)$$

Alte detalii sunt prezentate in teza.

3.4.5. Concluzii

Studiul prezentat sugereaza o alta modalitate de abordare a proiectarii dupa M_{-m}, (E)SO-m respectiv 2p-SO-m bazata pe parametrizarea Youla legand metoda in categoria metodelor de reglare bazata pe model (MBC).

4. Solutii de reglare in cascada pentru un sistem de tractiune electrica

4.1. Modelarea matematica a procesului

Schema bloc a sistemului de actionare (tractiune) pentru un vehicol hibrid a fost prezentata in Partea I-a, cap.2, figura 2.2-1.

4.1.1. Modelarea motorului si a dinamicii vehicolului

Ipotezele de modelare, modelele matematice aferente si regimurile de functionare au fost descrise in detaliu in Partea I-a, rel. (2.2-1) - (2.2-10), [II-83], [II-100].

4.1.2. Valori numerice [II-85], [III-99]

□ **Valori numerice pentru motorul de actionare (DC-m)**, Tabelul 4.1-1

Table 4.1-1. Valori numerice pentru DC-m

<i>Torque</i>	<i>Rotation</i>	<i>Useful power</i>	<i>Voltage</i>	<i>Current</i>	<i>Absorbed Power</i>	<i>Efficiency</i>	<i>Electrical time const</i>
[Nm]	[rot/min]	[kw]	[V]	[A]	[kw]	[%]	[sec]
50,16	1605	8,43	77,6	126	9,78	86,18	0.1

Alte valori numerice:

- $R_a \approx 0.1 \Omega$,
- Elementul de executie : $k_A=30 V/V$, $T_A=0.02 sec$;
- Elementele de masura: $k_{Mi}=0.0238 V/A$; $k_{M\omega}=0.0178 V/(rad/sec)$.

□ **Valori numerice referitoare la vehicol ([II-85])**

- Masa totala, include 80kg conductor: $m_{tot}=1860 kg$;
- Aria frontala a vehicolului: $A_d=2.4 m^2$;
- Coeficientul de rezistenta aerodinamica: $C_d=0.4$;
- Densitatea aerului : $\rho=1.225 kg/m^3$;
- Coeficientul rezistenta la rulare: $C_r=0.015$;
- Raza rotii: $w_r=0.3 m$;
- Raportul de reductie: $f_r=4.875 Nm/(rad/sec)$.
- Momentul de inertie redus la arborele motorului

$$J_{veh} = 1860 \cdot \frac{0.3^2}{4.875^2} = 7.04 \text{ kg m}^2 \quad (4.1-1)$$

- momentul de inertie total:

$$J_{tot} = J_{veh} + J_w = 7.04 + 1.56 = 8.6 \text{ kg m}^2 \quad (4.1-3)$$

careia ii corespunde constanta de timp mecanica asistemului de actionare $T_m = 5.43 \text{ sec}$; constanta de timp electrica este $T_a = 0.1 \text{ sec}$. In consecinta se obtine m : $m \approx 0.02 < 0.05$.

4.2. Structuri de reglare a turatiei. Proiectarea regulatorului. Rezultate de simulare

4.2.1. Sarcinile sistemului de reglare si performante impuse

Sarcinile sistemului de reglare se pot sintetiza prin urmatoarele cerinte:

- Asigurarea comportarii bune relativ la modificarea refeintei de viteza (turatie), timp de reglare si suprareglaj redus;
- Rejectia perturbatiilor determinate de schimbarea conditiilor de mers;
- Sensitivitate redusa la modificarea momentului de inertie total [II-84],[II-99].

4.2.2. Solutii de reglare

Au fost adoptate si testate doua structuri de reglare in cascada cu:

- Bucla interna dupa curent cu regulator PI cu masura AWR [II-90], [II-91].
- Bucla exetrna de turatie ω [rad/sec] cu regulator PI.

Cele doua bucle au fost proiectate separate figura 4.2-1, figura 4.2-2 (scheme Simulink de simulare); a doua schema utilizeaza un regulator cu structura neomogena imbogatita cu un bloc de fortare conectat pe canalul de referinta cu scopul adaptarii / fortarii actiunii referintei.

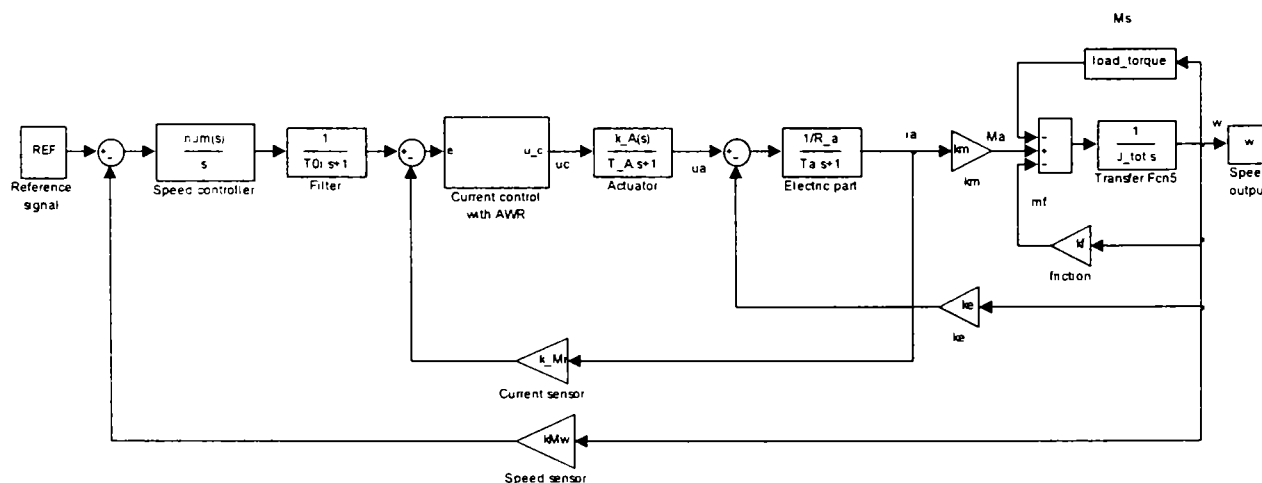


Fig.4.2-1. Prima structura de reglare DC-m

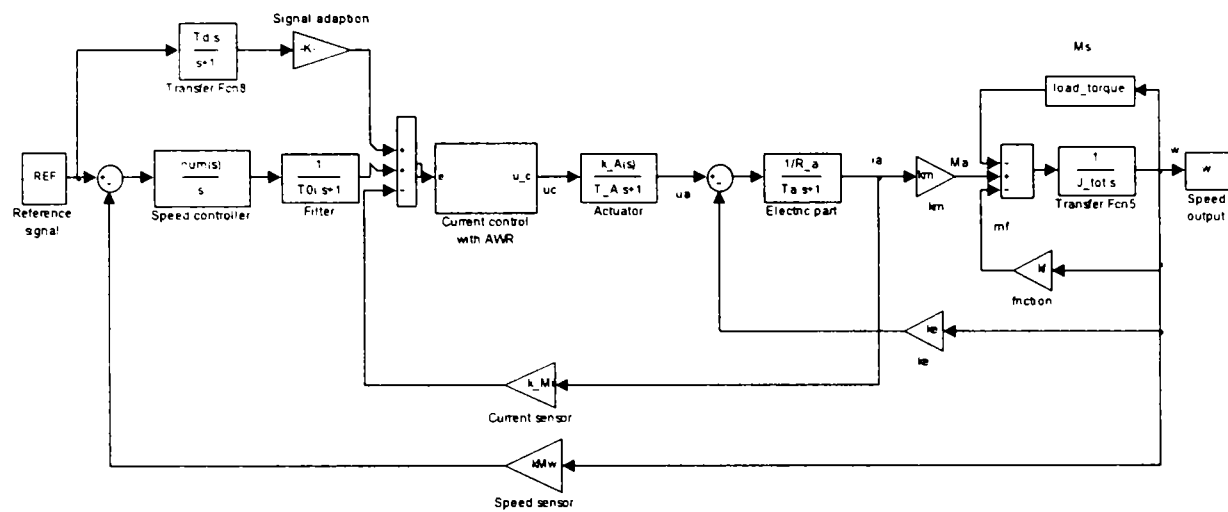


Fig.4.2-2. A doua structura de reglare cu filtru de referinta (bloc de fortare a referintei)

□ **Buclo internă:** cu regulator PI și masură AWR [II-90], [II-91] acordat cu MO-m, cu parametri $k_{ci} \approx 7.0$, $T_{ci} = 0.1$ sec.

Buclo externă. cu regulator PI în ambele variante de structură de reglare menționate. Pentru $m \approx 0.02$) acordarea parametrilor urmează varianta simplificată și valoare $\beta \approx 16$. În final parametri regulatorului rezultă $k_{cw} \approx 35.0$ și $T_{cw} = 1.75$.

Filtrul de fortare DT1 (DL1) s-a ales cu t.f.:

$$H_{ff}(s) = \frac{56.0 \cdot s}{1 + s} \quad (4.2-5)$$

4.2.3. Rezultate de simulare

Scenariul de simulare a corespuns unei variații impuse a referinței bazată pe un extras din ciclul NEDC [II-86]. Marimile înregistrate sunt viteza (speed), curentul și cuplul activ M_a versus cuplul de sarcină M_s .

□ **Structura de reglare I.** Rezultatele de simulare sunt redată în fig. 4.2-3, 4.2-4 și 4.2-5.

□ **Structura de reglare II.** Diferențele sesizate între cele două structuri au fost înregistrate simultan, fig. 4.2-6 și 4.2-7 (linie întreruptă – structură I, linie continuă – structură II). Diferențele în mscara vehicolului (viteza) nu sunt semnificative.

□ **Structura I la modificarea momentului de inerție.** Rezultatele de simulare sunt redată în fig. 4.2-8 and 4.2-9; masa vehicolului a fost modificată cu +25% (linie întreruptă – sarcină marită, linie continuă – sarcină nominală):

$$m_{veh} = m_{veh0} + \Delta m = 1860 + 0.25 \cdot 1860 = 2332 \text{ kg.}$$

Puterea maximă este relativ ridicată (12 kW în raport cu 9 kW la pornire), fără a se depăși puterea maximă a mașinii de 15 kW. Comportarea ambelor structuri s-a încadrat în așteptările din faza de proiectare.

În regimurile analizate nu s-au manifestat fenomene neliniare induse de AWR și limitările de putere din elementul de execuție.

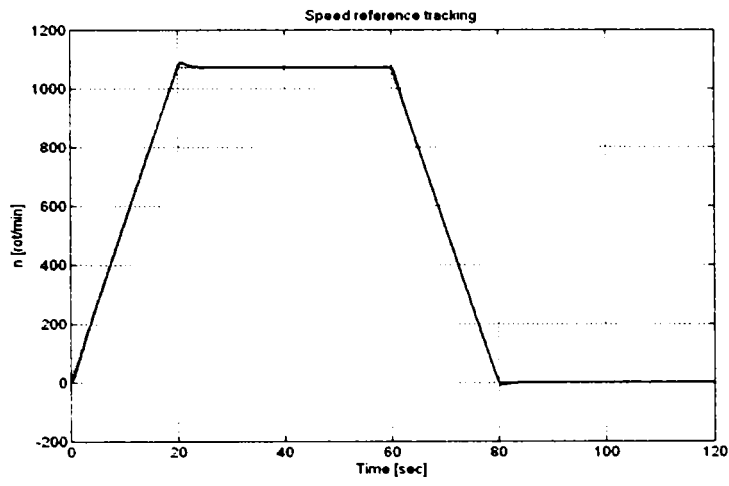


Fig.4.2-3. Urmărirea referinței de turatie

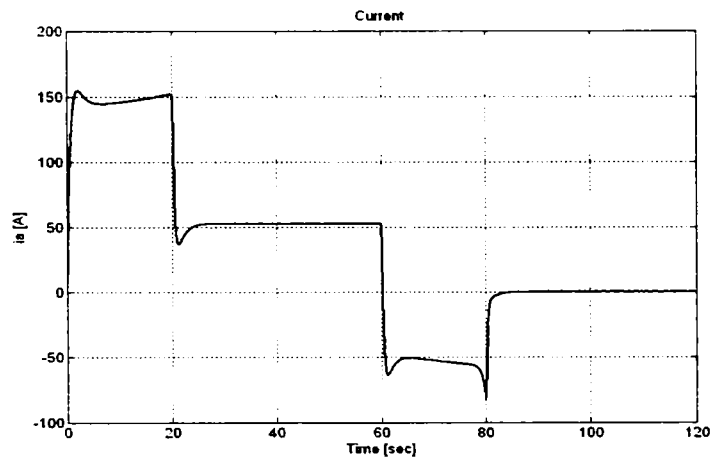


Fig.4.2-4. Variatia curentului

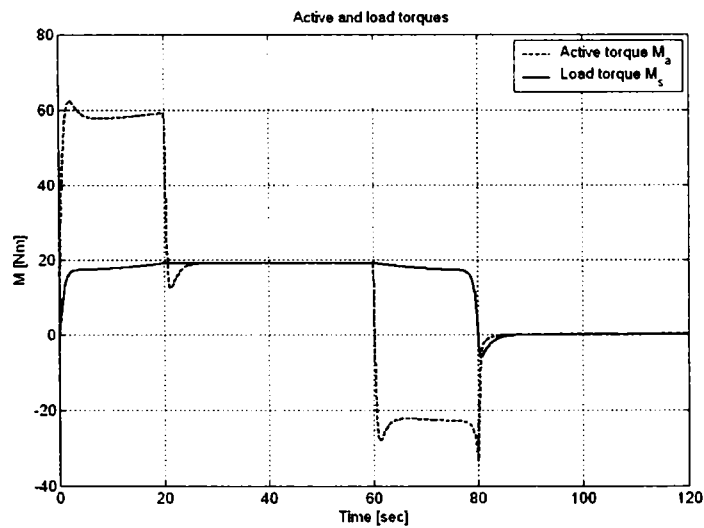


Fig.4.2-5. Variatia cuplului activ si cuplului de sarcina M_s

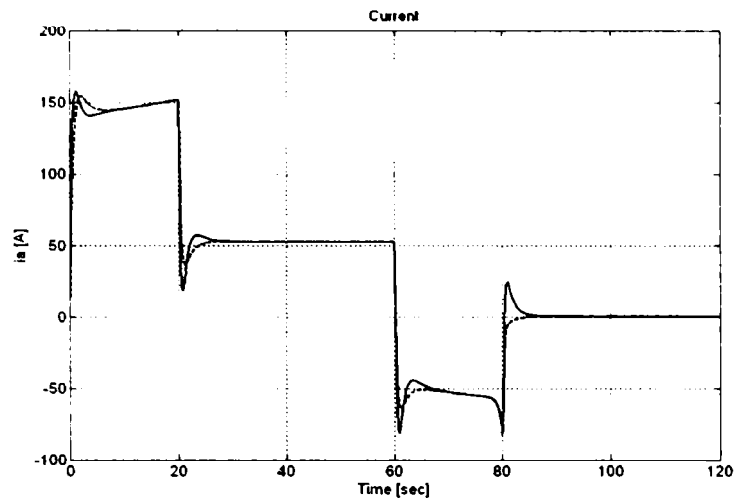


Fig.4.2-6. Comparatie intre curentii celor doua structuri

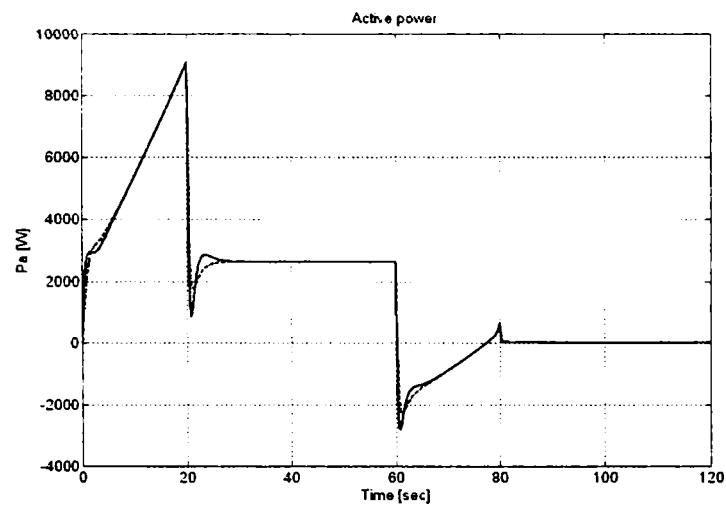


Fig.4.2-7. Comparatie in puterea absorbita

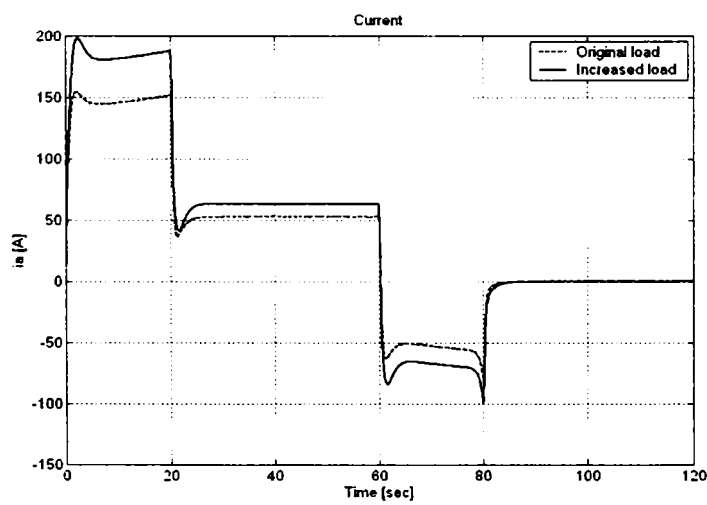


Fig.4.2-8. Evolutia curentului la sarcina marita

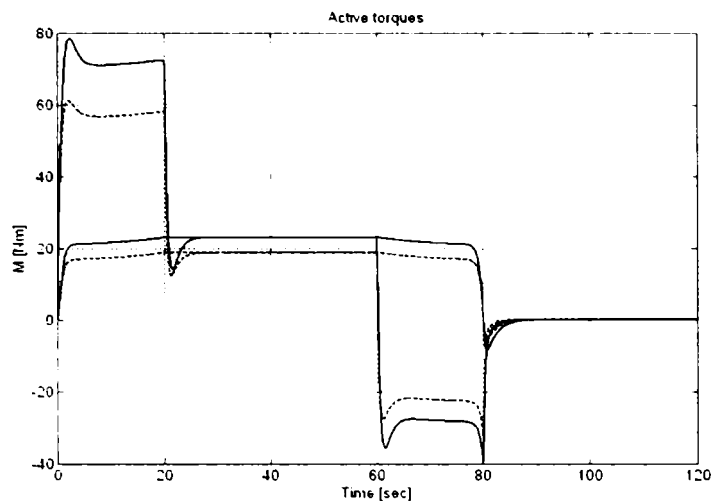


Fig.4.2-9. Variatia cuplului activ M_a versus cuplul de sarcina M_s

4.3. Concluzii

Capitolul a prezentat doua solutii de reglare in cascada pentru reglarea turatiei sistemului de actionare a unui vehicul cu tractiune electrica si cu alimentare hibrida (HEV). Datele numerice corespund unei aplicatii reale. Variatia referintei a urmarit ciclul NEDC [II-86]. Rezultatele de simulare au confirmat asteptarile ambele sisteme dovedind bune proprietati de urmarire, rejectie a perturbatiei si sensitivitate redusa la maodificarea parametrului J_{tot} .

5. Concluzii relative la partea a II-a si contributi

Principalele contributi aduse in partea a II-a a tezei pot fi sintetizate prin urmatoarele:

1. In capitolul 1 se prezenta o sinteza asupra tendintelor recente care se manifesta in proiectarea sistemelor de reglare automata cu utilizarea reguletoarelor PID bazate pe modele de ordin redus de tip benchmark, cu focalizare pe metodele care asigura o comportare buna atat in raport cu o referinta variabila in timp cat si in raport cu perturbatiile de tip sarcina.
2. In capitolul 2 o sinteza bibliografica asupra metodelor de proiectare optima bazate pe criterii de modul si detalieri asupra celor orientate spre procese de tip benchmark
3. Sinteza bibliografica asupra metodelor de proiectare optima bazate pe criteriul SO-m cu detalieri asupra variantelor orientate spre proocese ce pot fi caracterizate prin modele de tip benchmark.
4. Capitolul 3 a prezintat o noua metoda de proiectare a reguletoarelor bazata pe dubla parametrizare a conditiilor de optim specifice criteriului SO-m, metoda 2p-SO-method. Parametrizarea (paragraful 3.1.1) tine seama de conditiile de comportare specifice proceselor cu constante de timp foarte mari si pentru care aplicarea SO-method presupune aproximari. Sunt enumerate cazuri de aplicare si sunt demonstrate relatiile de acordare specifice, performatele realizabile; eficienta metodei este comparata cu cele de la MO-m. Sunt prezentate situatii particulare specifice, diagrame de performanta specifice, precum si metode de imbunatatire a performantelor pentru cazuri speciale. Date de simulare comparative permit o buna delimitare a situatiilor in care aplicarea metodei se dovedeste eficienta (paragraph 3.1.2, 3.1.3).

5. Tinand seama de faptul ca proiectarea robusta bazata pe parammetrizarea Youla se dovedeste deosebit de eficienta in multe situatii, in paragraph 3.4 se da prezinta o interpretare Youla parameterization for the MO-m, ESO-m and 2p-SO-m.
6. Pentru un sistem de actionare a unui vehicul cu tractiune electrica (folosind date reale [II-85]), in capitolul 4 se prezinta o proiectare detaliata a unei CCS for Traction Motor for an elctrical Vehicles. In caracterizarea matematica a procesului s-au preluat si utilizat modelele matematice prezentate in partea I-a cu valori numerice concrete. Sunt prezentate doua variante ale structurii in cascada cu utilizarea masurii AWR. Rezultatele de simulare au corespuns asteptarilor.
7. Corelat cu rezultatele din aceasta parte a II-a tezei sunt si rezultatele din Anexa 1 privind Tratarea reguletoarelor PI, PID ca reguletoare cu doua grade de libertate si dezvoltarea unei metode de proiectare asistata de calculator a reguletoarelor 2-DOF.

In final, pentru a sublinia actualitatea cercetarilor, se mentioneaza studiul din septembrie 2007 [II-66] cu rezultate comparabile, orientate spre aceeasi tematica.

Partea a III-a. Solutii noi pentru reglarea turatiei hidrogenatoarelor

“Predictive control is usually considered when a better performance than that achievable by non-predictive control is required” (Camacho, E.F. and Bordons, C. [III-31])

1. Introducere. Structura partii a III-a

Partea a III-a a tezei prezinta doua solutii noi pentru reglarea turatiei hidrogenatoarelor. Structura sistemului de reglare a turatiei si modelele matematice simplificate aferente aplicatiei au fost prezentate in partea I-a capitolul 3.

Rezultatele cercetarilor sunt redade prin doua structuri de reglare si metodele de proiectare a reglatoarelor. Solutiile prezentate au fost verificate prin simulare numerica.

In *Capitolul al 2-lea* bazat pe lucrari din literatura au fost prezentate tendinte in proiectarea reglatoarelor de turatie pentru hidrogenatoare.

In *Capitolul al 3-lea* este prezentata o noua abordare a proiectarii reglatoarelor din structura de reglare in cascada a turatiei hidrogenatoarelor, cu regulatorul buclei interne acordata pe principiul minimax iar regulatorul principal este realizat ca Generalized Predictive Controller [III-26]. Structura externa GPC [III-31] este redada in forma RST transformata intr-o structura Internal Model Control (IMC). Solutia a fost verificata prin simulare cu date corespunzatoare unei aplicatii reale.

In *Capitolul al 4-lea* este propusa o structura de reglare Fuzzy (FC) (bucula externa) bazata pe un regulator Takagi-Sugeno Fuzzy Controller (TS-FC) intr-o varianta noua dedicata [III-15]. In prima etapa sunt proiectate doua reglatoare PI continue una in raport cu referinta, cealalta in raport cu perturbatia. Reglatoarele sunt proiectate in domeniul pulsatie (modul) astfel incat sa asigure valorile maxime (impuse) pentru functia de sensibilitate respectiv sensibilitate complementara:

$$M_s = \max_{\omega \geq 0} |S(j\omega)|, \quad M_p = \max_{\omega \geq 0} |T(j\omega)|$$

Rezultatele sunt apoi aduse la forma unui regulator TS-FC cu patru intrari si doua iesiri. Solutia a fost verificata prin simulare cu date corespunzatoare unei aplicatii reale, comparand comportarea cu situatia utilizarii a doua reglatoare PI cu actiune separata.

Capitolul 5 sintetizeaza contributiile aduse in partea a III-a a tezei.

2. Solutii de reglare si de proiectare a reglatoarelor pentru hidrogenatoare. O sinteza

Capitolul analizeaza trenduri in realizarea structurilor de reglare in cascada si trenduri in proiectarea reglatoarelor destinate reglarii turatiei hidrogenatoarelor.

2.1. Solutii de reglare in cascada. Tendinte

Actualitatea reglarii in cascada se regaseste in actualitatea permanenta a tematicii in lucrarile recente (de exemplu lucrarile 17th IFAC World Congress in Prague, 2005):

- O mai eficienta rejectie a efectelor perturbatiilor;

- Proprietati dinamice mai bune pentru sistemul in ansamblu.

Interesul actual in raport cu structura de reglare in cascada este focalizat spre:

- Dezvoltarea unor noi metode de proiectare, care sa combine diferite structuri si tehnici de reglare, eficient racordate la proces;
- Largirea ariei aplicatiilor.

In teza, bazat pe lucrarile [I-63], [I-75], [III-37], [III-67] – [III-75], [III-77], [III-79], [III-81] se prezinta o sinteza asupra realizarilor recente in acest domeniu (fara a epuiza literatura).

2.2. O sinteza asupra solutiilor mai frecvent utilizate in reglarea turatiei hidrogeneratoarelor si metode de proiectare

Principalele metode de conducere si proiectare a reguletoarelor aflate in aplicatii curente:

- (1) Reguletoare PI (PID) cu parametri acordati in domeniul pulsatie ([III-5], [III-6], [III-9], [III-10], [III-12], [III-64], [III-65]).
- (2) Acordarea optima a parametrilor bazat pe indicatori integrali ([II-5], [II-9], [II-10], [III-44], [III-48]):
- (3) Structuri MBC / IMC in diferite variante [III-66], [III-41], [III-42], [III-66] cu preponderenta hibride [III-83], [III-84], [III-85].
- (4) MPC in varianta de baza sau in varianta GPC cu focusare pe diferite obiective si grade de detaliere [III-31], [III-32], [III-86], [III-19], [III-30], [III-46].
- (5) Structuri de reglare bazate pe utilizarea reguletoarelor fuzzy cu dinamica [III-5]:

Alte structuri de reguletoare sunt prezentate si in [III-45], [III-50], [III-63], [III-89].

3. Solutie de reglare GPC in cascada

3.1. Introducere

Rezultatele de cercetare din acest paragraf au fost publicate in [III-26], [III-41], [III-42].

3.2. Structura de reglare in cascada propusa

Procesul se considera descompus in forma din figura 3.2-1 in subprocese P_1 , P_2 .

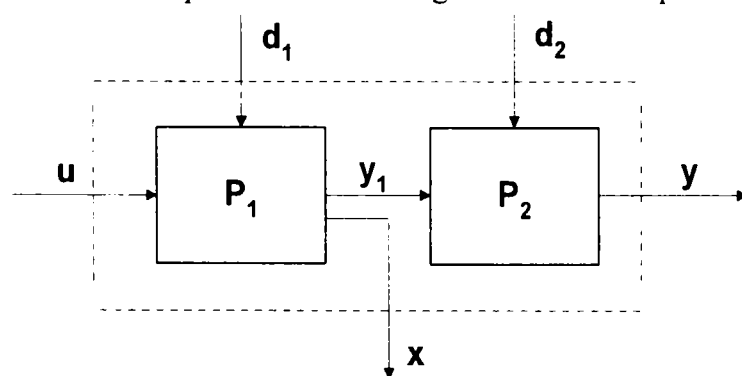


Fig.3.2-1. Descompunerea procesului in subprocese

Perturbatiile d_1 si d_2 se considera independente si se accepta ca $d_1(t), d_2(t) \in L_2$ adica.

$$\int_0^x d_1^T(t) d_1(t) dt < \infty, \quad \int_0^x d_2^T(t) d_2(t) dt < \infty \quad (3.2-1)$$

Natura perturbatiilor este diferita. Rejectia perturbatiei interne d_1 este asigurata de bucla locala optimizata simultan in raport cu comanda u si cu perturbatia d_1 . Figura 3.2-2 din teza prezinta structura CCS.

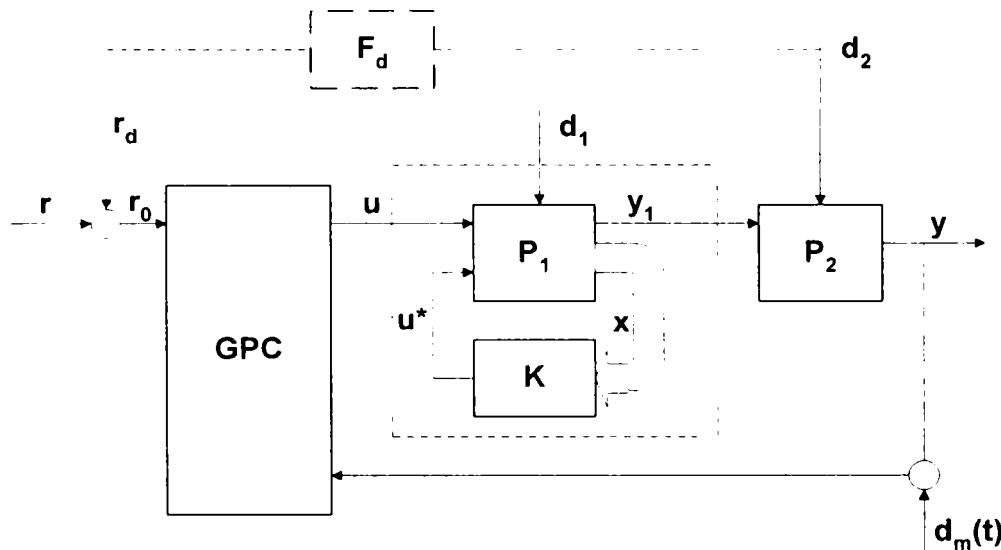


Fig.3.2-2. Structura de reglare GPC in cascada

In tehnica GPC $d_2(t)$ (fig.3.2-1) este modelat adesea ca un model de tip CARIMA:

$$\frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} = \frac{C(q^{-1})}{(1-q^{-1})A(q^{-1})}, \quad 1-q^{-1} = \Delta \quad (3.2-2)$$

In aplicatiile practice se pot aduce apoi precizari suplimentare relative la aceasta perturbatie.

3.3. Proiectarea optima a regulatorului intern pentru rejectia perturbatiei, pe baza criteriul minimax

Proiectarea buclei interioare afectata de perturbatia d_1 reprezinta o problema linear patratica de tipul *minimax*, regulatorul minimizeaza o functie de cost patratica cand perturbatia maximizeaza aceasta functie de cost [III-28], [III-29], [III-34]. In acest scop se utilizeaza un regulator dupa stare (Fig.3.2-2) pentru care se calculeaza o amplificarea minimax, capabila sa rejeteze perturbatia mai mica decat valoarea cea mai defavorabila (determinata in algorithm) [III-28], [III-29].

Functia cost definita in vederea proiectarii regulatorului se explicita sub forma:

$$J(u, d_1) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [y_1^T(t) y_1(t) + \rho^2 u^T(t) u(t) - \gamma^2 d_1^T(t) d_1(t)] dt \quad (3.3-2)$$

ρ parametru de proiectare iar γ este un parametru liber legat de solutionarea ecuatiei Riccati. Reformuland problema se obtine o problema diferentiala (differential-game problem):

$$\min_{u(t)} \left(\max_{d_1(t)} [J(u, d_1)] \right) \quad (3.3-3)$$

Un rationament complet detaliat in teza asigura determinarea matricii K prin componentele K_u si K_d , figura 3.3-1 din teza. Pentru sistemul optimizat functiile de sensitivitate si de sensitivitate complementara sunt:

$$S_1(s) = C(sI - A + BK_u)^{-1} L \quad , \quad T_1(s) = P_{S_1}(s) = C(sI - A + BK_u)^{-1} B \quad (3.3-6)$$

Această explicitare este apoi utilizată în proiectarea regulatorului buclei exterioare. Soluția optimă este obținută cu ajutorul unui program Matlab [III-62].

3.4. Proiectarea regulatorului GPC în reprezentarea IMC

Procesul linear (linearizat) este caracterizat prin modelul CARIMA:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-D_r} B(q^{-1})u(t-1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta} d_2(t) \quad (3.4-1)$$

Polinoamele A , B și C sunt descrise cu variabila q^{-1} , $\Delta = 1 - q^{-1}$. Pentru simplificare $C(q^{-1})$ este ales egal cu 1.

În cazul în care nu apar constrângeri se poate determina o formă polinomială a regulatorului GPC. Secvența de comandă se obține în baza minimizării funcției cost ([III-28], [III-29]):

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - r(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda_u(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3.4-2)$$

N_1 , N_2 , N_u cu semnificația dată în teză, $\hat{y}(t+j|t)$ predicția în avans cu j -pași a ieșirii, $r(t+j)$ traiectoria predictată iar $\delta(j)$ și $\lambda(j)$ secvențe de ponderare. În final algoritmul GPC poate fi adus la forma 2-DOF (figura 3.4-1):

$$R(q^{-1})\Delta u(t) = T(q^{-1})r(t) - S(q^{-1})y(t), \quad (a) \quad (3.4-4)$$

R , S , T polinoamele regulatorului 2-DOF rezulta (calculul detaliat prezentat în Anexa 2):

$$R(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i I_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i}, \quad S(q^{-1}) = \frac{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i F_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i} \quad (b) \quad (3.4-4)$$

Polinomul $T(q^{-1})$ este parametru de proiectare ale adeseori egal cu 1, Anexa 2.

Aducerea regulatorului la structura IMC urmărește includerea modelului procesului în algoritmul de reglare [III-26], [III-33].

$$F_r = T \quad , \quad F_y = S \quad , \quad C_{IMC} = \frac{A}{R\Delta A + BSz^{-d}} \quad (3.4-5)$$

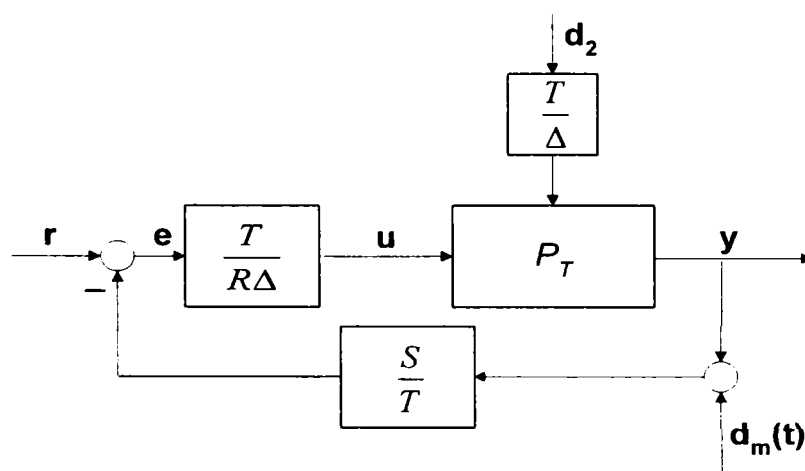


Fig.3.4-1. Structura RST aferentă regulatorului GPC

Structura permite si tratarea avantajoasa a restrictiilor de pe iesirea regulatorului (fig. 3.4-2). Cu referire la [III-26], [III-33] si [III-41] Anexa 2 prezinta determinarea structurii IMC si o analiza detaliata privind:

- tratarea constrangerilor,
- influenta parametrilor de calcul al algoritmului GPC asupra calitatii reglarii.

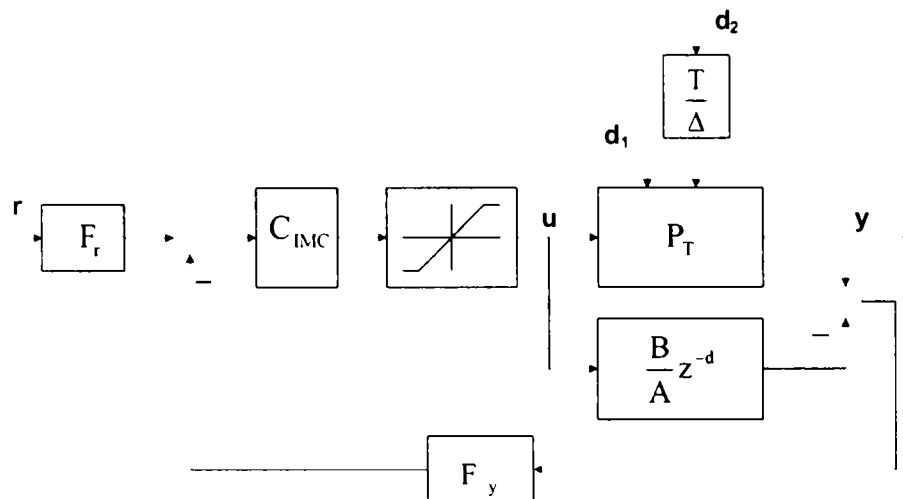


Fig.3.4-2.Structura IMC cu limitare

3.5. Solutie de reglare in cascada GPC pentru reglarea turatiei hidrogeneratoarelor

Prezentarile sunt bazate pe lucrarile [III-26] si [III-41]. Structura de reglare in cascada GPC are bucla interna acordata pe principiul minimax, combinand avantajele tehnicii de proiectare LQ (bucla interna) cu algoritmul GPC (bucla externa). Procesul este decuplavbil pe doua subsisteme si a fost prezentat in Partea I-a cap.3. Solutia preconizata este o reglare in cascada dupa principiile prezentate in paragrafele 3.3 si 3.4.

Bucla interioara este stabilizata pe principiul minmax, metoda prin care se rezolva perturbatiile ce actioneaza la acest nivel ($d_1(t)$). Bucla exterioara este o structura GPC in reprezentarea polinomiala transformata in structura IMC. Perturbatia la acest nivel, $d_2(t)$, este data de fluctuatiile de putere ceruta de la sistemul energetic si care are un caracter aleator in general [III-5].

3.5.1. Procesul si modele matematice asociate

Procesul este descompus in subsisteme conform figurii 3.2-1, (P1, P2):

$$H_p(s) = P(s) = P_1(s) \cdot P_2(s) \quad (3.5-1)$$

Partea interioara P1 este constituit de servosistemul de actionare a apartului director (pozitionare palete statorice la turbina) Partea I-a, fig.3.2-3. Algoritmul de stabilizare a servosistemului este una dupa stare. Partea externa P2 consta din partea hidraulic+generator sincron + sistemul energetic de putere (partea I-a capitolul 3).

Perturbatia $d_1(t)$ care actioneaza la acest nivel este data de scurgerea apei prin turbina, conditionata de cadere (inaltimea H) si de debitul Q) [III-3], [III-6]. Comportarea impusa pentru servosistemul stabilizat va fi aperiodica ($\zeta \geq 1$) sau foarte putin oscilant, $0 << \zeta < 1$).

Partea P2 sistemul aductiune-turbina-generator sincron- sistem energetic are in conditiile precizate in Partea I-a cap. 3 este caracterizat de t.f.[III-3] – [III-10]:

$$P_2(s) = \frac{k_{p2}(1 - sT_w)}{(1 + sT_w/2)(\alpha_m + sT_m)} \quad (3.5-8)$$

In final t.f. al procesului in ansablu (condus prin algoritmul GPC) are t.f.

$$H_p(s) = \frac{k_s}{(1 + 2\zeta T_s s + T_s^2 s^2)} \frac{k_{p2}(1 - sT_w)}{(1 + sT_w/2)(\alpha_m + sT_m)} \quad (3.5-9)$$

Modelul este acceptat de IEEE in Committee Reports, [III-7], [III-8].

3.5.2. Rejctia prturbatiilor din structura de reglare in cascada

In regim stationar $d_1(t)$ este constant sau foarte lent variabil. In cazul functionarii cu SG conectat la sistemul energetic perturbatia $d_2(t)$ indusa de PS poate fi caracterizat de un proces oscilant de ord.2 cu ζ relativ redus, [III-30]:

$$F_{dist}(s) = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + 2\zeta\omega_0 s + s^2} \quad \text{si} \quad d_2(s) = F_{dist}(s)v(s) \quad (a) \quad (3.5-10)$$

$v(s)$ – treapta sau impuls impuls; ω_0 caracterizeaza frecventa specifica sistemului energetic in diferite regimuri de functionare (ω_0 putin variabil) [III-10]. In explicitarea discreta [III-30]:

$$d_2(t) = \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} \xi(t) \quad (b) \quad (3.5-10)$$

$\xi(t)$ zgomot alb de valoare medie nula. Luand ca referinta [III-30] forma rationala se poate explicita in forma:

$$\frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} = \frac{1}{(1 - q^{-1})(1 - a e^{j\alpha} q^{-1})(1 + a e^{j\alpha} q^{-1})} \quad (3.5-11)$$

cu $a = 2\pi f_0 h$ (h perioada de esantionare, f_0 – frecventa caraceristica, $\omega_0 = 2\pi F_0$ si $0 << a < 1$).

3.5.3. Validarea solutiei de reglare. Rezultate de simulare

Parametri care apar in rel. (3.5-8) si (3.5-9) sunt din [III-5], [III-15]: $g_0 = 0.0625$, $T_{i1} = 0.001872$, $T_{i2} = 0.0756$, $k_w = 1$, $T_w = 2.2$ sec, $\alpha_m = 1$, $T_m = 6.8$ sec. corespund unei sitatii apropiate de una reala. Amplificarile regulatorului intern acordat dupa principiul minmax (capitolul 3.3) au fost calculate cu un program Matlab dedicat. In primul pas a fost stabilita valoarea lui γ prin metoda injumatatirii (ρ a fost ales $\rho = 0.1$) gasindu-se in final valoarea minima $\gamma = \gamma_{min} = 0.028$. Solutia ecuatiei CARE conduce la amplificarea min-max:

$$K_u = [43.706 \quad 99.311 \quad 40.879], \quad K_d = [149.58 \quad 345.35 \quad 140.65] \quad (3.5-12)$$

T.f. in raport cu referinta $u(t)$ aferenta subprocesului $P_1(s)$ rezulta:

$$P_{C1}(s) = \frac{441.6}{s^2 + 1459s + 4.86 \cdot 10^{-4}} \quad (3.5-13)$$

cu constanta de timp neglijabila.

In forma simplificata t.f. pentru partea de subproces P2 se poate explicita sub forma.:

$$P_2(s) = \frac{1 + 2.2s}{(1 + 1.1s)(1 + 6.8s)} e^{-4.4s} \quad (3.5-14)$$

In pasul al 2-lea se calculeaza regulatorul GPC luand in considerare urmatoorii parametri GPC:

$$N_1 = 1, \quad N_2 = 70, \quad N_u = 1, \quad \delta = 1, \quad \lambda_u = 0.1 \quad (3.5-15)$$

In final structura IMC va fi caracterizata de:

$$F_r(z^{-1}) = T(z^{-1}), \quad F_w(z^{-1}) = T(z^{-1})$$

$$C(z^{-1}) = \frac{5.465 - 10.05z^{-1} + 5.84z^{-2} - 1.09z^{-3}}{1 - 2.788z^{-1} + 2.815z^{-2} - 1.214z^{-3} + 0.1896z^{-4}} \quad (3.5-17)$$

Structura a fost testata prin simulare dupa urmatoorul scenariu:

- **Prima data** a fost simulata bucla interioara ca subsistem continuu (solutia reala analogica sau cu microcontroller local). Testul de comparare:
 - Structura de reglare cu regulator minimax,
 - Un regulator LQ cu parametri de acordare $Q=1$ and $R=0.01$.

Sistemul se supune la o perturbatie cu evolutia tinzand catre zero (nepersistenta), fig.3.5-3 si – pentru cele doua variante de reglare – iesirea are evolutia data in fig. 3.5-4, evolutia sistemului cu regulatorul minmax fiind mai faorabila.

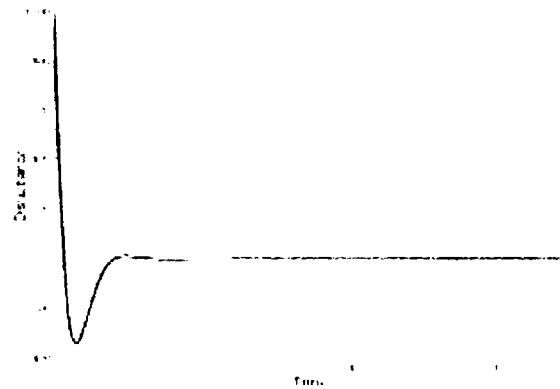


Fig.3.5-3. Perturbatia d_1

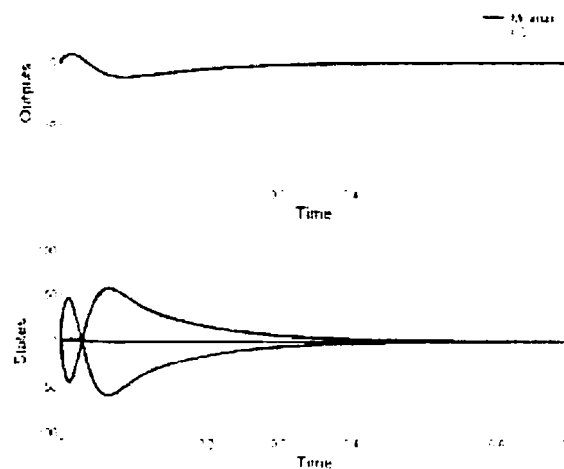


Fig.3.5-4. Rejection of the disturbance in the case of minimax and LQ tuning of the controller

- *In partea a 2-a*, a fost testata structura GPC, tot prin simulare dupa urmatorul scenariu: referinta treapta, urmata de actiunea nesimultana a celor doua perturbatii: d_1 – treapta actionand la momentul 100sec. de amplitudine -1, apoi d_2 – treapta (amplitudine -0.05), avand t.f.:

$$F_{dist}(s) = \frac{1}{1 + 0.5s + 0.4s^{-2}} \quad (3.5-19)$$

Si actioneaza la secunda 170sec (scenariul este similar cu cel utilizat si in alte lucrari din literatură [III-9], [III-10]); figura 3.5-5 evidentiaza rezultatele de simulare. Comparand cu rezultate de simulare in conditii apropiate date in literatură, rezultatele obtinute pot fi considerate foarte bune.

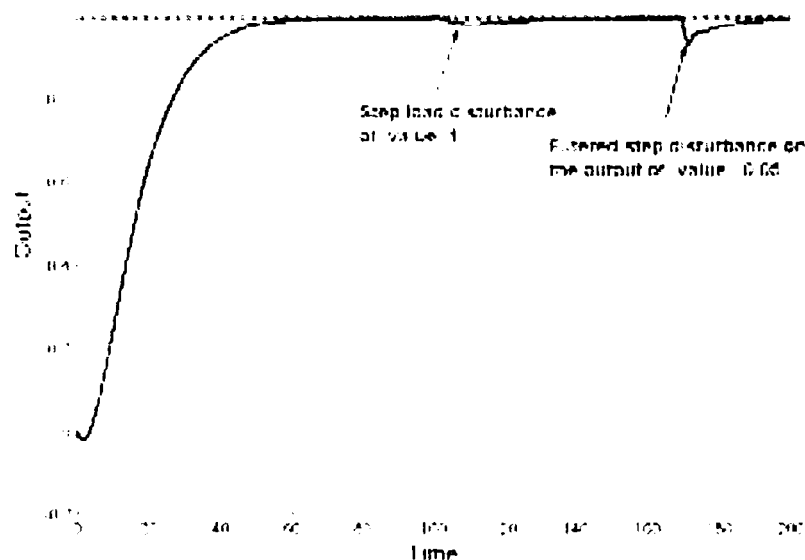


Fig.3.5-5. Rezultate de simulare a sistemului de reglare CCS

3.6. Concluzii

Capitolul prezinta o noua abordare a proiectarii reguletoarelor din structura de reglare in cascada a turatiei hidrogeneratoarelor, cu regulatorul buclei interne acordata pe principiul minimax iar regulatorul principal este realizat ca regulator GPC, [III-26] redată in forma RST transformata intr-o structura Internal Model Control (IMC). Solutia a fost verificata prin simulare cu date corespunzatoare unei aplicatii reale

4. Solutie de reglare Fuzzy pentru un hidrogenerator bazata pe impunerea valorii maxime pentru functia de sensibilitate si functia de sensibilitate complementara

Esenta metodei a fost prezentata in [III-15] ca solutie noua de reglare FC bazata pe o structura de regulator fuzzy Takagi-Sugeno (TS-FC) dedicata reglării turatiei unui hidrogenerator. Modelul de proces este cel acceptat in capitolul 3, Partea I-a.

Intr-o prima etapa se proiecteaza doua regulatoare PI conventionale care asigura valoarea maxima (in domeniul pulsatie) pentru modulul functiei de sensitivitate respectiv sensitivitate complementara. Apoi acceptand echivalenta aproximativa dintre un regulator FC si regulatorul liniar in anumite conditii [III-54] (inclusiv si Partea a IV-a a tezei), se prezinta o metodologie de proiectare a unui regulator TS-FC patru intrari si doua iesiri.

Prin faptul ca regulatoarele liniare proiectate asigura valori maxime pentru functiile de sensitivitate si sensitivitate complementara, regulatorul FC va asigura comportare buna in raport cu referinta si – dupa caz – in raport cu perturbatia si robustețe la incertitudinile in modelarea matematica a procesului. Solutia a fost testata prin simulare considerand ca referinta comportarea in raport cu referinta respectiv cu perturbatia a celor doua regulatoare liniare.

4.1. Introducere

Pentru structura din Fig. 4.1-1 in Partea a II-a au fost definite functia de sensitivitate $S(s)$ si de sensitivitate complementara $T(s)$:

$$S(s) = \frac{1}{1 + H_c(s)H_p(s)} \quad , \quad T(s) = \frac{H_c(s)H_p(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)} = 1 - S(s) \quad , \quad (4.1-1)$$

In domeniul frecventa valorile maxime ale modulelor functiei de sensitivitate M_s si sensitivitate complementara M_p sunt:

$$M_s = \max_{\omega \geq 0} |S(j\omega)| \quad (1), \quad M_p = \max_{\omega \geq 0} |T(j\omega)| \quad (2) \quad (4.1-3)$$

cu valorile recomandate situate in domeniile [III-58]:

$$1.2 \leq M_s \leq 2, \quad 1 \leq M_p \leq 1.5 \quad (4.1-4)$$

M_p caracterizeaza proprietatile in regim de urmarire iar M_s de rejectie a perturbatiei. Acceptand principiului aproximativei echivalente intre un regulator FC si un regulator liniar dezvoltarea regulatorului va urma doua etape:

- dezvoltarea regulatoarelor PI liniar impunand conditii de M_p si M_s ;
- dezvoltarea regulatorului TS-FC acceptand proprietatea regulatorului FC-TS de a fi un bun interpolator (bumpless) [III-59] intre regulatoarele liniare dezvoltate in prima etapa..

4.2. Proiectarea regulatoarelor PI cu valoare maxima impusa pentru functia de sensitivitate si functia de sensitivitate complementari

Regulatoarele dezvoltate in etapa 1-a sunt de tip PI cu t.f. $H_c(s)$:

$$H_c(s) = \frac{k_c}{sT_i} (1 + sT_i) \quad , \quad (4.2-1)$$

In [III-6] este precizata o conditie pentru constanta de timp T_i , dovedita necesara pentru regulatoarele PI utilizate in reglarea hidrogeneratoarelor :

$$T_i = T_m / \alpha_m \quad , \quad \alpha_m > 0 \quad . \quad (4.2-2)$$

Relatia (4.2-2) va simplifica conditiile de proiectare reducand numarul gradelor de libertate la unu (k_c) ca functie de M_s and M_p . Daca conditia (4.2-2) nu este impusa, creste complexitatea calculului de proiectare.

4.2.1. Proiectarea bazata pe utilizarea valorii maxime pentru parametrul M_s

Tinand seama de expresiile lui $H_c(s)$ si $H_p(s)$ expresia $|S(j\omega)|$ rezulta:

$$|S(j\omega)| = \frac{T_m \omega \sqrt{4 + T_w^2 \omega^2}}{\sqrt{T_m^2 T_w^2 \omega^4 + 4(T_m^2 - 3k_\omega T_m T_w k_c) \omega^2 + 4k_\omega^2 k_c^2}} = f(\omega), \quad f: [0, \infty) \rightarrow \mathbb{R} \quad (4.2-4)$$

Rezolvarea problemei de optimizare (4.1-3) (1) revine la maximizarea functiei $f(\omega)$ in (4.2-4); maximul pentru $f(\omega)$ are loc pentru $\omega = \omega_s$ dat de (4.2-5):

$$\omega_s = \frac{1}{T_w} \cdot \sqrt{\frac{k_\omega T_w k_c + \sqrt{3k_\omega T_w k_c (4T_m - k_\omega T_w k_c)}}{3T_m - k_\omega T_w k_c}} \quad (4.2-5)$$

Inlocuind $\omega = \omega_s$ in (4.2-4) conduce la valoarea maxima a modului $|S(j\omega)|$, care se impune egal cu valoarea M_s dorit. In final conditia (1) din (4.1-3) devine:

$$T_m^2 (M_s^2 - 1) \sqrt{3k_\omega T_w k_c (4T_m - k_\omega T_w k_c)} - M_s^2 [2(k_\omega T_w k_c)^3 - 12T_m (k_\omega T_w k_c)^2 + 19T_m^2 \cdot k_\omega T_w k_c - 6T_m^3] - T_m^2 (6T_m - k_\omega T_w k_c) = 0 \quad (4.2-6)$$

Ecuatia (4.2-6) se rezolva in raport cu k_c cu M_s parametru de proiectare utilizand tehnici numerica [III-62]. (4.2-6) are o singura valoare reala in intervalul (4.2-7) ceea ce este echivalent cu o restrictie de stabilitate de tip Hurwitz-referitoare la bucla de reglare:

$$0 < k_c < T_m / (k_\omega T_w) \quad (4.2-7)$$

4.2.2. Proiectarea bazata pe utilizarea valorii maxime pentru parametrul M_p

Tinand seama de expresiile lui $H_c(s)$ si $H_p(s)$ expresia lui $T(s) = H_p(s)$ si $|T(j\omega)|$ rezulta:

$$|T(j\omega)| = \frac{2k_\omega k_c \sqrt{1 + T_w^2 \omega^2}}{\sqrt{T_m^2 T_w^2 \omega^4 + 4(T_m^2 - 3k_\omega T_m T_w k_c) \omega^2 + 4k_\omega^2 k_c^2}} = g(\omega), \quad g: [0, \infty) \rightarrow \mathbb{R} \quad (4.2-9)$$

Rezolvarea problemei de optimizare (4.1-3), relatia (2) revine la maximizarea functiei $g(\omega)$ in (4.2-9); maximul pentru $f(\omega)$ are loc pentru $\omega = \omega_p$ dat de (4.2-10):

$$\omega_s = \frac{1}{T_w} \cdot \sqrt{-1 + \sqrt{3(4k_\omega T_w k_c / T_m - 1)}} \quad (4.2-10)$$

Inlocuind $\omega = \omega_p$ in (4.2-9) conduce la valoarea maxima a modului $|T(j\omega)|$, care se impune egal cu valoarea M_p dorit. In final conditia (2) din (4.1-3) devine:

$$M_p^2 T_m \sqrt{3T_m (4k_\omega T_w k_c - T_m)} + M_p^2 [2(k_\omega T_w k_c)^2 - 6T_m k_\omega T_w k_c + T_m^2] - 2(k_\omega T_w k_c)^2 = 0 \quad (4.2-11)$$

Ecuatia (4.2-11) se rezolva in raport cu k_c cu M_p , parametru de proiectare (fixat) utilizand tehnici numerica [III-62]. Ecuatia (4.2-11) are in final doua valori reale in intervalul (4.2-12) ceea ce este echivalent cu o restrictie de stabilitate de tip Hurwitz-referitoare la bucla de reglare:

$$T_m / (4k_\omega T_w) < k_C < T_m / (k_\omega T_w), \quad (4.2-12)$$

Observatie: o tehnica similara pentru determinarea parametrilor regulatorului $H_C(s)$ poate fi considerata si in raport cu rezerva de faza a sistemului definita in t.f. a sistemului deschis:

$$L(s) = H_C(s)H_P(s) = \frac{k_C}{sT_i}(1+sT_i) \frac{k_\omega(1-T_w s)}{(1+(T_w/2)s)(\alpha_m + T_m s)}$$

4.3. Structura de regulator fuzzy Takagi-Sugeno si metoda de proiectare

Dezvoltarea regulatorului TS-FC incepe cu proiectarea celor doua regulatoare PI continue conform paragrafelor 4.2.1 si 4.2.2 notate PI-C-r and PI-C-d. Regulatele se discretizeaza conform tehnicii de discretizare data in [III-76] rezultand algoritmi cvasicontinuali:PI (4.3-1) si (4.3-2):

$$\text{- pentru PI-C-r:} \quad \Delta u_k = \Delta u_k^r = K_p^r \Delta e_k + K_I^r e_k, \quad (4.3-1)$$

$$\text{- pentru PI-C-d:} \quad \Delta u_k = \Delta u_k^d = K_p^d \Delta e_k + K_I^d e_k, \quad (4.3-2)$$

In care $\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$ si $\Delta u_k = u_k - u_{k-1}$ sunt incrementul erorii de reglare si al comenzii. Parametri regulatorului incremental se calculeaza conform [III-76]:

$$\text{- pentru PI-C-r:} \quad K_p^r = k_C^r (1 - h/(2T_i)), \quad K_I^r = k_C^r h / T_i, \quad (4.3-3)$$

$$\text{- pentru PI-C-d:} \quad K_p^d = k_C^d (1 - h/(2T_i)), \quad K_I^d = k_C^d h / T_i, \quad (4.3-4)$$

Structura regulatorului TS-FC este prezentata in Fig. 4.3-1, si consta din blocul cu prelucrare fuzzy a informatiei B-FC cu patru intrari si doua iesiri si blocurile cu prelucrare dinamica a informatiei de pe intrarea B-FC respectiv integratorul pe iesirea B-FC.

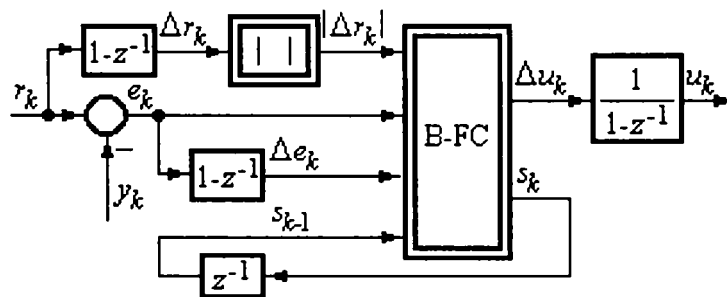


Fig. 4.3-1. Structura regulatorului fuzzy Takagi-Sugeno (TS-FC)

Blocul B-FC este un sistem fuzzy Takagi-Sugeno; ea utilizeaza operatori max and min operators in masina de inferenta si defuzificarea prin metoda mediei ponderate in faza de defuzificare ([III-49], [III-76]). Baza de reguli a mecanismului e inferenta lucreaza pe baza tabelor de decizie date in Tabelele 4.3-1 si Table 4.3-2 detaliate in teza.

Metoda de proiectare a regulatorului TS-FC presupune parcurgerea urmatoarelor etape:

- Se explicita modelul matematic (simplificat) al procesului, (4.1-2);
- Se aleg valorile pentru M_p (doua valori) si M_s (doua valori) pentru cele doua regulatoare PI continue, PI-C-r si PI-C-d ([III-46]);
- Se calculeaza regulatele PI PI-C-r si PI-C-d: T_i conform (4.2-2) iar k_C^r (doua valori) rezolvand (4.2-6) si k_C^d (doua valori) rezolvand (4.2-9);
- Se alege perioada de esantionare h , astfel ca algoritmul rezultat sa fie cvasicontinual, (se ia in considerare si elementul de retinere (ZOH));

- Se discretizeaza regulatoarele continue PI si se caracterizeaza parametri algoritmilor incrementali (4.3-3) si (4.3-4) PI $\{K_p^r, K_i^r\}$ (doua seturi de parametri) si $\{K_p^d, K_i^d\}$ (doua seturi de parametri);
- Bazat pe experienta se alege valoarea parametrului S_c al regulatorului TS-FC, ecuatia (4.3-5) in acord cu principiul echivalentei modale pentru a obtine valoarea $S_{\Delta e}$:

$$S_{\Delta e} = [\max\{K_i^r / K_p^r, K_i^d / K_p^d\}] \cdot S_c, \quad (4.3-5)$$

Valoarea maximum te calculata pentru toate cele patru regulatoare PI;

- Se aleg valorile parametrilor reguletoarelor TS-FC, $S_{\Delta r}$ si S_s , utilizand (4.3-6) ($S_{\Delta r}$ trebuie sa fie suficient de mic spre a evidentia valoarea constanta a referentei r_k (de exemplu o modificare treapta a lui r) astfel ca S_s sa realizeze clar diferenta intre regimurile dinamice distincte datorate regimurilor tranzitorii in r si in d_2 :

$$S_{\Delta r} = 0.02, S_s = 1. \quad (4.3-6)$$

Ecuațiile (4.3-5) si (4.3-6) vor asigura echivalenta aproximativa intre regulatorul TS-FC regulatoarele lineare PI calculate in paragraful 4.2.

4.4. Studiu de caz. Rezultate de simulare

Validarea solutiei de TS-FC a avut la baza date numerice apropiate de cele ale unei aplicatii reale cu parametri [III-5]: $k_w = 1$, $T_w = 2.2$ s, $\alpha_m = 1$, $T_m = 6.8$ s. Reguletoarele liniare se proiecteaza cu respectarea conditiei (4.2-2) rezultand $T_i = 6.8$ s. Rezolvand ecuațiile (4.2-4) si (4.2-11) pentru M_s si M_p in intervalele (4.2-7) si (4.2-12) rezulta diagramele din Fig. 4.4-1 cu k_c functie de M_s si M_p detaliate in teza.

Cele doua reguletoare liniare PI-C-r relativ la α_2 si una PI-C-d relativ la α_4 din Table 4.3-1 cu valorile impse $M_p = 1$ si $M_s = 1.2$, au $k_c^r = 1.0306$ si $k_c^d = 0.4079$. Aplicand in continuare etapele de proiectare mentionate parametri regulatorului TS-FC rezlta $k_c^r = 1.5665$ (pentru α_3 si $M_p = 1.5$) si $k_c^d = 1.3715$ (α_4 si $M_s = 2$), $h = 0.05$ sec., $S_c = 0.3$, $S_{\Delta e} = 0.0022$.

Proprietatile sistemului de reglare au fost testate cu scenariul refernta treapta, urmat de modificarile prturbatiilor d_1 – treapta la $t = 100$ sec. si apoi d_2 – treapta la $t = 150$ sec. Parte din rezultatele de simulare sunt sintetizate in fig. 4.4-2, fig. 4.4-3 si fig. 4.4-4.

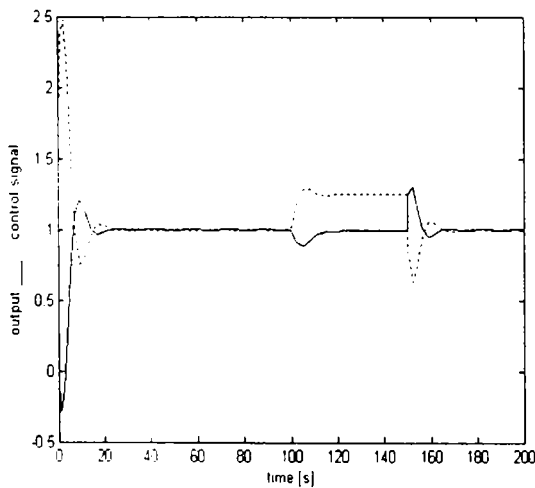


Fig. 4.4-2. Rezultate de simulare pentru CS cu PI-C-r

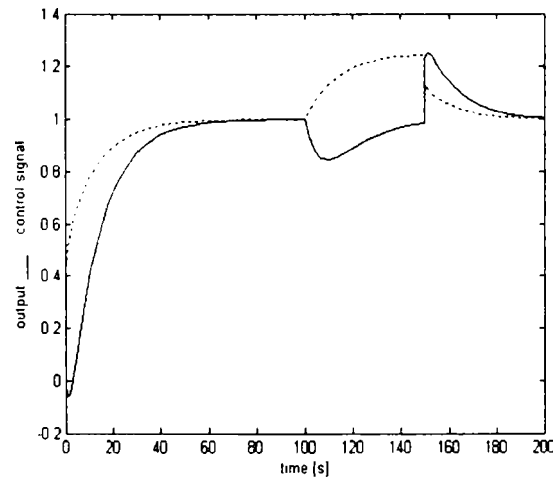


Fig. 4.4-3. Rezultate de simulare pentru CS cu PI-C-d

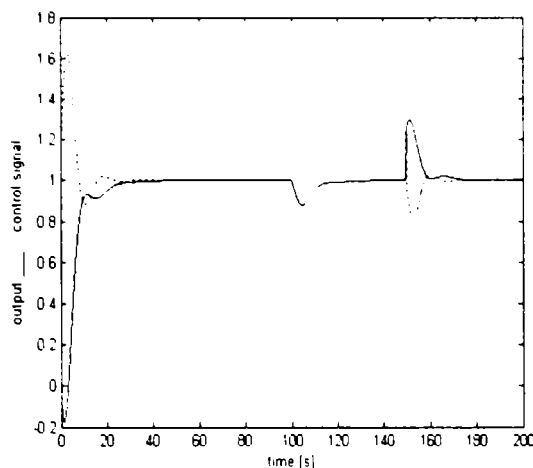


Fig. 4.4-4. Rezultate de simulare pentru CS cu TS-FC

Se constata ca fiecare din cele doua regulatoare PI liniare asigura comportare corespunzatoare numai pentru scopul pentru care au fost proiectate. Regulatorul TS-FC asigura comportarea buna in raport cu ambele categorii de intrari.

4.5. Concluzii

Capitolul prezinta un regulator fuzzy TS si metoda de proiectare aferenta. Solutia a fost testata prin simulare cu rezultate care au confirmat viabilitatea ei.

5. Concluzii referitoare la Partea a III-a si contributi

Partea a III-a a tezei este dedicata prezentarii a doua solutii de reglare si metodele de proiectare a regulatoarelor pentru controlul turatiei hidrogenatoarelor. Modelele matematice aferente procesului utilizate in proiectare – in variantele simplificate, larg acceptate in literatura [III-7], [III-8] – sunt cele prezentate in partea I-a cap.3.

Capitolul 3 prezinta o noua abordare a proiectarii regulatoarelor din structura de reglare in cascada a turatiei hidrogenatoarelor. Regulatorul buclei interne este acordat pe principiul minimax iar regulatorul buclei externe (principale) este realizat ca regulator GPC (Generalized Predictive Controller) [III-26]. Structura externa GPC [III-31] este redada in forma RST transformata apoi intr-o structura Internal Model Control (IMC); ea asigura o eficienta reducere a efectelor perturbatiilor ce se manifesta din partea sistemului energetic (PS) si ofera si posibilitati suplimentare de tratare a neliniaritatilor. Solutia este justificata de faptul ca asigura o rejectie mai eficienta a perturbatiei ce actioneaza la nivelul buclei interne si respectiv externe. Efortul de proiectare fiind relativ mare pentru derularea ei a fost utilizat un program CAD care asigura si proiectarea structurii GPC in reprezentarea IMC. Rezultatele de simulare pe un model de proces cu date apropiate de un caz real au confirmat viabilitatea si eficienta structurii in inlaturarea ambelor categorii de perturbatii.

Capitolul al 4-lea prezinta o noua structura de regulator fuzzy Takagi-Sugeno TS-FC pentru reglarea turatiei hidrogenatoarelor. Pentru simplificare aici s-a acceptat ca bucla interna este stabilizata dupa stare si acordata de exemplu dupa o metoda clasica. Regulatorul TS-FC – cu patru intrari si doua iesiri - a fost proiectat acceptand principiul echivalentei aproximative intre un regulator fuzzy si un regulator liniar (Galichet, S., Foulloy, L. [IV-26]). Dezvoltarea regulatorului TF-CS are la baza proiectarea in etapa I-a a doua regulatoare PI liniare, care asigura valori maxime acceptate ca favorabile pentru modulul functiei de sensibilitate si a

functiei de sensibilitate complementara (proiectare in domeniul pulsatie). Tinand seama de o recomandare relativa la constanta de timp a regulatorului [III-7], determinarea parametrilor reguletoarelor liniare se poate simplifica. Sunt apoi enumerate etapele de proiectare (par.4.3) prin care se oera o imagine clara asupra proiectarii. Rezultatele de simulare comparative prezentate evidentiaza avantajele structurii propuse, care constau prin comportarea corespunzatoare a sistemului atat in raport cu modificarile referintei cat si in raport cu modificarile perturbatiei.

Introducerea solutiilor in aplicatii reale depinde de acceptarea lor de practica, bazata in buna parte pe traditia reglarii PI(D).

1. Introducere. Structura partii a IV-a

Aceasta parte a tezei introduce abordarea proiectării reguletoarelor bazat pe modele în domeniul delta (Middleton, R.H. and Goodwin, G.C. [IV-1], [IV-2], [IV-3]). Avantajele și diferite tehnici de proiectare bazate pe modelul procesului definite în domeniul delta sunt evidențiate în **Capitolul al 2-lea**: - proiectare cu reguletoare PI(D) (NO-m, ESO-m, 2p-SO-m), proiectare dead-beat (DB) [IV-5], [IV-6], structura IMC și pe această bază, este introdus și reguletorul DB [IV-7], [IV-8]. Este prezentată apoi o implementare hibridă delta-discret a reguletorului IMC; comportarea structurii este comparată cu implementarea discretă clasică a reguletorului. În final este prezentat reguletorul bazat pe predictor Smith într-o formulare IMC.

Bazat pe analiză detaliată din capitolul al 2-lea și experiența dobândită, în **Capitolul al 3-lea** se introduce proiectarea în domeniul delta a reguletoarelor fuzzy cu dinamică de tipul low-cost. Trebuie menționat faptul că abordarea proiectării reguletoarelor fuzzy în domeniul delta este una din foarte puținele în acest sens prezentate în literatură. Soluția poate prezenta interes pentru multe aplicații practice.

Capitolul 4 al partii a IV-a sintetizează concluziile și contribuțiile aduse.

2. Proiectarea structurilor de reglare automată în domeniul delta

2.1 Transformarea delta

Transformarea (parametrizarea) delta [IV-1] are la bază relațiile:

$$\delta = \frac{q-1}{h} \quad \text{sau} \quad \gamma = \frac{z-1}{h} \quad \text{respectiv} \quad (2.1-1)$$

$$q = \delta \cdot h + 1 \quad \text{sau} \quad q = \gamma \cdot h + 1 \quad (2.1-2)$$

2.2 Modelarea matematică în domeniul delta. Scurta trecere în revistă

Relațiile de bază ale transformării delta [IV-2]:

$$H(\gamma) = \frac{\gamma}{1+h\gamma} T\left\{L^{-1}\left\{\frac{1}{s}H(s)\right\}\right\} \quad T\{\cdot\} \text{ transformarea generalizată} \quad (2.2-1)$$

$$F(\gamma) = T\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(\tau)E(\gamma, -\tau)d\tau \quad (2.2-2)$$

Utilizarea relațiilor permite explicitarea tabelată a t.f. continue în domeniul discret, incluzând elementul de reținere (ZOH). În scopul simulării în domeniul delta, în [IV-6] am dezvoltat mai multe S -funcții atât pentru clase de procese benchmark cât și pentru reguletoarele tipizate [IV-5], [IV-7] - [IV-10].

2.3. Tehnici de proiectare a reguletoarelor în domeniul delta. Analiza și studii de caz

In cadrul tezei sunt prezentate in detaliu rezultate de proiectare, teste de simulare pe studii de caz pentru urmatoarele metode. In continuare, la fiecare din metode se vor evidentia doar aspectele mai deosebite.

2.3.1. Proiectarea reguletoarelor PI(D) in domeniul delta bazat pe metodele MO-m, si 2p-SO-m

A. Proiectarea bazata pe metoda MO-m. Datorita zeroului de transformare τ , introdus de transformarea delta, se obtine

$$k_c = \frac{2A(T_2 - \tau) \pm 2A\sqrt{T_2^2 - 2\tau T_2}}{2A^2\tau^2} \quad (2.3-6)$$

In reprezentarea delta solutia este aproape optima "sub-optimala" (detalii in teza).

B. Proiectarea bazata pe metoda 2p-SO-m

T.f. aferent procesului este calculate cu (2.3-2) si rezulta:

$$H_r(\gamma) = \frac{T_i\tau\gamma^2 + (T_i + \tau)\gamma + 1}{\frac{T_1T_2}{k_cA}\gamma^3 + \frac{(T_1 + T_2) + k_cAT_1\tau}{k_cA}\gamma^2 + \frac{k_cA(T_i + \tau) + 1}{k_cA}\gamma + 1} \quad (2.3-7)$$

Aplicand conditiile de "optim (partea a II-a):

$$\beta^2 a_0 a_2 = a_1^2 \quad \beta^2 a_1 a_3 = a_2^2 \quad (2.3-8)$$

β -parametrul de proiectare (β cu valori intre 4,0 - 9 (20) si parametrizarea $m = T_2 / T_1$ se pot determina relatiile de proiectare a parametrilor regulatorului.

Exemplu de proiectare: t.f. aferente procesului sunt:

$$H_p(s) = \frac{1}{(0.67s + 1)(0.33s + 1)} \quad (a) \text{ si } H_p(\gamma) = \frac{0.0538\gamma + 1}{(0.7212\gamma + 1)(0.3825\gamma + 1)} \quad (b) \quad (2.3-9)$$

Parametri regulatorului cu aplicarea criteriului MO-m rezulta: (i) in domeniul delta cu $h=0.1$; (ii) proiectare continua cu implementare in timp discret (Z):

$$H_{C-PI}(\gamma) = 1.5315 \frac{0.7212\gamma + 1}{\gamma} \quad (\text{in delta}); H_{PI}(s) = 1.5152 \frac{0.67s + 1}{s} \quad (\text{timp continuu}) \quad (2.3-10)$$

Reguletoarele PI delta si continuu discretizate (metoda trapezelor cu $h=0.1$) conduc la :

$$H_{C-PI}^{(\delta)}(z) = 1.5315 \frac{0.7212z - 0.6212}{z - 1} \quad H_{C-PI}^{(c)}(z) = \frac{1.0910z - 0.9394}{z - 1} \quad (2.3-11)$$

Figura 2.3-1 prezinta rezultate de simulare comparative, care atesta ca implementarea discreta a regulatorului delta asigura comportare mai buna a sistemului. Alte exemple reprezentative au fost date in [IV-5].

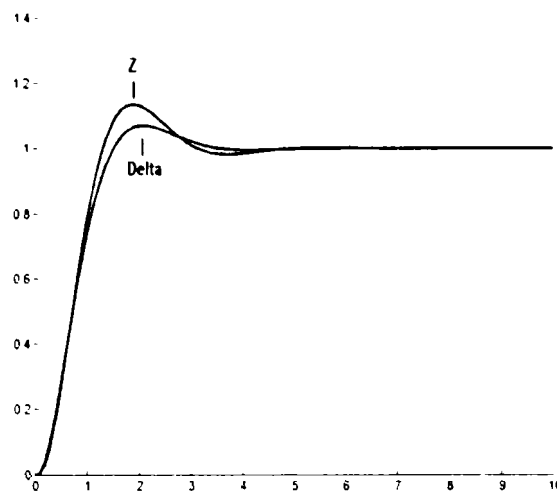


Fig.2.3-2. Rezultate de simulare relative la exemplul de proiectare (metoda MO-m)

2.3.2. Proiectarea regulatorului Dead-Beat in domeniul delta

Proiectarea in domeniul delta urmeaza tehnologia de proiectare data in [IV-21]. Considerand o aplicatie concreta, regulatorul DB se proiecteaza pentru un raspuns in doi pasi [IV-9] ($h=0.1$):

$$H_{C-DB}(\gamma) = \frac{(1 + 0.7134\gamma)(1 + 0.3904\gamma)}{0.1462\gamma(1 + 0.0684\gamma)} \quad (2.3-14)$$

Comparand rezultatele de simulare figura 2.3-2 din teza, se constata ca diferentele nu sunt relevante.

Alte studii de caz detaliate in [IV-5] si [IV-6] au evidentat avantajele proiectarii in domeniul delta (urmata de discretizare), reflectate in performante mai bune ale sistemului de reglare automata.

Aceste concluzii au sustinut abordarea proiectarii reglatoarelor fuzzy (FC) in domeniul delta.

2.3.3. Proiectarea regulatorul hybrid IMC Dead-Beat in domeniul delta. Studii de caz

Bazat pe rezultate prezentate in lucrarile [IV-7], [IV-8] paragraful prezinta proiectarea in domeniul delta pentru o noua configuratie hibrida IMC cu timpul mort dat direct in discret (Z). Ca o extindere a fost studiat si efectul plasarii neliniaritatii in structura regulatorului IMC. Comparatiile au fost facute relativ la un regulator DB proiectat direct in discret. Aspecte tratate in detaliu in teza:

A. Proiectarea regulatorului Dead-beat cu utilizarea structurii IMC in domeniul delta si implementare hibrida in domeniul delta si Z Regulatorul rezulta:

$$H_c(\gamma) = \frac{A(h\gamma + 1)^d}{B^+ [(h\gamma + 1)^{d-n} - B^-]} \quad (2.3-22)$$

cu dezavantajul major constind in complicarea algoritmului la perioade de esantionare de valoare redusa.

Solutia propusa in [IV-7] elimina dezavantajul mentionat si consta dintr-o combinatie a reprezentarii delta-discret si aducerea regulatorului la structura IMC din figura 2.3-2; daca procesul este stabil o astfel de structura devine atractiva [IV-10], [IV-13], [IV-15].

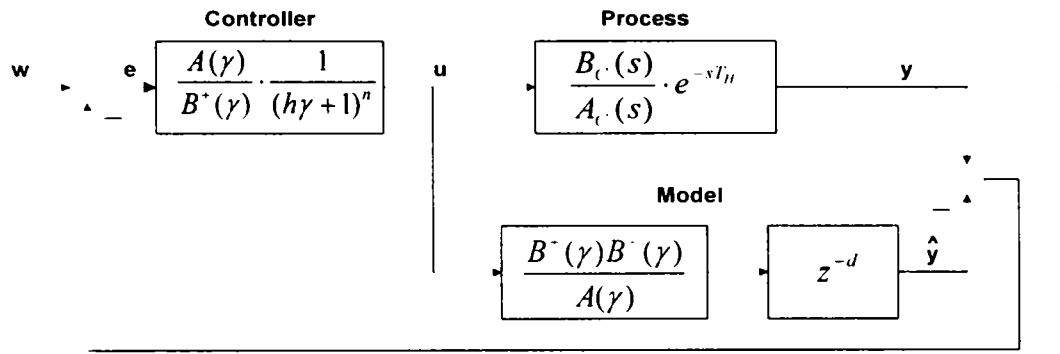


Fig.2.3-2. Structura IMC hibrida

Proiectarea devine relative simpla si poate fi trecuta si intr-o parametrizare de tip Youla [IV-16]. Structura combina eficient avantajul proiectarii delta (urmata de discretizarea algoritmului) cu avantajul reprezentarii in discret a timpului mort, figura 2.3-3. Avantajul se manifesta prin aceea ca la modificarea valorii timpului mort nu mai este necesara reproiectarea regulatorului ci doar o simpla rescriere a partii discrete (Z) a timpului mort.

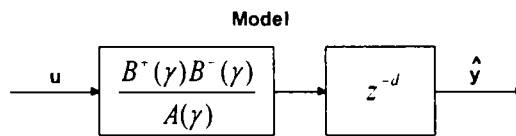


Fig.2.3-3. Modelul intern hibrid aferent procesului

Rezultate de simulare detaliate au fost prezentate in lucrarea [IV-8].

B. Efectele limitarilor in structura IMC hibrida

Au fost luate in seama doua situatii reprezentative de plasare a limitarii:

- (1) In interiorul structurii IMC (Fig.2.3-4 din teza),
- (2) In afara structurii IMC (Fig.2.3-5 din teza).

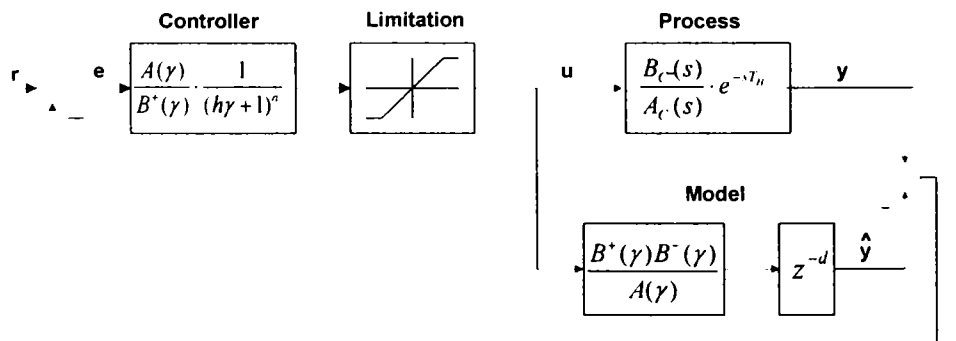


Fig.2.3-4. Structura IMC hibrida cu limitare in clusa in model, cazul (1)

Simularile au evidentiat faptul ca incorporarea limitarii in interiorul structurii (Fig.2.3-4) este net avantajoasa (Figurile 2.3-6 si 2.3-7 in teza). Rezultate comparabile au fost evidentiate si in [IV-19].

C. Analiza de sensibilitate in cazul unui proces de ordinul doi

Paragraful sintetizeaza rezultatele unui studiu de caz efectuat pe un model de proces de ordinul 2. Au fost comparate situatii in care in modelul proecului apar modificari ale parametrilor reflectate atat in descrierea prin modelul in *delta* cat si in modelul in *z* la o reprezentare a coeficientilor pe trei zecimale.

In final se compara raspunsurile la semnal treapta a sistemelor in cele doua reprezentari evidentiindu-se ca structura in reprezentarea discret hibrida este mult mai putin sensibila la modificarile parametrilor decat cea discreta (pura) (fig.2.3-9 din teza).

2.3.4. Predictorul Smith in implementare IMC pentru procese cu timp mort

Regulatorul Smith (regulator PID+compensator in reactie) rezulta

$$C_{SM}(z) = \frac{H_{C-PID}(z)}{1 + H_{C-PID}(z) \cdot H_p(z)(1 - z^{-d})} \quad \text{respectiv} \quad C_{SM}(\gamma) = \frac{H_{C-PID}(\gamma)}{1 + H_{C-PID}(\gamma) \cdot B(\gamma) / A(\gamma)} \quad (2.3-33), (2.3-34)$$

In Fig.2.3-12 este prezentata structura hibrida z-delta a predictorului Smith in reprezentarea IMC.

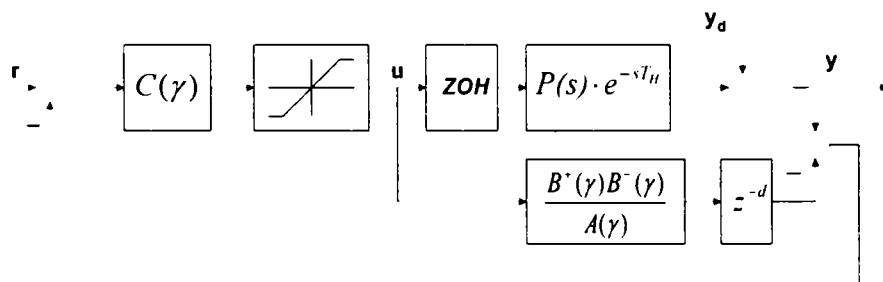


Fig.2.3-12. Structura hibrida z-delta a predictorului Smith in reprezentarea IMC

Studiul de caz prezentat pentru un model de proces evidentiaza pe de o parte avantajul reprezentarii hibride a regulatorului atat in situatiile cu valorile nominale ale parametrilor cat si in situatiile cu parametric modificati, fig. 2.3-14.

2.4. Concluzii

Rezultatele de tip sinteza din cadrul acestui capitol au la baza cercetari efectuate asupra eficientei proiectarii in domeniul delta (diferite metode enumerate pe parcursul capitolului), [IV-5], [IV-6], [IV-7], [IV-8]. Comparatiile intre reprezentarile in delta si reprezentarile in discret au avut ca support:

Rezultatele de simulare sau bazat pe scenariii clasice, modificarea referintei si respective modificarea parametrilor procesului au evidentiat in principal avantajele reprezentarii delta a sistemului (in raport cu reprezentarea diuscreta pura), afirmand-o ca o alternative viabila pentru proiectarea regulatorului.

3. Proiectarea in domeniul Delta a reguletoarelor Fuzzy low-cost pentru servosisteme

3.1. Introducere. Structura capitolului

Principiile de proiectare a reguletoarelor FC de tip Mamdani cu dinamica sunt cele sintetizate in lucrarile [IV-23], [IV-24], [IV-25] si se bazeaza pe echivalenta aproximativa intre un reglator linear si un reglator fuzzy [IV-26], [IV-27]. Ca si rezultat complementar poate fi considerat si proiectarea reguletoarelor 2-DOF FC, [IV-22] ca o extensie a rezeltatelor din [IV-35].

3.2. Reguletoare Fuzzy cu dinamica PI and PID (1-DOF). O sinteza

Pargraful este bazat pe lucrarile [IV-22], [IV-23], [IV-24], [IV-25]. Blocul de prelucrare fuzzy B-FC fara dinamica, poate fi extins prin introducerea blocurilor cu caracter dinamic (D) (I) creindu-se reguletoare FC cu dinamica cvasicontinue (Q-C). Integratorul specific reglatorului PI-FC se considera plasat pe iesirea reglatorului , reglator PI-FC-OI; structura este prezentata in figura 3.2-1 si apelata in teza;

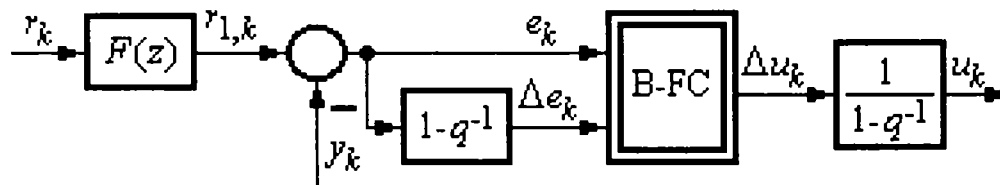


Fig.3.2-1. Schema bloc standard pentru un reglator PI-FC-OI ([IV-23])(figura 3.3-1)

In etapa de proiectare (definire a reglatorului) sunt disponibili trei parametri $\{B_e, B_{\Delta e}, B_{\Delta u}\}$ (cu valori strict pozitive); ele sunt correlate la termenii lingvistici (m.f.) ce corespund variabilelor lingvistice specifice reglatorului (LV). Baza de reguli (presupusa completa) este definita prin tabela de decizie, Tabelul 3.2-1).

Tabelul 3.3-1 Tabela de decizie a blocului fuzzy B-FC

$\Delta^2 w_k \backslash \Delta w_k$	NB	NS	ZE	PS	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB
PS	NS	ZE	PS	PM	PB
ZE	NM	NS	ZE	PS	PM
NS	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NM	NS	ZE

Etaple de dezvoltare a reglatorului classic FC-PI sunt prezentate in lucrarile citate.

Parametri reglatorului PI linear $H_C(s), \{k_C \text{ si } T_i\}$ calculate pe baza unei metode date sunt legati de parametri $\{B_e, B_{\Delta e}, B_{\Delta u}\}$ un parametru ramanand liber, la alegere.

Mecanismul de inferenta si de defuzificare sunt optiunea utilizatorului (de exemplu regula de compozitie MAX-MIN si defuzificare bazata pe metoda centrului de greutate).

Comanda incrementala rezultata din blocul FC Δu_k este de regula integrate, obtinandu-se

$$u_k = u_{k-1} + \Delta u_k . \quad (3.2-1)$$

Bazat pe principiile generale de dezvoltare a reguletoarelor fuzzy, se pot dezvolta si reguletoare cu structura speciala ([IV-30], [IV-34], [IV-39], [IV-60]):

3.3. Proiectarea in domeiul delta a reguletoarelor fuzzy

Dezvoltarea metodelor de proiectare in domeiul delta (cu avantajele mentionate in paragraful al 2-lea) au ridicat si problema proiectarii reguletoarelor fuzzy low-cost in domeiul delta.

3.3.1. Proiectarea reguletorului

Structura de reguletor luata in considerare (ca exemplu) este cel PI-Fc cu integrare pe iesire figura 3.3-1. cu toate detaliile specificate anterior (detalii in teza).

Metoda de proiectare *in domeiul delta* a reguletoarelor FC low-cost dedicate proceselor de ordin redus presupune parcurgerea urmatoarelor etape:

- (1) Pe baza t.f. aferent procesului, $H_p(s)$ (de ordin redus) se selecteaza o metoda de proiectare in domeiul delta a reguletorului; se proiecteaza reguletorul $H_c(\gamma)$ si la nevoie se va prevedea si un filtru de referinta adecvat.
- (2) Se alege perioada de esantionare h . Se calculeaza echivalentul discret al reguletorului in varianta incrementala si la nevoie si al filtrului de referinta;
- (3) Aplicand principiul echivalente [IV-26], se calculeaza parametri fuzzy $\{B_e, B_{\Delta e}, B_{\Delta u}\}$, in care B_e reprezinta parametrul la dispozitia proiectantului. Puncte de vedere ce pot fi luate in considerare la alegerea lui B_e pot fi legate de stabilitatea sau de sensitivitatea sistemului la modificarile parametrilor procesului.

3.3.2. Extensie la proiectarea reguletoarelor 2-DOF

Luand ca baza similitudinile intre continuele cu filtre pe canalele de intrare si reguletoarele 1-DOF in delta precum si considerentele de proiectare a reguletoarelor 2-DOF proiectarea reguletorului 2-DOF FC in delta poate fi dedusa relativ usor.

3.3.3. Aplicarea metodei ESO-m in domeiul delta pentru procese de ordin redus cu componenta integratoare (IT1) si reguletor fuzzy PI cu integrare pe iesire si filtru de referinta

Procedura de proiectare a fost exemplificata in [IV-21] si este prezentata in detaliu in teza:

$$H_p(s) = \frac{k_p}{s(1 + T_\Sigma s)} \quad (3.3-1)$$

Aplicand (2.2-1) se obtine $H_p(\gamma)$ (τ - zeroul de transformare):

$$H_p(\gamma) = \frac{k_p[(1 + \tau\gamma)]}{\gamma(1 + T_\Sigma\gamma)} \quad \tau = (T_T - T_\Sigma), \quad \text{si } T_T \quad (3.3-4)$$

$$T_T = T_\Sigma \frac{\exp(h/T_\Sigma)}{\exp(h/T_\Sigma) - 1} > 0. \quad (3.3-5)$$

Aplicand etapele de proiectare mentionate se obtine

$$k_c = \frac{1}{\beta^{3/2} T_\Sigma^2 k_p}, \quad T_i = \beta T_\Sigma. \quad \text{si} \quad (3.3-6)$$

$$H_{C-PI}(\gamma) = k_c \frac{T_c \gamma + 1}{\gamma} = \frac{k_c}{T_i} (1 + \gamma T_i) \quad \text{with} \quad T_c = T_i \quad k_c = k_c / T_i \quad (3.3-7)$$

Pentru un $h, h \ll T_c$ se cauculeaza echivalentii discreyti ai regulatorului $H_c(q^{-1})$ in varianta incrementala si filtrului $F(z)$:

$$\Delta u_k = K_p \cdot \Delta e_k + K_I \cdot e_k = K_p (\Delta e_k + \alpha \cdot e_k) \quad \text{cu} \quad (3.3-8)$$

$$K_p = k_c (T_i - h) > 0, K_I = k_c h > 0, \alpha = K_I / K_p = h / (T_i - h) \quad (3.3-9)$$

Aplicand principiul echivalentei [IV-24], [IV-25] se obtine:

$$B_{\Delta e} = \alpha B_e, B_{\Delta u} = K_I B_e \quad (3.3-10)$$

Alegerea valorii lui B_e reste optiunea proiectantului. Fuzzificarea este rezolvata cu 5 termeni lingvistici uniform distribuiti pentru intrari si cu 7 singletonuri pentru iesire, Fig. 3.3-2.

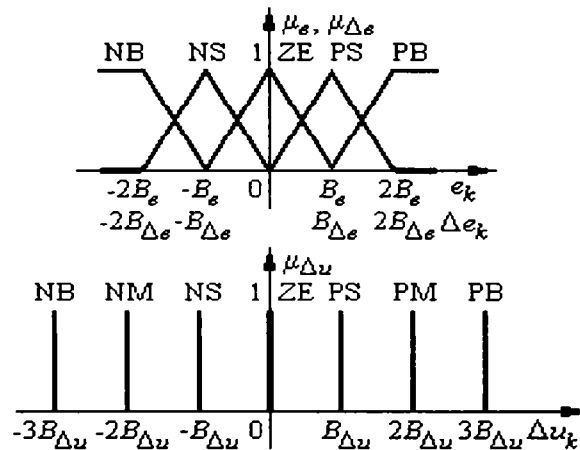


Fig. 3.3-2. Functii de apartenenta asociate la blocul B-FC.

3.3.3. Aplicarea metodei MO-m in domeniul delta si regulator fuzzy PI cu integrare pe iesire

Procesul considerat este de ordinul 2 (PT2) iar regulatorul fuzzy de tip PI cu integrare pe iesire (PI-FC-OI):

$$H_p(s) = \frac{k_p}{(1 + T_{1s}s)(1 + T_{2s}s)} \quad , \quad T_{1s} \gg (\gg) T_{2s} \quad \text{cu} \quad (3.3-11)$$

$$H_p(\gamma) = \frac{k_p (\tau \gamma + 1)}{(T_1 \gamma + 1)(T_2 \gamma + 1)} \quad (3.3-12)$$

cu $T_1 > T_2 \gg \tau > 0$, h perioada de esantionare. Proiectarea este bazata pe metodele MO-m si 2p-SO-m (pentru cazul $T_1 \gg T_2 > (\gg) \tau > 0$ si perturbatie de tip sarcina.

$$MO-m: H_{C-PI}(\gamma) = k_c \frac{T_c \gamma + 1}{\gamma} \quad \text{cu} \quad T_i = T_c \quad k_c = k_c / T_i \quad (3.3-13)$$

si principiul compensarii $T_i = T_c$.

2p-SO-m: $H_{C-PI}(\gamma) = k_c \frac{T_c \gamma + 1}{\gamma}$ cu parametri proiectati conform tehnologiei prezentate in paragraful 2.3-1 B.

3.4. Studiu de caz si implementare in timp real

Aplicatia a vizat actionarea DC-m + sarcina cu MM simplificat de tip PT2]. (AMIRA DR300) [IV-58], (Fig. 3.4-1) (laboratorul B-028-B).

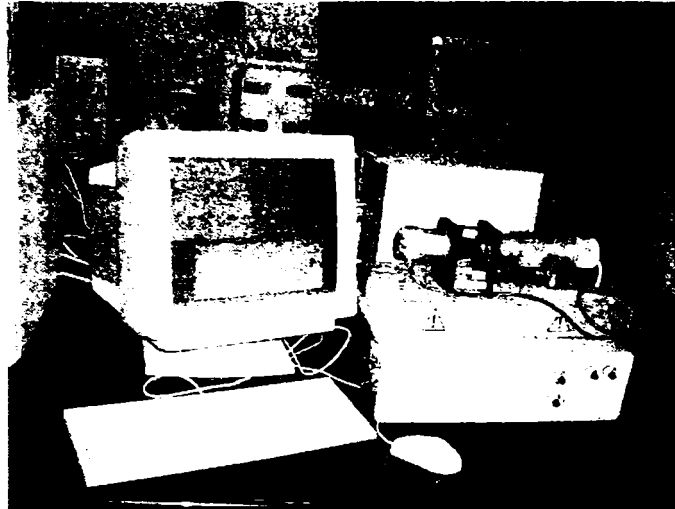


Fig. 3.4-1. Echipamentul experimental (actionare cu DC-m, AMIRA DR300)

Datele numerice sunt cele de catalog (detalii in teza). Neliniaritatile sistemului nu sunt severe. Procesul este caracterizabil prin modelul (3.3-1) si $H_p(\gamma)$ (τ - zeroul de transformare):

$$H_p(\gamma) = \frac{k_p [(1 + \tau\gamma)]}{\gamma (1 + T_T \gamma)} \quad \tau = (T_T - T_U), \quad (3.4-2)$$

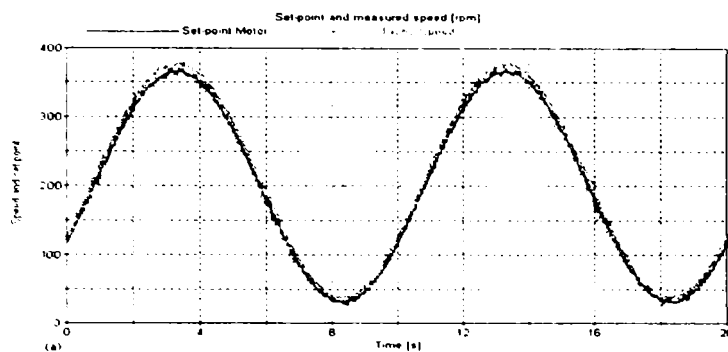
$k_p = 4900, k_{p1} = 1, k_{p2} = 4900, h = 0.01$ sec; T_T calculated with relation (3.3-5) results $T_T \approx 0.037$ sec. Parametrul β s-a ales $\beta = 6$, iar parametri regulatorului PI au valorile $k_c = 0.0113$ (sau $k_c = 0.0024$) si $T_i \approx 0.21$ sec.

Pentru $h = 0.01$ s, parametri regulatorului discret rezulta PI $K_p = 0.0023, K_I = 1.13 \cdot 10^{-4}$ si $\alpha = 0.05$. In final parametrul B_e este ales din considerente practice legate de aplicatie (referinta) $B_c = 100$ si pe baza rel. (3.3-9) asigura parametri regulatorului PI-FC $B_{\Delta e} = 5, B_{\Delta v} = 0.011$. Fuzzificarea este rezolvata cu 5 termeni lingvistici uniform distribuiti pentru intrari si cu 7 singletonuri pentru iesire, Fig. 3.3-2.

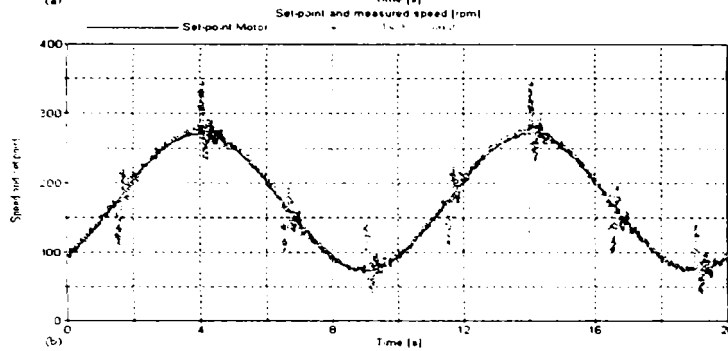
Parte din rezultatele experimentale sunt prezentate in figurile 3.4-3 – pentru regulatorul PI liniar - si 3.4-4 pentru FC cu regulatorul Mamdani PI-FC proiectat in domeniul delta. Scenariul de simulare:

- variatie sinusoidala a referintei in lipsa perturbatiei, Fig. 3.4-3 (a) and Fig. 3.4-4 (a), si
- cu actiunea perturbatiei treapta d_2 - de tip sarcina cu o periodicitate de $T_{dis} = 5$ sec si 10 % din referinta, in Fig. 3.4-3 (b) and Fig. 3.4-4 (b). Experimentele au fost efectuate la o turatie relativ joasa de $n = 200$ rot/min.

Datorita neliniaritatilor nesemnificative de la nivelul procesului si fuzzificarea cu numar de termeni lingvistici relativ ridicat (5 si 7) diferentele dintre cazul cu regulatorul PI liniar si regulatorul FC-PI cu proiectare in delta nu sunt semnificative.

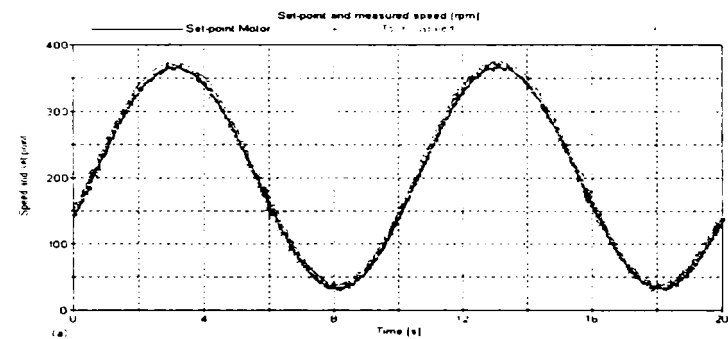


(a)

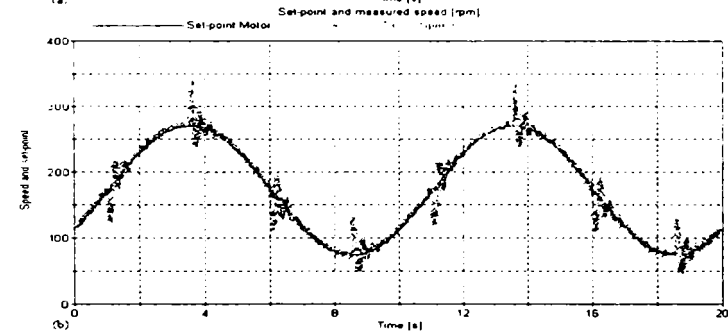


(b)

Fig. 3.4-2. Reglarea cu regulator liniar PI.



(a)



(b)

Fig. 3.4-4. Reglarea turatiei cu regulator Mamdani PI-FC

3.5. Concluzii

In acest capitol s-a propus o metoda de proiectare a reguletoarelor fuzzy de tip Mamdani PI-FC, dezvoltata in domeniul delta, destinata aplicatiilor low-cost (aplicatii bazate pe MM de tip benchmark de ordin redus). Prin specificul proiectarii in domeniul delta, implementarea algoritmului este simpla. Metoda de proiectare se aplica in trei pasi, paragraful 3.3. Aplicatia de laborator constituie o aplicare concreta a metodei de proiectare ESO-m in domeniul delta.

4. Concluzii relative la Partea a IV-a si contributi

Partea a IV este structurata pe doua teme. .

Capitolul al 2-lea prezinta rezultate de cercetare privind aplicarea transformarii delta in proiectarea reguletoarelor [IV-5], [IV-6], [IV-7], [IV-8], [IV-46] (diferite metode). Rezultatele teoretice au fost testate prin simulare..

Preluand experienta din capitolul 2, in Capitolul 3 se introduce o Metoda de proiectare in domeniul delta a reguletoarelor fuzzy PI-FC-OI de tip Mamdani (lucrarea [IV-21]) destinat aplicatiilor de conducere low-cost cu procese caracterizate de modele de tip benchmark. Metoda de proiectare este simpla si transparenta si implementare foarte usoara. Se mentioneaza ca lucrarea [IV-21] este printre foarte putinele care abordeaza proiectarea in domeniul delta a reguletoarelor fuzzy; tematica a inceput sa prezinte interes doar in ultimii ani.

Metoda de proiectare nou introdusa se deruleaza in cei trei pasi: primi doi pasi se deruleaza in domeniul continual-delta si apoi transfera rezultatele in reglarea fuzzy acceptand principiul echivalentei. Avantajul cert al metodei de proiectare via delta se manifesta la reducerea perioadei de esantionare caz in care reprezentarea in delta s-a dovedit reala [IV-4].

Partea a V-a. Contributii: sinteza finala. Directii ulterioare de cercetare

1. Contributii

O scurta trecere in revista a contributiilor a fost prezentata si in partea I-a, par.1.2. In aceasta parte contributiile vor fi prezentate mai detaliat.

1.1. Contributii relative la Partea I-a

Bazat pe scopul urmarit in teza, dezvoltarea unor noi regulatoare, structuri de reglare si metode de proiectare a reguletoarelor dedicate reglarii turatiei unor aplicatii industriale, in aceasta parte se evidentiaza unele contributii orientate spre scopul urmarit:

1. In Capitolul 2 sunt sintetizate aspecte legate de prima aplicatie, system de reglare aturatiei unei actionari electrice. Structura care sta la baza modelarii, un model matematic simplificat orientat in vederea dezvoltarii structurii de reglare si echivalenta sistemelor de actionare cu DC-m (BLDC-m). Bazat pe ciclul NEDC este definit un ciclu de testare simplificat al unui astfel de sistem de actionarie.
2. In Capitolul 3 sunt sintetizate elemente de baza legate de aplicatia a doua, system de reglare a turatiei unui hidrogenerator. Pe baza unor lucrari reprezentative din domeniu sunt sintetizate modele matematice simplificate ale subsistemelor care apar in structura unui system de reglare a turatiei HG, modele orientate spre dezvoltarea structurii de reglare si a reguletoarelor.

Cele doua sinteze stau si la baza aplicatiilor din partea a II-a, a III-a si a IV a tezei.

1.2. Contributii relative la Partea a II-a

Principalele contributii dause in partea a II-a a tezei au fost publicate in lucrarile [I-6], [II-21], [II-22], [II-68], [II-95], [I-87] (2nd PhD report) si pot fi sintetizate prin urmatoarele

1. Tinand seama de specificul aplicatiei sistem de reglare a turatiei unei actionari electrice cu moment de inertie mare (aplicatia tractiune electrica), in capitolul 1 se prezenta o sinteze asupra tendintelor din ultimii 10 ani care se manifesta in proiectarea sistemelor de reglare automata cu utilizarea reguletoarelor PID bazate pe modele de ordin redus de tip benchmark, cu focalizare pe metodele de care sa asigure o comportare buna in raport cu o referinta variabila in timp cat si in raport cu perturbatiile de tip sarcina (capitolul 1, paragraful 2.2).
2. Sinteza bibliografica asupra metodelor de proiectare optimala bazate pe criterii de modul: MO-m, SO-m, ESO-m. Metodele sunt prezentate in variantele orientate spre procese care pot fi caracterizate prin modele de tip benchmark (capitolul 2, paragraful 2.2). Sunt evidentiate in principal contributiile datorate lui Kessler, C., si variantele date in lucrarile lui Follinger, O., Astrom, K.J., Voda and Landau, I-D. si altele. Pentru metodele enumerate sunt prezentate particularitatile de aplicare si performantele asteptate din partea sistemelor de reglare. Pentru unele metode sunt date puncte de vedere suplimentare asupra acestor performante (capitolul 2, paragraful 2.3).
3. In Chapter 3 se prezinta o noua metoda de proiectare a reguletoarelor bazata pe dubla parametrizare a conditiilor de optim specifice criteriului SO-m: metoda 2p-SO-m.

Dubla parametrizare introdusa (paragraful 3.1) tine seama de conditiile de comportare specifice proceselor cu constante de timp foarte mari si pentru care aplicarea SO-method presupune aproximari. Dubla parametrizare se refera in esenta la:

- Raportul dintre constanta de timp mica si mare a procesului sub forma:

$$m = T_z / T_1 \quad \text{prezentand interes doar situatiile} \quad 0.05 < T_z / T_1 < < 1$$

- Parametrizarea relatiilor de optim asa cum apare si la metode ESO-m:

$$\beta^{1/2} a_0 a_2 = a_1^2, \quad \beta^{1/2} a_1 a_3 = a_2^2$$

Sunt enumerate cazuri de aplicare si sunt demonstrate relatiile de acordare specifice, performantele realizabile (eficienta metodei) in comparative cu metoda MO-m (alternativa de proiectare preferata pentru sistemele de actionare cu reguloare PID care trebuie sa satisfaca concomitant cerinte in raport cu ambele categorii de intrari). Sunt prezentate situatii particulare specifice, diagrame de performanta specifice, precum si metode de imbunatatire a performantelor pentru cazuri speciale. Date de simulare comparative permit o buna delimitare a situatiilor in care aplicarea metodei se dovedeste eficienta (paragrafele 3.1.2 si 3.1.3).

4. Deoarece proiectarea robusta bazata pe parametrizarea Youla se dovedeste deosebit de eficienta in multe situatii, in paragraful 3.4 se prezinta o formulare prin parametrizare Youla a metodelor MO-m, ESO-m si 2p-SO-m.
5. Pentru un sistem de actionare a unui vehicul urban cu tractiune electrica ([IV-85] date reale, cu rezultate ce vor fi aplicate) in capitolul 4 se prezinta proiectarea detaliata a unei solutii de reglare in cascada pentru reglarea turatiei unei actionari cu DC-m (din dotarea unui vehicul real). Sunt prezentate doua variante ale structurii in cascada cu utilizarea masurii AWR. Rezultatele de simulare au corespuns asteptarilor.
6. Corelat cu rezultatele din aceasta parte a II-a tezei sunt si rezultatele din Anaxa 1 privind Tratarea reguloarelor PI, PID ca reguloare 2-DOF si dezvoltarea unei metode de proiectare asistata de calculator a reguloarelor 2 DOF.

1.3. Contributii relative la Partea a III-a

Aceasta parte a tezei a fost dedicata prezentarii a doua noi solutii si metode de proiectare pentru reglarea turatiei hidrogeneratoarelor (HG).

1. In Capitolul 2: se trec sintetizeaza tendinte moderne in dezvoltarea structurilor de reglare in cascada (CCS) si solutii actuale in reglarea turatiei HG.
2. In capitolul 3: o noua solutie de reglare in cascada (CCS) si proiectarea aferenta, cu urmatoarele particularitati:
 - bucla interna acordata bazat pe principiul *minimax state control* [III-27], dedicata rejectiei perturbatiilor localizate in partea "interna" a procesului.
 - bucla externa bazat pe principiul GPC (lucrarile [III-33], [III-83], Referat PhD nr.2 [I-87], Referat PhD nr.3, [I-88). Bucla GPC a fost trecuta intr-o reprezentare IMC bazat pe structura polinomiala RST a regulatorului GPC ceea ce confera o implementare usoara a algoritmului.

Rezultatele de simulare relative la structura de reglare a turatiei unui HG (datele numerice se refera la o situatie reala) atesta performantele bune ale sistemului, oferindu-l ca alternativa viabila pentru aplicare.

3. Capitolul 4 introduce a noua solutie de regulator fuzzy de tipul Takagi-Sugeno,(TS-FC0) si metoda de proiectare aferenta, destinata reglarii turatiei HG (lucrarea [III-15] si Referat PhD nr.3 [I-88]. Acceptand echivalenta aproximativa dintre un regulator liniar si un regulator fuzzy, contributia vine sub forma regulatorului TS-FC cu patru intrari si doua iesiri, care va "media" in comanda regulatorului atat contributiile referintei cat si cele ale perturbatiei. In prima etapa sunt dezvoltate doua regulatoare liniare PI proiectate astfel incat sa asigure valori maxima dorita pentru functia de sensibilitate (PI-d) si respective pentru functia de sensibilitate complementara (PI-r) Apoi pe acesata baza se sintetizeaza regulatorul fuzzy TS care combina calitatile celor doua regulatoare. Rezultate de simulare au evidentiat posibilitatea cresterii performantelor sistemului de reglare automata.
4. Anexa 2, aferenta acestei parti, prezinta trecerea la forma IMC a regulatorului GPC. In [III-33] si [IV45] (sunt tratate si probleme care apar la introducerea limitarii si apoi a masurii AWR. Pentru regulatorul RST a fost deusa si o explicitare 2-DOF IMC a structurii..

Ambele solutii pot constitui alternative viabile pentru in conducerea HG. Introducerea lor pe sisteme reale depinde de acceptarea lor de catre cei care exploateaza sistemele de reglare unde traditia si siguranta functionala au prioritate.

1.4. Contributii relative la Partea a IV-a

1. Capitolul al 2-lea bazat pe lucrarile [IV-5] (lucrarea de diploma, 2002) si apoi [IV-5], [IV-7], [IV-8] (lucrari la care sunt prim autor)sunt prezentate analize detaliate privind comportarea diferitelor structuri de reglare cu regulatoare proiectate in domeniul *delta*:
 - proiectare bazata pe relatii de optimizare in domeniul pulsatie, (MO-m, SO-m, ESO-m si 2p-SO-m) trecute in domeniul delta; compensare poli-zerouri;
 - Variante de regulatoare DB;
 - Regulator cu predictor Smith (IMC) in domeniul delta; proiectarea este abordata in maniera combinata de explicitare a MM aferent procesului, delta-discret [IV-7] (arhitectura hibrida). Metoda se bazeaza pe reprezentarea duala delta si Z cu avantajele parametrizarii delta in explicitarea partii rationale a MM al procesului si al reprezentarii in discret (Z-domain) a timpului mort.

Solutiile au fost verificate prin simulare pe studii de caz cu MM afferent procesului de tip benchmark, asemantoare celor ce coerspund MM al unei actionari electrice.

2. Capitolul 3: bazat pe lucrarea [IV-21] se propune o noua metoda de proiectare in domeniul delta a regulatoarelor fuzzy cvasi PI de tip Mamdani (low-cost solution) pentru procese care pot fi modelate prin MM de tip benchmark. Metoda este caracterizata de simplitate si transparenta si este usor de aplicat in proiectarea practica si implementarea a regulatorului.

Metoda de proiectare se deruleza in trei pasi. Metoda se bazeaza pe transferarea rezultatelor proiectarii regulatoarelor liniare din domeniul delta ila proiectarea regulatorului fC cu dinamica (acceptarea principiului echivalentei), oferind o transparenta trecere intre modelele continuele si discrete.

3. Anexa 3 (IV-1): bazat pe lucrarile [IV-22], si sinteza din [I-88] si [IV-46] trateaza problematica structurii si proiectarii regulatoarelor fuzzy 2-DOF, bazat pe principiul echivalentei. Dezvoltarea regulatorului se desfasoara in doa etape, etapa proiectarii regulatorului 2-DOF urmata de fuzzificarea (in varianta incrementala) conform

schemelor mentionate in anexa. Sunt aduse precizari privind restrictiile de fuzificare. Blocul integrator specific regulatorului 2-DOF este plasat pe calea directa a structurii de reglare.

2. Directii ulterioare de cercetare

Tematica abordata si solutiile prezentate pot constitui support pentru noi dezvoltari de teme de cercetare. Din cadrul acestora asi mentiona urmatoarele:

- Proceduri analitice de proiectare a reguletoarelor 2-DOF PI si PID bazat pe conditii introduse prin functiile de sensibilitate si de sensibilitate complementara (in maniera abordata in partea a II-a si in partea a IV-a) pentru procese cu timp mort;
- Dezvoltarea de noi metode de "auto-calibrare" pentru reguletoare PI si PID bazat pe metoda ESO-m si 2p-SO-m (partea a II-a);
- Implementarea pe aplicatii reale a strategiilor de reglare dezvoltate;
- Dezvoltarea de noi strategii de reglare combinate (partea a III-a si a IV-a);
- Tratarea aplicatiilor reale in conditii de restrictii.

Actualitatea metodelor de proiectare prezentate este sustinuta si de lucrarile prezentate si publicate in ultimii ani in domeniul abordat.

- Anexa 1. Echivalarea reguletoarelor 1-DOF (PID) cu filtre cu regulatorul 2-DOF**
- Anexa 2. Reprezentarea polinomială RST pentru regulatorul cu predicție generalizat (GPC)**
- Anexa 3. Reguletoare fuzzy cu două grade de libertate (2-DOF). Structură și proiectare**

Anexa 1. Echivalarea reguletoarelor 1-DOF (PID) cu filtre cu regulatorul 2-DOF

Anexa are la baza lucrările [I-77], [II-70], [III-26], [IV-22]

1. Aspecte de bază

Structura unui sistem de reglare cu regulator 2-DOF este prezentată în fig. A.1.1-1, A1.1-2 (în teză).

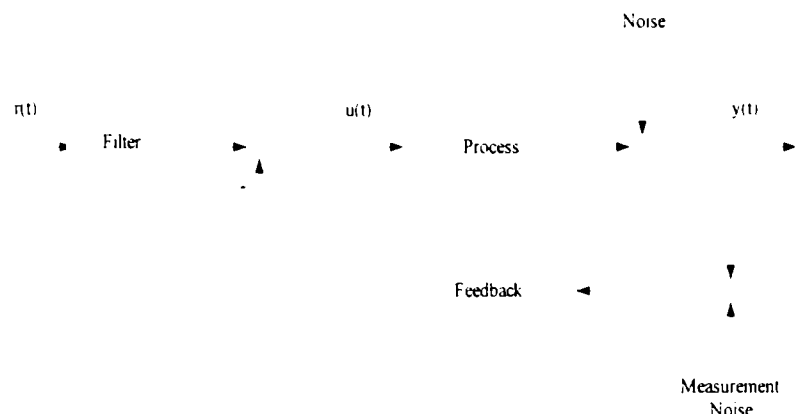


Fig. A.1.1-1. Structura unui sistem de reglare cu regulator 2-DOF

Cerințele care se impun în raport cu o structură de reglare sunt:

- asigurarea erorii de reglare nule;
- rejectia efectelor perturbațiilor (externe);
- robustețe.

În cazul utilizării reguletoarelor 2-DOF cerințele impuse pot fi îndeplinite independent, fără interinfluențarea condițiilor [II-3], [II-10]. T.f. în discret a unui proces continuu se poate calcula cu relația:

$$P(z) = (1 - z^{-1}) Z\left\{ \frac{P(s)}{s} \right\} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (A1-1-1)$$

Performanțele în raport cu referința se impun prin modelul de referință $P_m(z) = H_m(z)$ de forma (A1-1-3):

$$P_m(z) = H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (A1-1-2) \quad \frac{B_m(1)}{A_m(1)} = 1 \quad (A1-1-3)$$

Polinomul $A_m(z)$ determină amplasarea polilor buclei de reglare.

2. Proiectarea reguletoarelor 2-DOF. Rezolvarea ecuației Diofantice

Problema de proiectare revine la rezolvarea unei ecuații diofantice. Relația (A1-1-4) se transcrie în forma:

$$\frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} = \frac{B_m(z) A_o(z)}{A_m(z) A_o(z)}, \quad (A1-2-1)$$

$A_0(z)$ este polinomul de observare. Pentru realizabilitate regulatorului 2-DOF se impun condițiile de cauzalitate:

$$\partial S \leq \partial R \quad , \quad \partial T \leq \partial R \quad (A1-2-2)$$

Polinomul $B(z)$ se poate descompune în parte cu zerouri compensabile ($^+$) și parte cu zerouri necompensabile ($^-$):

$$B(z) = B^+(z)B^-(z) \quad (A1-2-3) \quad B_m(z) = B^-(z)B'_m(z) \quad (A1-2-4)$$

În aceste condiții $R(z)$ poate fi factorizat în forma:

$$R(z) = B^+(z)R'(z) \quad (A1-2-5) \quad R'(z) = (z-1)^l R_l(z) \quad (A1-2-6)$$

În final (A1-2-1) rescris se poate descompune în două relații:

$$T(z) = B'_m(z)A_0(z) \quad (A1-2-8) \quad A(z)R'(z) + B^-(z)S(z) = A_m(z)A_0(z) \quad (A1-2-9)$$

(A1-2-9) este o ecuație Diophantină cu polinoamele $T(z), R'(z), S(z)$ de determinat. Condițiile de compatibilitate se impun sub forma:

$$\partial S \leq \partial R \quad \partial T \leq \partial R \quad (A1-2-10) \quad \partial T = \partial B'_m + \partial A_0 \quad (A1-2-11)$$

$$\partial R' = \partial A_m + \partial A_0 - \partial A \quad (A1-2-12) \quad \partial S \leq \partial A + l \quad (A1-2-13)$$

Etaple de proiectare a regulatorului 2-DOF sunt:

- (1) Alegerea numărului de integroare din structura lui $R(z)$ (notat cu l)
- (2) Specificarea gradului polinomului $R'(z)$ și gradul lui $A_0(z)$.
- (3) Calculul lui $T(z)$ bazat pe relația (A1-2-11).
- (4) Alegerea lui $\partial S = \partial A + l - 1$ cu respectarea condițiilor (A1-2-9).
- (5) Rezolvarea ecuației Diophantine pentru determinare celorlalte polinoame.

Structura sistemului de reglare rezulta ca în fig. A.1.2-1, cu integratorul plasat pe calea directă. În [II-77] se prezintă și un program de proiectare CAD scris în MATLAB (inclusiv o aplicație de proiectare).

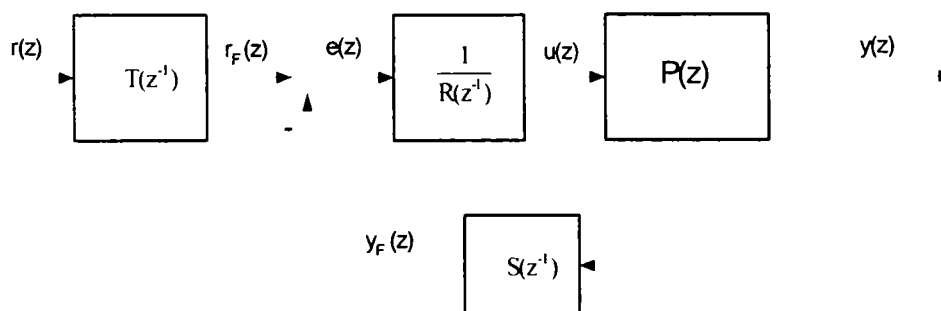


Fig. A.1.2-1 Implementation of the 2-DOF controller

3. Echivalența dintre regulatoarele 1-DOF (PID) cu filtre și regulatorul 2-DOF

Plecând de la schema bloc din fig. A.1.2-1, reamplasarea regulatorului de pe calea de reacție pe canalul de intrare și pe calea directă $C_S(z)$ se obține structura din fig. A.1.3-1 [II-70], [II-102] în care:

$$C(z) = C_S(z) \quad \text{și} \quad F(z) = C_S(z)C_T(z) \quad (\text{A1-3-1})$$

$$H_{v2}(z) = \frac{R(z)B(z)}{R(z)A(z) + S(z)B(z)}, \quad H_{v1}(z) = \frac{R(z)A(z)}{R(z)A(z) + S(z)B(z)} \quad (\text{A1-3-2})$$

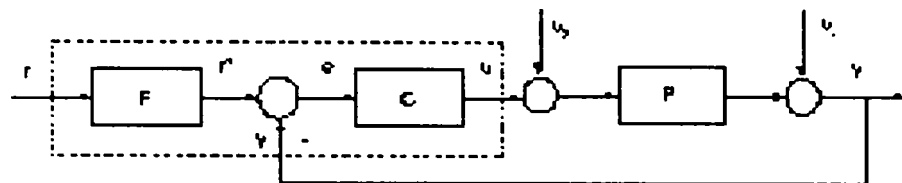


Fig.A.1.3-1 Structura de sistem de reglare cu (C) – regulator principal și (F) – filtru de referință

Regulatorul 2-DOF poate fi restructurat mai departe conform schemelor bloc din fig. A.1.3-2, în care prezența regulatorului convențional (PI, PID) este ușor evidențiable [II-70]; cele două structuri asigură:

- Preluarea creativă a experienței de proiectare cu reglatoarele PI și PID;
- Introducerea blocurilor suplimentare specifice reglajului convențional PI, PID (măsura AWR, transferul fără șoc a conducerii de pe un regulator pe altul);
- Transformarea reglatoarelor PI, PID în reglatoarele 2-DOF de ordin redus și invers.

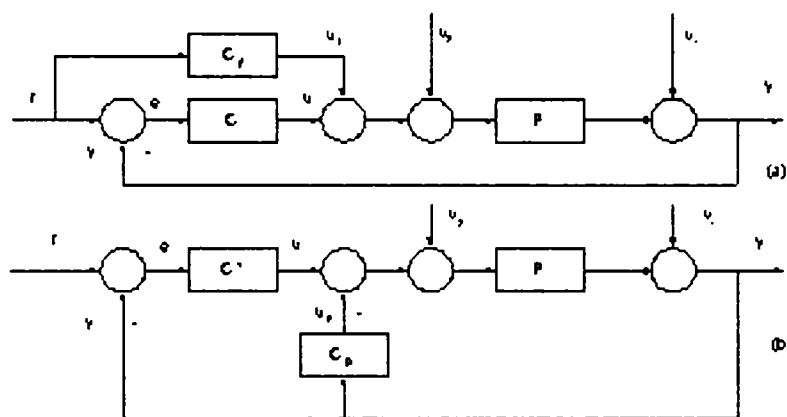


Fig.A.1.3-2. Variante de reordonare a structurii cu regulator 2-DOF

Reglatoarele din fig.A.1.3-1 sunt caracterizate de t.f. continue cu parametri $\{k_R, T_i, T_d, T_f\}$:

- Pentru structura din fig.A.1.3-1:

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_R \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+sT_f} \right), \quad F(s) = \frac{r^*(s)}{r(s)} = \frac{1 + (1-\alpha)T_i s + \frac{(1-\beta)T_i T_d s^2}{(1+sT_f)}}{1 + T_i s + \frac{T_i T_d s^2}{(1+sT_f)}} \quad (\text{A1-3-3})$$

- Pentru structura (a) din fig.A.1.3-2:

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_R \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+sT_f} \right), \quad C_F(s) = \frac{u_f(s)}{r(s)} = k_R \left(\alpha + \beta \frac{sT_d}{1+sT_f} \right) \quad (\text{A1-3-4})$$

- Pentru structura (b) din fig.A.1.3-2 (cu notația $C(s)=C^*(s)$):

$$C^*(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_R \left[(1-\alpha) + \frac{1}{sT_i} + (1-\beta) \frac{sT_d}{1+sT_f} \right], \quad C_p(s) = \frac{u_f(s)}{r(s)} = k_R \left(\alpha + \beta \frac{sT_d}{1+sT_f} \right) \quad (\text{A1-3-5})$$

Dependent de valoarea coeficienților α și β pentru legăturile dintre regulatorul 2-DOF și regulatorul convențional se obțin informațiile din Tabelul A.1-3-1. alegerea uneia sau alteia din reprezentări depinde de ([II-70], [II-71], [II-102]):

- Structura preconizată pentru regulatorul convențional,
- Metoda de proiectare algoritmică aleasă și rezultatul proiectării algoritmice. design method and the result of this design.

Tabelul A.1-3-1. Conexiuni între regulatoarele 2-DOF și regulatoarele 1-DOF extinse

Fig.A.1.3-1	$F(s)$	-	$F(s)C(s)$	$C(s)$	Remarks
Fig.A.1.3-2-a	-	C_F	$C(s)-C_F(s)$	$C(s)$	-
Fig.A.1.3-2-b	-	C_P	$C^*(s)$	$C^*(s)+C_P(s)$	-
α	β	-	-	(canal ref.)	(reacție)
0	0	1	0	PID	PID
0	1	PDL2	DL1	PI	PID
1	0	PD2L2	P	PID-L1	PID
1	1	PL2	PDL2	I	PID
α	β	PID controller with pre-filtering (2DF controller)			

P – proportional, D – derivativ, I – integrator, L1(2) – filtru de intarziere de ord. 1, 2.

4. Concluzii și rezultate de cercetare colaterale

Rezultatele prezentate se bazează pe lucrările proprii menționate. În [I-77], [II-70], metodologia de proiectare a fost implementată ca program CAD (Matlab-Simulink); un studiu de caz evidențiază aplicabilitatea rezultatelor.

Conexiunile dintre regulatoarele 2-DOF și regulatoarele convenționale PID (1-DOF) sunt detaliate prin scheme bloc și relații specifice.

Metoda de proiectare a fost extinsă și apoi aplicată la dezvoltarea unor regulatoare 2-DOF fuzzy. Proiectarea acestora a avut la bază principiul echivalenței modale [IV-22]. Aplicațiile vizate au fost relative la servosisteme și dezvoltarea unor algoritmi pentru urmărirea traiectoriei (robot mobil) [IV-59], [II-96], [II-97]. Soluțiile prezentate au fost verificate prin simulare.

Anexa 2. Reprezentarea polinomială RST pentru regulatorul cu predicție generalizat (GPC)

1. Relații de bază. Structura polinomială 2-DOF (RST)

Algoritmul GPC ([III-31]) poate fi convertit într-o structură polinomială RST (2-DOF), figura A.2.1-1, numai în situațiile în care nu se manifestă restricții. Explicitarea acestei forme are la bază algoritmul GPC dat în [III-33], [III-41]. Pentru proces se consideră un model de tip CARIMA:

$$A(q^{-1})y(t) = z^{-d} B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \quad \text{cu} \quad (\text{A2-1-1})$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \quad (\text{A2-1-2})$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \quad (\text{A2-1-3})$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc} \quad (\text{A2-1-4})$$

$$\text{și } \Delta = 1 - q^{-1} \quad (\text{A2-1-5})$$

Forma polinomială $C(q)$ este aleasă pentru o primă simplificare egală cu 1 [III-31]; $u(t)$ este secvența de comandă, $y(t)$ secvența de ieșire, $e(t)$ zgomot alb cu valoare medie nulă, d – timpul mort. Funcția cost este definită prin relația (semnificația mărimilor este dată în teză):

$$J = \sum_{j=1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - r(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_2} \lambda_u(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (\text{A2-1-6})$$

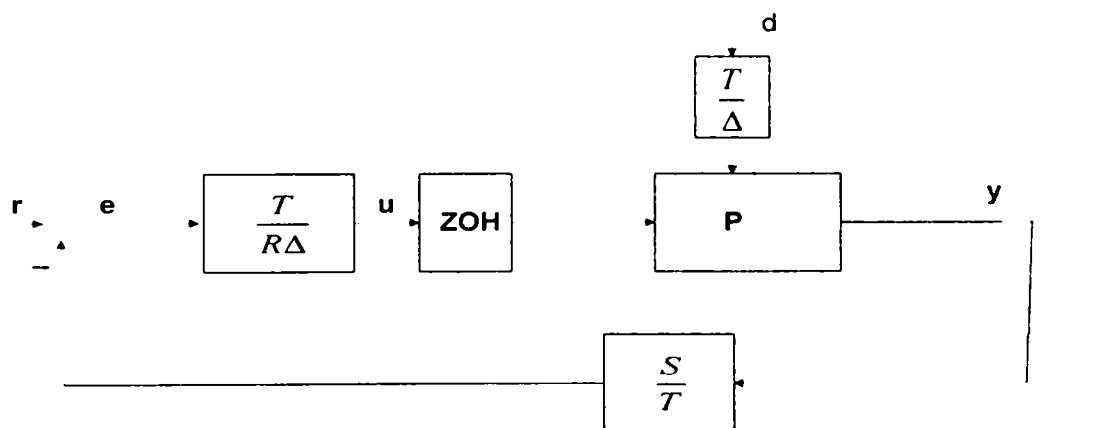


Fig.A.2.1-1. Structura 2-DOF (RST) aferentă unui sistem de reglare

Prin minimizarea funcției cost comanda se poate explicita în forma:

$$\Delta u(t) = K(r(t) - f(t)) = \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i [r(t+i) - f(t+i)] \quad (\Delta = 1 - q^{-1}) \quad (\text{A2-1-7})$$

(semnificația marimilor și matricilor este dată în teză), [III-31]. Algoritmul GPC poate fi reordonat în forma:

$$R(q^{-1})\Delta u(t) = T(q^{-1})r(t) - S(q^{-1})y(t) \quad (\Delta = 1 - q^{-1}) \quad (\text{A2-1-8})$$

Deoarece polinomul $C(q^{-1})$ este adeseori greu de identificat, el este substituit într-o primă fază prin polinomul de prefiltrare T [III-30]. Scriind modelul de proces sub forma:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t-1) + T(q^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \quad (\text{A2-1-9})$$

Pentru determinarea regulatorului 2-DOF (RST) se rezolvă ecuația Diophantică [III-93]:

$$T(q^{-1}) = E_r(q^{-1})\Delta A(q^{-1}) + q^{-l}F_r(q^{-1}) \quad (\text{A2-1-10})$$

Cu $T(q^{-1})=1$ pentru simplificarea expresiilor finale pentru polinoamele R, S, T rezultă [III-31]:

$$R(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i I_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i}, \quad (\text{A2-1-11})$$

$$S(q^{-1}) = \frac{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i F_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i}, \quad T(q^{-1}) = 1 \quad (\text{A2-1-12})$$

Structura RST poate fi rearanjată la forma 2-DOF-IMC figura A.2.1-2 (a) sau (b) [III-33], [III-42], cu explicitările:

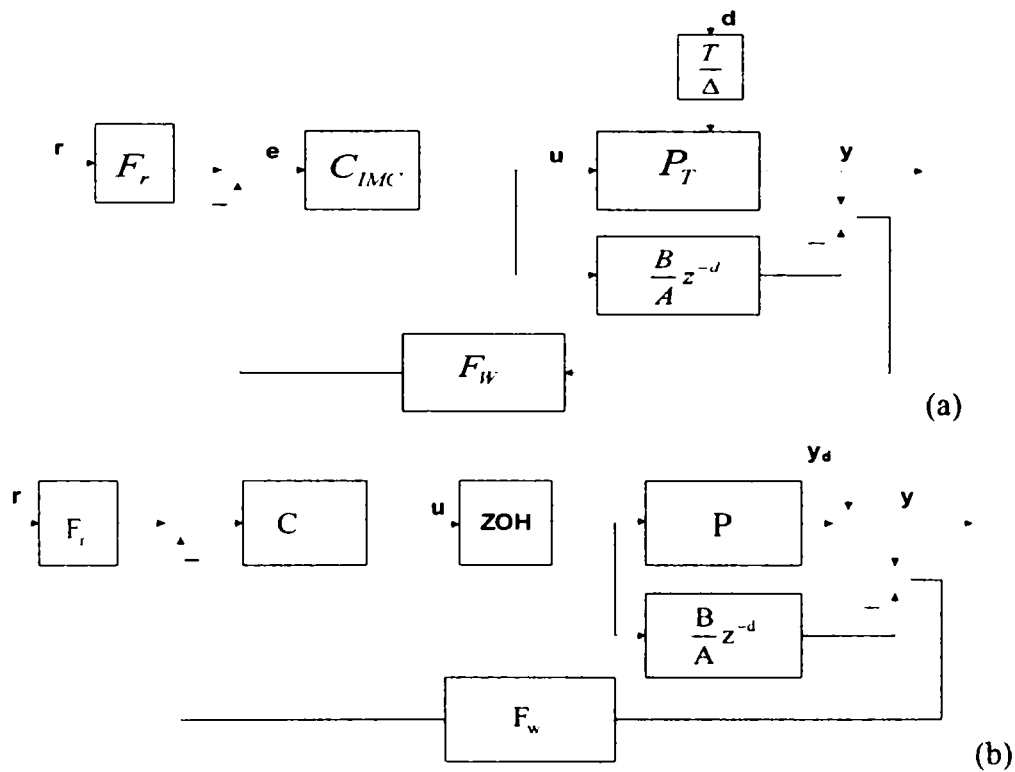


Fig.A.2.1-2. Structura IMC pentru conducerea GPC

$$C(q^{-1}) = \frac{S(q^{-1})A(q^{-1})}{F_w(q^{-1})(R(q^{-1})\Delta A(q^{-1}) + S(q^{-1})B(q^{-1})q^{-d})} \quad (\text{A2-1-13})$$

$$\frac{T(q^{-1})}{S(q^{-1})} = \frac{F_r(q^{-1})}{F_w(q^{-1})} \quad (\text{A2-1-14})$$

Structura este valabilă numai în cazul proceselor stabile. În cazul sistemelor instabile se poate utiliza o parametrizare de tip Youla [III-92]. Echivalența celor două structuri este:

$$F_r = T \quad (A2-1-15) \quad ; \quad F_w = S \quad (A2-1-16)$$

$$C_{IMC} = \frac{A}{R \Delta A + B S z^{-d}} \quad (A2-1-17)$$

Fig.A.2.1-2. IMC structure of GPC

2. Tratarea limitărilor în cazul structurilor RST și IMC

Structura IMC a fost derivată din structura RST (2-DOF), în condiții fără restricții. În cazul structurii IMC tratarea restricțiilor poate urma diferite căi.

O posibilitate de incorporare a restricțiilor a fost tratată în lucrările [III-33], [III-83], figure A.2.2-1, în care restricția este aplicată simultan asupra procesului și asupra modelului. Regulatorul C nu conține componenta integroare, efectul ei fiind introdus prin reacția IMC.

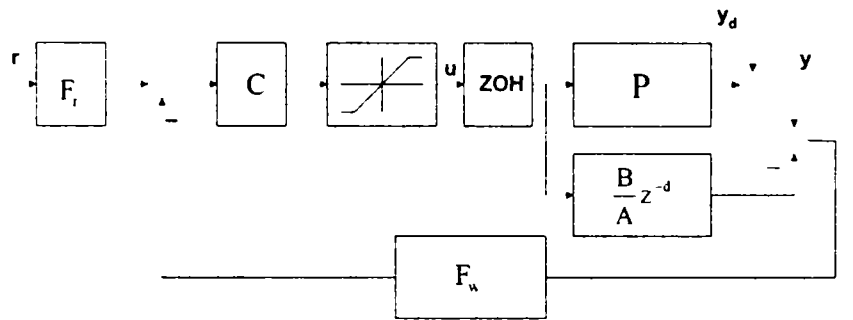


Fig.A.2.2-1. Structura IMC cu limitarea în cadrul modelului și procesului

Măsura AWR poate fi asigurată realizând regulatorul IMC în cadrul unei structuri de forma din fig. A.2.2-2 [III-90]). Avantajul acesteia se regăsește în incorporarea dinamicii regulatorului.

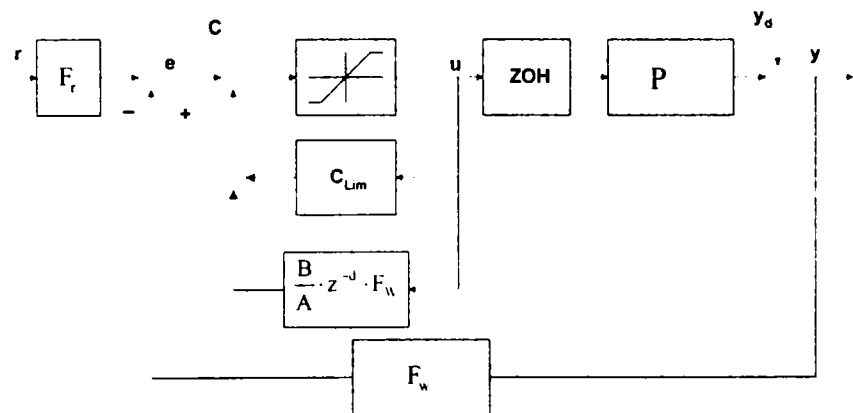


Fig.A.2.2-2. Structura IMC cu regulatorul pe canalul de reacție a unui bloc proporțional cu saturație

În acest caz, pentru un regulator C dat, regulatorul C_{Lim} se poate calcula cu relația:

$$C_{Lim}(q^{-1}) = \frac{C(q^{-1}) - 1}{C(q^{-1})} \quad (A2-2-1)$$

Tratarea în această manieră este avantajoasă [III-33]. În [III-40] efectele saturării au fost analizate pentru diferite procese de tip benchmark.

3. Inluența parametrilor predictivi asupra polilor sistemului închis

Parametri care apar în algoritmul cu predicție au fost explicitați prin relația (A.2-1-6). Pentru reprezentarea RST a algoritmului GPC, se poate calcula t.f. aferent sistemului închis, $H_r(z)$:

$$H_r(z) = \frac{y(z)}{r(z)} = \frac{T(z)B(z)z^{-d}}{R(z)\Delta A(z) + B(z)S(z)z^{-d}} \quad \Delta = 1 - z^{-1} \quad (\text{A2-3-1})$$

Pentru diferite valori ale parametrilor predictivi (N_1, N_2, N_u, λ_u) și un model de proces de ordinul 2, cu t.f. continuu și discret:

$$H_p(s) = \frac{1}{(1 + 0.67s)(1 + 0.33s)}, \quad H_p(z) = \frac{0.0674 z^{-1} + 0.0499 z^{-2}}{1 - 1.2874 z^{-1} + 0.4047 z^{-2}} \quad (\text{A2-3-3})$$

($T_e=h=0.2$, ZOH este inclus) de proces, s-au studiat tendințele în modificarea polilor lui $H_r(z)$; filtrul de referință a fost considerat sub forma $T(z)=1$ (intervine numai la studiul regimurilor tranzitorii studiate prin simulare). Studiul întreprins a vizat (detalii în teză):

- *Modificarea parametrului λ_u în domeniul de valori:*

$$\lambda_u = (0 : 0.01 : 1) \quad (\text{A2-3-4})$$

Poziția polilor se modifică puțin, fără a afecta stabilitatea sistemului.

- *Modificarea parametrului N_1 în domeniul de valori:*

$$N_1 = (1 : 1 : 25) \quad (\text{A2-3-5})$$

Poziția polilor se modifică nesemnificativ, fără a afecta stabilitatea sistemului.

- *Modificarea parametrului N_2 în domeniul de valori:*

$$N_2 = (1 : 1 : 25) \quad (\text{A2-3-6})$$

Modificările în N_2 influențează semnificativ regimul tranzitoriu: cu cât N_2 are valoarea mai mică răspunsul sistemului devine mai oscilant.

- *Modificarea parametrului N_u în domeniul de valori:*

$$N_u = (1 : 1 : 20) \quad (\text{A2-3-7})$$

Poziția polilor se modifică puțin; Pentru $N_u=1$ polii sunt reali, pentru $N_u>1$ doi poli devin complex conjugați.

- *Modificări în structura filtrului $T(z)$.* La alegerea corespunzătoare a polinomului $T(z)$ poate conduce la creșterea robusteții sistemului, [III-31], [III-98].

4. Concluzii

Anexa 2 tratează echivalarea structurii GPC cu o variantă 2-DOF a structurii IMC. Plecând de la punctul de vedere aplicativ, în [III-33] și [III-42], pentru structura GPC și IMC sunt tratate aspecte legate de limitarea semnalului de comandă și măsurii AWR.

Pentru un studiu de caz de model de proces ordinul 2 în [III-33] și [III-42] sunt analizate efectele modificării parametrilor predictivi asupra polilor sistemului închis și a regimului tranzitoriu. în teză sunt prezentate și rezultate de simulare.

Anexa 3. Regulator fuzzy cu două grade de libertate (2-DOF). Structură și proiectare

Anexa se bazează pe lucrările [IV-28], [IV-32], [IV-35] și [IV-36], (sinteză în [IV-45]–[IV-47]).

1. Structura unui regulator fuzzy cu două grade de libertate (2-DOF-FC) și proiectare

Proiectarea regulatorilor 1-DOF și 2-DOF (RST) se bazează pe principiul echivalenței modale [IV-26] și că proiectarea regulatorului 2-DOF rezultă din cazul liniar [IV-35], [IV-36], [IV-48]. Structura unui sistem de reglare cu regulator fuzzy 2-DOF FC este prezentată în Fig.A.3.1-1: FC-T și FC-S sunt module fuzzy pentru reglatoarele T și S (Anexa 1, inclusiv proiectare). Se acceptă că urmare proiectării algoritmice regulatorul continuu 2-DOF are ordin relativ redus, echivalabil cu reglatoarele 1-DOF tipizate.

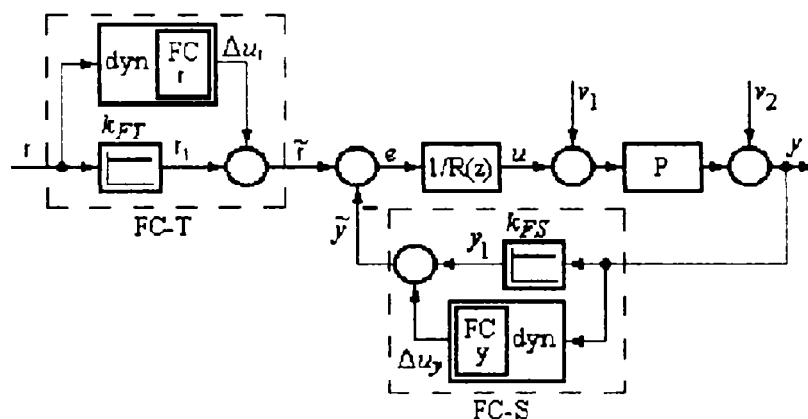


Fig. A.3.1-1. General structure of a 2-DOF fuzzy controller

Componenta integratoare din structura regulatorului este plasată pe calea directă (fig.A.3.1-1). Modulele informaționale de ordin redus specifice reglatoarelor fuzzy cvasicontinue pot fi relativ ușor implementate cu scheme bloc similare celor din fig.A.3.1-2 (a) și (b).

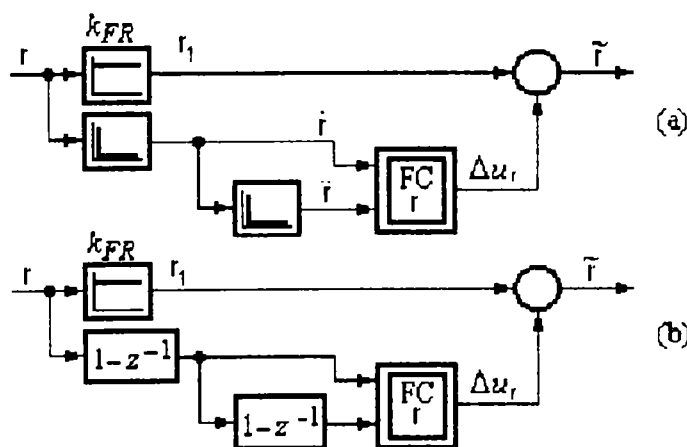


Fig. A.3.1-2. Structura modulelor informațional T sau S în variantă analogică respectiv discretă

În condițiile componentei integratoare plasate pe calea directă în regim staționar constant rezultă:

$$e_{\infty} = \tilde{r}_{\infty} - \tilde{y}_{\infty} = 0, \rightarrow u_{\infty} = \text{const}, \quad (\text{A3-1-2})$$

$$\tilde{r} = k_{FT}r + \Delta u_r, \quad \tilde{y} = k_{FS}y + \Delta u_y, \quad (\text{A3-1-3})$$

k_{FT} și k_{FR} coeficienți ce caracterizează regimul staționar iar $\Delta u_r(t)$ și $\Delta u_y(t)$ reprezintă componente dinamice procesate de blocurile fuzzy cu dinamica, FCw and FCy. In general componentele continue $k_{FT} r_{\infty}$ și $k_{FS} y_{\infty}$ nu trebuie sa fie afectate de procesarea fuzzy a informațiilor.

La implementarea in varianta discretă a regulatorului se vor utiliza creșterile de ord.1 (componenta D) și de ord.2 (componenta 2D) ale variabilelor:

$$\begin{aligned} \Delta r_k &= r_k - r_{k-1}, \\ \Delta^2 r_k &= r_k - 2r_{k-1} + r_{k-2} \end{aligned}, \quad (\text{A3-1-6})$$

Incrementul ieșirii $\Delta u_{r,k}$, depinde de Δr_k și $\Delta^2 r_k$:

$$\Delta u_{w,k} = k_1 \Delta r_k + k_2 \Delta^2 r_k = k_1 (\Delta r_k + \alpha \cdot \Delta^2 r_k). \quad (\text{A3-1-7})$$

Valorile parametrilor k_1 , k_2 și α depind de parametri lui $T(s)$ sau $S(s)$ și de perioada de eșantionare [IV-25], [IV-26] (similar și pentru canalul de reacție, y , \tilde{y} , $\Delta u_{y,k}$).

Tehnica de implementare a algoritmului este prezentată pe larg in lucrarile [IV-32], [IV-33], și exemplificat pe această bază în teză (a se vedea și fig. A3.1-3 (a), (b), (c) și tabela de decizie A.3-1-1.

Mecanismul de inferență se bazează pe reguli cu prelucrare MAX-MIN , bază de reguli completă (Tabelul A.3.1-1)

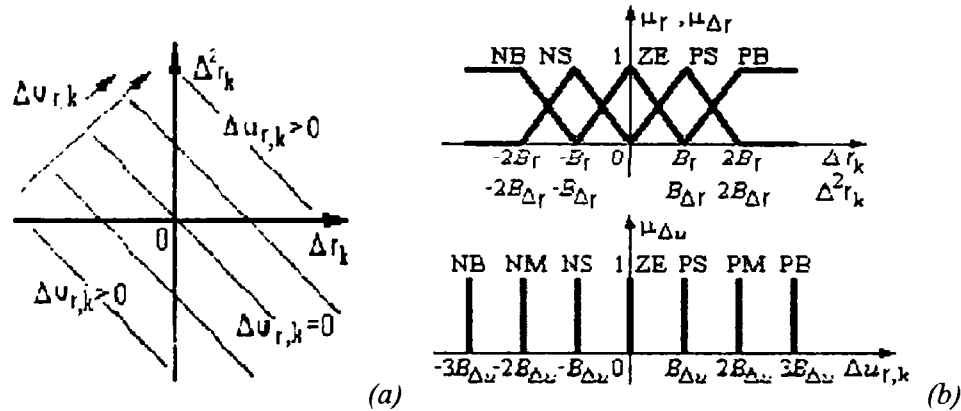


Fig. A.3.1-3. (a) Reprezentarea in planul fazelor a re.(A.3-1-7)(a) și (b).
(b) Alurile funcțiilor de apartenență pentru blocul FC-w

Table A3.1-1 Tabela de decizie pentru blocul FC-r

$\Delta^2 w_k \backslash \Delta w_k$	NB	NS	ZE	PS	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB
PS	NS	ZE	PS	PM	PB
ZE	NM	NS	ZE	PS	PM
NS	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NM	NS	ZE

Defuzificarea poate fi soluționată în diverse moduri, de exemplu prin metoda centrului de greutate. Etapele de proiectare ale unui regulator 1-DOF FC au fost descrise în [IV-23] și aplicate pentru regulatorul 2-DOF în [IV-22], [IV-28] și [IV-33].

2. Regulatorul fuzzy 2-DOF într-o aplicație de sistem de urmărire

2.1. Situația de bază

Modelele matematice de bază luate în considerare în caracterizarea aplicației au fost:

$$H_p(s) = \frac{k_p}{s(1 + sT_1)}; \quad (A3-2-1)$$

$$H_p(s) = \frac{k_p}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \quad (A3-2-2)$$

[IV-29], [IV-30], [IV-31], [IV-44], [IV-28], [IV-29], [IV-30].

Aplicația numerică s-a referit la t.f. de forma

$$H_p(s) = \frac{1}{s^2 + 0.5s + 1} \quad \text{cu } T_p=1/\omega_p=1, \zeta_p=0.25, \text{ și} \quad (a) \quad (A3-2-3)$$

$$H_p(z) = \frac{0.0193z + 0.0187}{z^2 - 1.8669z + 0.9048} \quad (b)(A3-2-3)$$

Au fost proiectate două structuri de reglare:

- Structură cu regulator 2-DOF fuzificat în faza a doua a proiectării,
- Structură cu regulator PID, proiectat cu rezervă de fază impusă fuzificat în faza a doua a proiectării.
- **Structura cu regulator 2-DOF.** A fost aplicată metoda CAD prezentată în [IV-35], [IV-36]; regulatorul 2-DOF rezultat a fost fuzificat (a se vedea teza).
- **Structura cu regulator PID.** Rezerva de fază impusă a fost de 60° , regulatorul PID având t.f. discretizat:

$$H_{PID}(z) = \frac{0.9085z^2 - 1.6961z + 0.8220}{z^2 - 1.7647z + 0.7647} \quad (A3-2-4)$$

2.2. Rezultate de simulare

Scenariul de simulare luat în considerare:

- Referință treaptă ($0 \leq t \leq 10 \text{ sec}$), urmată de:
- Perturbație treaptă, $t_{ov}=10$, $10 < t < 30 \text{ sec}$.

Rezultatele de simulare sunt evidențiate în figura Fig. A.3.2-1 (a) regulator 2-DOF-FC, (b) regulator 2-DOF și (c) regulator PID, prin evoluția ieșirii $y(t)$ și comenzii $u(t)$. Comparând rezultatele se constată eficiența marită a regulatorului 2-DOF; diferențele nesemnificative în comportarea CS cu regulator 2-DOF-FC și 2-DOF se justifică prin faptul că modelul de

proces este linear iar fuzzificarea este asigurată cu număr suficient de mare de termeni lingvistici.

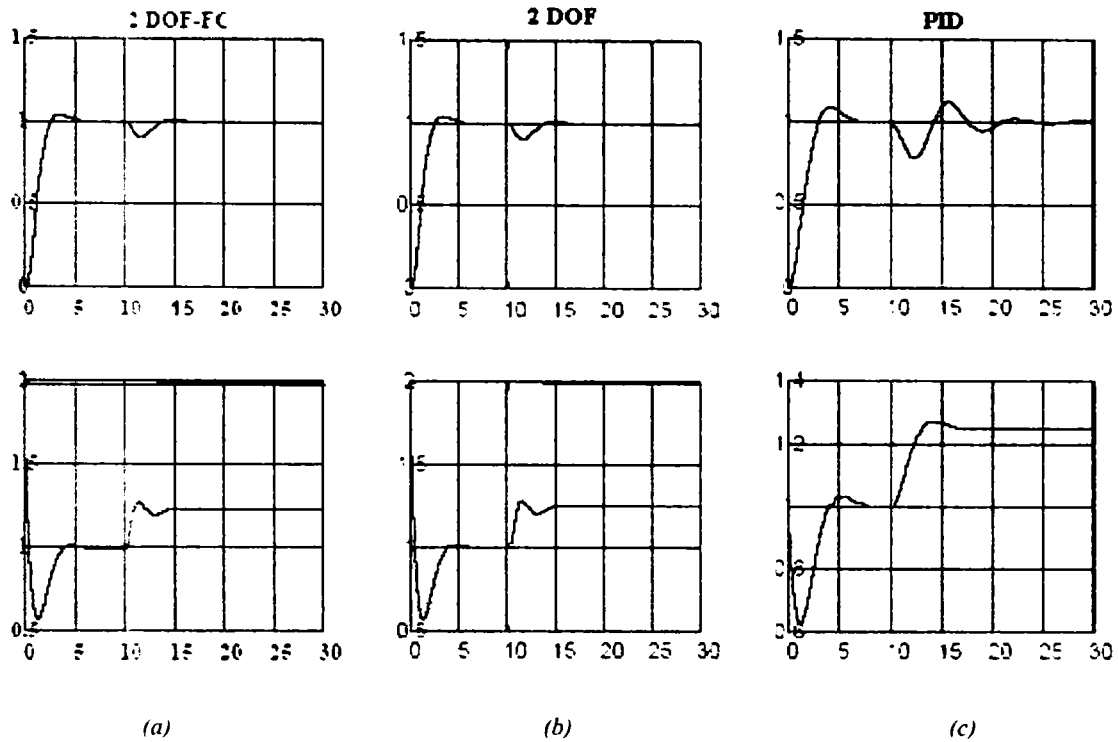


Fig. A3.2-1. Comportarea structurilor de reglare cu: (a) regulator 2-DOF FC; (b) regulator 2-DOF și (c) regulator PID: referința treaptă urmată de perturbare treaptă

3. Concluzii

Structura de reglare cu regulator 2-DOF-FC, metoda de proiectare (bazată pe rezultatele din Anexa 1) și de implementare bazată pe principiul echivalenței modale se dovedește viabilă.

Trebuie însă remarcat că la creșterea ordinului regulatorului, pot apărea probleme de implementarea blocurilor de prelucrare dinamică din cadrul regulatorului fuzzy. O aplicație a regulatorului 2-DOF-FC este dată în [IV-50].

Bibliografie

Nr. gen.	Bibliografia	Nr. Cap.
[1]	Horowitz, I.M. <i>Synthesis of Feedback Systems</i> , Academic Press, 1963	{I-1}, {II-1}
[2]	Åstrom, K.J., Hägglund, T.: <i>The future of PID Control</i> , IFAC Workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.19-30	{I-2},{II-2}
[3]	Åstrom, K.J., Hägglund, T.: <i>PID Controllers. Theory, Design and Tuning</i> Research Triangle Park, North Carolina, 1995	{I-3},{II-3}, {III-52},
[4]	Quevedo, J., Escobet, T. (Editors): <i>IFAC workshop on Digital Control. Past present and Future of PID Control, PID'00</i> , Preprints, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000	{I-4},{II-5} {III-96}
[5]	Föllinger, O.: <i>Regelungstechnik</i> , Elitera Verlag, Berlin, 1978	{I-5},{II-9}
[6]	Lutz, H., Wendt W.: <i>Taschenbuch der Regelungstechnik</i> . Libri Verlag, 1998	{I-6},{II-13}, {IV-12}
[7]	Preitl, Zs.: <i>Improving Disturbance Rejection by Means of a Double Parameterization of the Symmetrical Optimum Method</i> , Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Series Automation and Computers, Politehnica Publishing House, Timișoara, ISSN 1224-600X, vol. 50(64), 2005, pp. 25-34	{I-7},{II-23}
[8]	Csáki, F.: <i>Szabályozások Dinamikája</i> , Akademia Kiadó, Budapest, 1974	{I-8}
[9]	Preitl, St., Precup, R.-E. (Editors): <i>Regulatoare pentru Servosisteme. Metode de Proiectare (Controllers for Servosystems. Design Methods)</i> , Editura "Orizonturi Universitare", Timisoara, 2007	{I-9}
[10]	Leonhard, W.: <i>Control of Electrical Drives</i> (2 nd Edition), Springer Verlag, 1997	{I-10},{II-48}
[11]	Solyom, St.: <i>Control of Systems with Limited Capacity</i> , PhD Thesis, Dept. of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 2004	{I-12},{II-69}
[12]	Crowder R.M.: <i>Electric Drives and their Controls</i> , Oxford University Press Inc., New York, 1998	{I-14},{II-86}
[13]	Dorf R.C., R.H. Bishop: <i>Modern Control Systems</i> , Tenth Edition, Pearson Hall, Pearson Education Inc., Upper Saddle River, NJ 07458, 2005	{I-15}
[14]	Lombardini, <i>Courbes Caratteristiques du Moteur LGW 523 / M1</i> , DITEC/POLI Segr. Tecnica, N° 32842 (2002)	{I-16}
[15]	Rizzoni G.: <i>Principles and Applications of Electrical Engineering</i> , Richard D. Irwin Inc., 1993	{I-17},{II-88}
[16]	Uray V., Sz. Szabó, <i>Elektrotechnika</i> , Nemzeti Tankönyvkiadó Rt., Budapest, 1998	{I-18}
[17]	Preitl, Zs., Bauer, P., Bokor, J. <i>A Simple Control Solution for Traction Motor Used in Hybrid Vehicles</i> , The 4 th International Symposium on Applied Computational Intelligence, SACI-2007, Timisoara, Romania, 16-18 May, 2007, pp. 157-162	{I-19},{II-84}
[18]	Preitl, Zs., Bauer, P., Bokor, J.: <i>Cascade Control Solution for Traction Motor for an Electrical Hybrid Vehicles</i> , Acta Polytechnica Hungarica, Journal of Applied Science at Budapest Tech, Hungary, Volume 4 Issue Number 3 (2007), pp. 75-93 (ISSN 1785-8860)	{I-20}, {II-85}
[19]	Schonfeld, R.: <i>Digitale Regelung Elektrischer Antriebe</i> , Dr. Alfred Huthig Verlag, Heidelberg, 1988	{I-21},{II-78}
[20]	Ong, C.-M.: <i>Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink</i> , Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jearsey 07458, 1998	{I-22},{II-94}
[21]	* * * : <i>Matlab. User's Guide</i> , Mathworks Inc., Natick, MA, 1998	{I-23},{II-58}

- [22] Imecs, M.: *How to Correlate the Mechanical Load Characteristics, PWM and Field-Orientation Methods in Vector Control Systems of AC Drives*, *Buletinul Institutului Politehnic Iasi*, Tomul XLVI (L), Fasc. 5, Electrotehnica, Energetica, Electronica, (2000), A X-a Conferinta Nationala de Actionari Electrice. [I-24],[II-93]
- [23] Măgureanu, R. Vasile, N. *Servomotoare fără perii tip sincron*, Ed. Tehnică, București, 1990 [I-25]
- [24] Dragomir, T.-L. *Reglatoare Automate*, vol. I, I.P.T.V.Timisoara, 1984. [I-26]
- [25] Preitl S., Precup, R.-E., *Preitl, Zs., Kovacs, L. Development Methods of Fuzzy Controllers with Dynamics for Low order Benchmarks (Electrical Drives)*, First International IEEE Symposium „Intelligent Systems”, 10-12 September, 2002, Varna, Bulgaria, Proceedings, Volume II, Invited Session EUNITE, pp.13-18, (IEEE Catalog Nb. 02EX499, ISBN 0-7803-7602-1) [I-27],[II-20] [IV-51]
- [26] Dragomir, T.-L. *Teoria Sistemelor*, Ed. “Politehnica” Timisoara, 2004 [I-28]
- [27] Brasovan, M., Seracin, E., Kelemen A., Trifa, V. *Actionari electrice in aplicatii industriale*, Ed. Tehnica, Bucuresti, 1977 [I-29]
- [28] Mușuroi, S., Popovici, D.: *Acționări electrice cu servomotoare electrice*, Editura Politehnica, Timișoara, 2006. [I-30]
- [29] Maggetto, G., J. van Mierlo: *Electric vehicles, hybrid electric vehicles and fuel cell electric vehicles: state of the art and perspectives*, *Ann. Chim. Sci. Mat.* Vol. 26(4), pp. 9-26 [I-31]
- [30] Lin, Chan-Chiao, Filipi, Z. Wang, Yongsheng, Louca, L., Huei Peng, Assanis, Dennis, Stein J.: *Integrated, Feed-Forward Hybrid Electric Vehicle Simulation in SIMULINK and its Use for Power Management Studies*, Automotive Research Center The University of Michigan, (Society of Automotive Engineers, Inc.) (2000) [I-33]
- [31] Lin, C.-C., Filipi, Z., Louca, L., Peng, H., Assanis, D., Stein, J.: *Modelling and control of a medium-duty hybrid electric truck* *Int. J. of Heavy Vehicle Systems*, Vol. 11, Nos 3/4, 2004 pp.349-371 [I-34]
- [32] Kokkolaras, M., Louca, L.S., Delagrammatikas, G.J., Michelena, N.F., Filipi, Z.S. Papalambros, P.Y., Stein J.L., Assanis, D.N.: *Simulation-based optimal design of heavy trucks by model-based decomposition: An extensive analytical target cascading case study* *Int. J. of Heavy Vehicle Systems*, Vol. 11, Nos 3/4, 2004, pp.403- 434 [I-35]
- [33] Hodkinson R., Fenton J.: *Lightweight Electric/ Hybrid Electric Vehicle Design*, Butterworth-Heinemann, Oxford-Auckland-Boston-Johannesburg-Melbourne-New Delhi / Reed Educational and Professional Publishing Ltd, 2001 [I-36]
- [34] Atanasiu, Gh. (coordonator): *Servomotoare sincrone pentru actionari electrice*, Editura Mirton, Timisoara, 2003 [I-37]
- [35] Bühler, H.: *Reglage de systemes d"electronique de puissance*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1997 [I-38],[II-79]
- [36] Padmaraja Yedamale: *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Microchip AN885, Microchip Technology Inc. 2003 [I-39]
- [37] Larminie, J., Lowry, J.: *Electric Vehicle Technology Explained*, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, 2003 [I-40]
- [38] Olariu, V.: *Mecanica Tehnică*, Ed. Tehnica, Bucuresti, 1982 [I-41]
- [39] Iqbal Husain: *Electric and Hybrid Vehicles, Design Fundamentals*, CRC PRESS, Boca Raton-London-New York-Washington, D.C.(1999) [I-42]
- [40] Yimin Gao, Mehrdad Ehsani: *Parametric Design of the Traction Motor and Energy Storage for Series Hybrid Off-Road and Military Vehicles*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, no. 3, May 2006, pp.749-755 [I-43]

- [41] * * * *Motor Sizing Calculations*, Technical Reference, Oriental Motor General Catalog 2003/2004 [I-44]
- [42] De Sa, Claudio, De Silva, A.: *Simplified Approach to DC Motor Modeling for Dynamic Stability Analysis*, Unitrade Application Note U-120 (2004) [I-45]
- [43] Ljung, L., Glad, T.: *Modeling of Dynamic Systems*, PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1994 [I-46],[III-1]
- [44] Vinătoru, M.: *Conducerea Automată a proceselor industriale*, Vol.2 Ed. "Universitaria", Craiova, 2005 [I-47],[III-2]
- [45] Hoppe, M and Tesnjak, S.: *Modellbildung und Simulation des Dynamischen Verhaltens von Wasserkraftwerken*, *Schriftenreihe des Lehrstuhls für Mess- und Regelungstechnik*, Ruhr-Universität Bochum, Germany, Heft 20, 1983 [I-48],[III-3]
- [46] Hoppe, M.: *Die Regelung von Systemen mit Allpas-Eigenschaften darstellt durch Theoretische und Experimentelle untersuchung einer Wasserkraftanlagebochum*, *Schriftenreihe des Lehrstuhls für Mess- und Regelungstechnik*, Ruhr-Universität Bochum, Germany, Heft 16, 1981 [I-49],[III-4]
- [47] Precup, R.-E.: *Contributions Concerning Fuzzy Control of Nonminimum-phased Systems with Applications to Hydrogenerators Control*, PhD in Automatic Systems, "Politehnica" University of Timisoara, Romania, Faculty of Automation and Computers 1996 [I-50],[III-5]
- [48] Muller, H.W.: *Überlegung zur Digitalen Drehzahlregelung von Wasserturbinen*, *Schriftenreihe des Lehrstuhls für Mess- und Regelungstechnik*, Ruhr-Universität Bochum, Germany, Heft 18, 1982 [I-51],[III-6]
- [49] IEEE Working Group: *Hydraulic turbine and turbine control models for system dynamic studies*, *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 7, no. 1, (1992), pp.167-179. [I-52],[III-7]
- [50] IEEE Committee: *Dynamic Models for Steam and Hydro Turbines in Power System Studies* *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-92, (1973), pp. 1904-1995. [I-53],[III-8]
- [51] Jiang Jin.: *Design of an optimal Robust Governor for Hydraulic Turbine Generating Units*, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.10, no.21, (1995), pp.188-194. [I-54],[III-9]
- [52] Kosterev D.: *Hydro turbine-governor model validation in Pacific Northwest*, *IEEE Trans. Power Systems*, 19 (2) (2004), pp.1144-1149. [I-55],[III-10]
- [53] Noh S.B., Kim, Y.H., Lee, Y.I., Kwon, W.H.: *Robust generalized predictive control with terminal output weightings*, *Journal of Process Control*, vol.6, (1996), no. 2/3, 137-144, Elsevier Science Ltd. [I-56],[III-11]
- [54] Samathanan C.K.: *A Frequency Domain Method for Tuning Hydro Governors*, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.3 No.1 March 1988, pp. 14-17 [I-57],[III-12]
- [55] Preitl St., Precup, R.-E.: *Elemente de Reglare Automata*, Ed. Orizonturi Universitare, Timsoara, 2004 [I-58],[III-13]
- [56] Manesman-Rexroth GmbH: *Der Hydraulik Trainer*, vol.2, 6, 1988 [I-59],[III-14]
- [57] Precup, R.-E., Preitl, Zs., Kilyeni St.: *Fuzzy Control Solution for Hydro Turbine Generators*, ICCA'05 - The 5th International Conference on Control & Automation, Hungarian Academy of Science, Budapest, Hungary, June 26-29, 2005, Paper ID-ICCA05_220 [I-60],[III-15] [IV-34]
- [58] Crisan, O.: *Sisteme Electroenergetice*, Editura Didactica și Pedagogică, București, 1969 [I-61],[III-16]
- [59] Hutarev, G.: *Regelungstechnik*, Springer Verlag, Berlin, 1979 [I-62],[III-17]
- [60] Alvarez-Ramirez, J., Cervantes, Ilse, Escarela-Perez, R., Espinosa-Perez, J.G.: *A two-loop excitation control system for synchronous generators*, *Electrical Power and Energy Systems* (2005), Elsevier Ltd, pp. 1–11 (available on-line at www.sciencedirect.com) [I-63],[III-67]

- [61] Previdi, F., Savaresi, S. M., Panarotto A.: *Design of a feedback control system for real-time control of flow in a single-screw extruder*, (available on-line at www.sciencedirect.com) Control Engineering Practice 2005, Elsevier Ltd. [I-64],[III-68]
- [62] Havlena, V., Findejs, Jiri: *Application of model predictive control to advanced combustion control*, Control Engineering Practice 13 (2005) pp. 671–680 [I-65],[III-69]
- [63] Tao Liu, Danying Gu, Weidong Zhang: *Decoupling two-degree-of-freedom control strategy for cascade control systems*, Journal of Process Control 15 (2005) 159–167 [I-66],[III-70]
- [64] Skogestad Sigurd: *Control structure design for complete chemical plants*, Computers and Chemical Engineering 28 (2004) pp. 219–234 [I-67],[III-71]
- [65] Gunnarsson, F., Gustafsson F.: *Control theory aspects of power control in UMTS* Control Engineering Practice 11 (2003), pp. 1113–1125 [I-68],[III-72]
- [66] Kaya Ibrahim: *Improving performance using cascade control and Smith predictor*, ISA Transactions, 40, (2001), pp.223-234 [I-69],[II-25][III-72]
- [67] Tan, K.K., Lee, T.H., Ferdous, R.: *Simultaneous online automatic tuning of cascade control for open loop stable processes*, ISA Transactions 39 (2000) 233-242 [I-70],[III-73]
- [68] Lestage, R., Pomerleau, A., Desbiens, A.H.: *Improved constrained cascade control for parallel processes*, Control Engineering Practice 7 (1999), pp. 969-974 [I-71],[III-74]
- [69] Hedjar, R., Boucher, P., Dumur, D.: *Cascaded Nonlinear Receding-Horizon Control of Induction Motors*, 16-th IFAC World Congress, Praga, 2005. <http://www.ifac.cz/> [I-72],[III-75]
- [70] Rödönyi, G., Gáspár P., Bokor J.: *Vehicle stability enhancement by a robust cascade control of the brake System*, Proceedings of the European Control Conference 2007, Kos, Greece, July 2-5, 2007, paper TuB02.4 [I-73]
- [71] Taguchi, H., Araki, M., *Two degree of freedom PID controllers. Their functions and optimal tuning*, Preprints of IFAC Workshop on “Digital Control: Past, Present and Future of PID Control”. Terrassa, Spain, 2000, pp. 154 – 159. [II-102]
- [72] Preitl, Zs. Bars, R., Haber, R.: *An applied GPC Cascade Control Solution for Hydro-Turbines*, 13th IFAC Workshop on Control Application of Optimisation, 26 - 28, April, 2006, Paris - Cachan, France, <http://www.ens-cachan.fr/cao06> [I-77],[III-26]
- [73] Shuibo Zhenga, Houjun Tanga, Zhengzhi Hana, Yong Zhangb: *Controller design for vehicle stability enhancement*, Control Engineering Practice 14 (2006) 1413–1421 [I-78]
- [74] Jose Alvarez-Ramirez, Puebla, H., Espinosa, G.: *A cascade control strategy for a space nuclear reactor system*, Annals of Nuclear Energy 28 (2001) pp. 93-112 [I-79],[III-78]
- [75] Ostertag, E., Godoy, E., Carvalho-Ostertag, Joana: *Dual RST-control of an Inverted Pendulum with Simulink S-functions Implementation*, Proceedings of the European Control Conference 2007, Kos, Greece, July 2-5, 2007, paper WeA05.2 [I-80],[III-79]
- [76] Guzman, Jos´e Luis, Alamo, T., Berenguel, M., Dormido, S., Camacho E. F.: *Robust GPC-QFT approach using Linear Matrix Inequalities*, Proceedings of the European Control Conference 2007 Kos, Greece, July 2-5, 2007, paper TuD06.4 [I-81],[III-37]
- [77] Nudelman, G., Kulesky, R.: *New approach for Anti – Windup in cascade control system*, The Israel Electric Corporation Ltd, Generation and Transmission Group, 8 pages [I-82],[III-38][III-81]
- [78] Wolff, E. A., Skogestad, S.: *Temperature Cascade Control of Distillation Columns*, Ind. Eng. Chem. Res. 1996, 35, pp. 475-484 [I-83]

- [79] Guemghar, K., Srinivasan, B., Mullhaupt, Ph., Bonvin, D.: *Predictive Control of Fast Unstable and Nonminimum-phase Nonlinear Systems*, Proceedings of the American Control Conference, Anchorage, AK May 8-10, 2002, 6 pages [I-84],[III-39]
- [80] Vrančić, D., Strmčnik S., Juričić: *A Magnitude Optimum Multiple Integration Method for Filtered PID Control*, *Automatica* 37 (2001), pp.1473-1478 [I-85],[II-29]
- [81] Vrančić, D. Ganchev, I., Juričić, D.: *Tuning the cascade control systems by means of magnitude optimum*, The 4th Asian Control Conference, Singapore, September 25-27, 2002, paper FA7-5 [I-86],[III-77]
- [82] Preitl Zs.: *Control Structures Development to Improve Disturbance Rejection using PID and 2DOF (RST) Controllers*, (in English) 1st PhD Report, sustained at U.P.Timisoara, March 2006, Supervisor: Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup [I-87],[II-72] [III-40],[IV-45]
- [83] Preitl, Zs.: *Analysis and design of control structures based on Internal Model Control (IMC) in presence of restrictions and disturbances* (in English), 2nd PhD Report sustained at U.P.Timisoara, October 2006, Supervisor: Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup [I-88],[II-73] [III-41],[IV-46]
- [84] Preitl, Zs.: *Case Studies on Model Based Control Solutions* (in English), 3rd PhD Report sustained at U.P.Timisoara, March 2007, Supervisor: Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup [I-89],[II-74] [III-42],[IV-47]
- [85] Preitl Zs., Levendovszky, T.: *Computer Aided Design of Two-Degree-Of-Freedom (2DF) Controllers*, *Buletinul Stiintific al Universitatii "Politehnica" din Timisoara, ROMANIA, Seria AUTOMATICA si CALCULATOARE*, Vol.48 (62), 2003, ISSN 1224-600X, pp.70-75 [II-70],[IV-35]
- [86] Anderson, P.M., Fouad, A.A.: *Power System Control and Stability*, IEEE Press, New Yoork, 1995 [I-91],[III-36]
- [87] Lelic, M., Gajic, Z.: *A Reference Guide to PID Controllers in the Nineties*, IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.19-30 [II-4]
- [88] O'Dwyer, A.: *A Summary of PI and PID Controller Tuning Rules for Processes with Time delay, Part 1 and Part 2* IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.175-180 , 242-247 [II-6]
- [89] Åstrom, K.J., Hägglund, T.: *Benchmark Systems for PID Control*, IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.181-182 [II-7],[III-47]
- [90] Åstrom, K.J.: *Model Uncertainty and Robust Control. Chapter on Control Theory*, (Internet presentation), pp.63-100 [II-8]
- [91] Goodwin, G.C., Graebe, S.F., Salgado, M.E.: *Control System Design*, Prentice Hall, 2001 [II-10],[III-94] [IV-3],
- [92] Lantos, B.: *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése*, Akadémia Kiadó, Budapest, 2001 [II-11]
- [93] Åström, K.J., Wittenmark, B.: *Computer Controlled Systems, Theory and Design*, Prentice Hall, 1997 [II-12]
- [94] Youla, D.C., Jabr, H.A., Bongiorno, J.J.: *Modern Wiener-Hopf Design of Optimal Controllers –Part I*, IEEE trans.on AC, Vol.AC-21 (1976), pp.3-13 [II-14],[III-92] [IV-17]
- [95] Precup, R.-E., Preitl, St.: *Development of some Fuzzy Controllers with non-homogenous Dynamics with respect to the input channels meant for a class of Systems*, Proceedings of ECC'99 European Control Conference, Karlsruhe, 1999, session BP-15 "Computational Intelligence", paper F56, 6 pp [II-15]
- [96] Preitl, Zs.: *Metode algebrice de proiectare a reguletoarelor. Analiza si programe MATLAB SIMULINK* Master Thesis in Advaced in Control Engineering, Politehnica University of Timisoara, 2003 [II-17],[IV-48]

- [97] Preitl, St., *Preitl, Zs.*, Precup, R.-E.: *Low Cost Fuzzy Controllers for Classes of Second-order Systems*, The 15-th IFAC World Congress Control b'02, Barcelona (Spain), Preprints, Editors: E.F. Camacho, L. Basanez, J.A. de la Puente, Pergamon, Elsevier Science Ltd, CD-ROM, paper 416, (www.cimne.upc.es/congress/ifac/Program/Sesion.asp?session=50), 6 pages [II-18],[IV-29]
- [98] Precup, R.-E., Preitl, St., *Preitl, Zs.*: *On a Takagi-Sugeno Fuzzy Controller with Non-homogenous Dynamics*, "Large Scale Systems: Theory and Applications 2002", Editors: F.G. Filip, I. Dumitrache, S. Iliescu, Pergamon Press, ISBN 0-08-043691-9 [II-19],[IV-63]
- [99] *Preitl, Zs.*: *PI and PID Controller Tuning Method for a Class of Systems*, SACCSS-2001, The 7th International Symposium on Automatic Control and Computer Science, October 2001, Iasi, Romania (e-format) [II-21]
- [100] Kessler C.: *Über die Vorausberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise*, Rt. 2 (1954), H12, pp.274-281 [II-24]
- [101] Kessler, C. *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise Teil III: Die optimale Einstellung des Regler nach dem Betragsoptimum*, Rt. 3 (1955) No.2, pp.40-49 [II-25]
- [102] Vrančić, D., Strmčnik S., Hanus, R.: *Magnitude Optimum Tuning Using Non-Parametric Data in the Frequency Domain*, IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.438-443 [II-26]
- [103] Vrančić, D. Kocijan, J., Strmčnik S.: *Improving PID Controller disturbance Rejection by Means of Magnitude Optimum*, The 4-th Asian Control Conference, Singapore, 2002, September 25-27, Proceedings, pp.214-2145 [II-27]
- [104] Vrančić, D., Peng, Y., Strmčnik S.: *A new PID Controller tuning method based on Multiple Integration Method Multiple Integrations*, Control Engineering Practice 7 (1999) 5 pp.623-633 [II-28]
- [105] Lelič, M.: *PID Controllers in Nineties*, Corning Incorporated Science and Technology Division, Corning, NY, 1999 [II-30]
- [106] Kessler, C. *Das Symmetrische Optimum*, Rt. 6 (1958) No.11, pp.395-400, 12, pp.432-436 [II-31]
- [107] Isermann, R.: *Digitale Regelungssysteme*, I-II, Springer Verlag, Berlin, 1977 [II-34], [IV-21]
- [108] Dragomir, T.L., Preitl, St.: *System Theory and Control engineering, volume I, II*, Inst. Politehnic "Traian Vuia" Timisoara Publisher, 1979 (in Romanian) [II-34]
- [109] Dumitrache, I.: *Ingineria Reglarii Automate*, Editura Politehnica Press, Bucuresti, 2005 [II-35]
- [110] Calin., S. :*Regulatoare automate*, EDP Bucuresti, 1976 [II-36]
- [111] Åström, K.J., Panagopoulos, Hägglund, T.: *Design of PI Controllers based on Non-Convex Optimization*, Automatica, vol.34 (1998), No.5 pp. 585-601 [II-37],[III-58]
- [112] Voda, A.A., Landau, I.D.: *A method for the Auto-calibration of PID Controllers*, Automatica, vol.31 (1995), No.1, pp.41-53 [II-38]
- [113] Voda, A.A., Landau, I.D.: *Applications of the KLV method for the auto-calibration of PID controllers*, in Proc. 2nd IEEE Conference on Control Applications, Vancouver, British Columbia, 1993, pp.829-834 [II-39]
- [114] Skogestad, S.: *Probably the best Symple Rules in the World* Journal of process Control, July, 2001 [II-40]
- [115] Shafei, Z., Shenton, A.T. *Frequency-domain Design of PID Controllers for Stable and Unstable Systems with Time Delay*, Automatica 33 (1997), pp. 2223-2232 [II-41]
- [116] Shafei, Z., Shenton, A.T. *Tuning of PID-type controllers for Stable and Unstable Systems with Time Delay*, Automatica 30 (1994), pp. 1609-1615 [II-42]

- [117] Preitl S., Precup, R.-E., *Preitl, Zs.: Development of Conventional and Fuzzy Controllers and Takagi-Sugeno Fuzzy Models dedicated for Control of Low Order Benchmarks with Time Variable Parameters*, Acta Polytechnica Hungarica, Journal of Applied Science at Budapest Tech, Hungary, Volume 2 Issue Number 1 (2005)pp. 75-93 (ISSN 1785-8860) [II-49],[IV-43]
- [118] Krajewski, W., Lepschy, A., Viaro, U. *Design PI Controllers for Robust stability and Performance*, IEEE Trans. on Contrl System Techology, 12 (2004), no. 6 pp.973-983 [II-43]
- [119] Prokop, R., Husak, P., Prokopova, Z. *Robust PID-like controllers –Design and tuning*, IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.320-325 [II-44]
- [120] Gorez, R., Klán, P. *Non-Model-Based explicit Design Relations for PID Controllers*, IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.141-148 [II-45]
- [121] Preitl, S., Precup R.-E.: *An Extension of Tuning Relations after Symmetrical Optimum Method for PI and PID Controllers*, *Automatica*, vol.35 (1999) , No.10, pp.1731-1736 [II-47],[IV-49]
- [122] Hansen, P.D.: *Controller Structure and Tuning for Unmeasured Load Rejection*, Proc. Of the American Control Conference, 1998, vol.1, pp.131-136 [II-50]
- [123] Leva, A.: *Auto-tuning process controller with improved load disturbance rejection*, Journal of Process Control 15 (2005) pp. 223-234 [II-51]
- [124] Leva, A.: *Simple model-based PID autotuners with rapid relay identification*, preprints of the 16th IFAC World Congress July 4-8, 2005, Prague, Czech Republic, Electronic format, Paper ID – 01931 [II-52]
- [125] Preitl, S., Precup, R.-E., *Preitl Zs.: Sensitivity Analysis of Low Cost Fuzzy Controlled Servo Systems*, Preprints of the 16th IFAC World Congress July 4-8, 2005, Prague, Czech Republic, Electronic format, Paper ID-01794, <http://www.ifac.cz/> [II-53],[IV-31]
- [126] Garcia, D., Karimi, A. Lonchamp, R. *Robust PID controller tuning with specification on modulus margin*, IEEE American Control Conference, Boston, June 30-July 2, 2004, pp. 3297-3302 [II-54]
- [127] Müller, K.: *Entwurf robuster Regelungen*, B.G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1996 [II-55]
- [128] Ackermann, J.: *Robuste Regelung*, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, New-York, 1993 [II-56]
- [129] Morari, M., Zafiriou, E.: *Robust Process Control*, Prentice-Hall Inc., 1989 [II-57]
- [130] Kucera V.: *Diophantine equations in control – A survey*. *Automatica*, vol.29 (1993) no. 6, pp.1361-1375 [II-59],[III-93]
[IV-18]
- [131] *Preitl, Zs.*, Bars, R.: A Youla-parameterization Approach for Controller Design based on ESO and 2E-SO Methods for Low Order Benchmarks, *Studies in Informatics and Control (ICI Bucharest)*, Sept.2006, Vol. 15, Nb. 3 , pp.279-288 [II-61],[IV-16]
- [132] Kell, L.H., Bhattacharyya, S.P.: *Robust parametric classical control design*, IEEE Transaction on AC, 39 (1994), pp.1524-1530 [II-62]
- [133] Kell, L.H., Bhattacharyya, S.P.: *Robust stability and performance with fixed-order controllers*, *Automatica (Pergamon)* 35 (1999) pp.1717-1724 [II-63]
- [134] Leva, A., Schiavo, F.: *On the role of the process model in model-based autotuning* preprints of the 16th IFAC World Congress July 4-8, 2005, Prague, Czech Republic, Electronic format, Paper ID – 01932 [II-64]
- [135] Rosenwasser, E., Yusupov R.: *Sensitivity of Automatic Control Structure*, CRC Press LLC (USA) 2000 [II-65],[III-57]

- [136] Alfaro, V.M. *Analytical Robust Tuning of Two-Degree-of-Freedom PI and PID Controllers (ART2)*, Universidad de Costa Rica, Escuela de Ingenieria Electrica, September 2007 [II-66]
- [137] Cheng-Ching Yu: *Auto-tuning of PID Controllers. Relay Feedback Approach*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New-York, 1999. [II-67]
- [138] Preitl, Zs., Bars R.: *Control System Design Aspects Using the Delta Transformation*, Preprints of CAO-2003, *IFAC Workshop on Control Applications of Optimization*, 30 June-2 July 2003, Visegrád, Hungary, pp. 249-254, <http://www.conferences.hu/CAO2003/> IFAC Proceedings, Elsevier, Edited by E. Gyurkovics & R. Bars, 0-08-044074-6, <http://www1.elsevier.com/homepage/saf/ifac/site/proceed.htm> [II-76],[IV-5]
- [139] Zhang, J., Yin, C., Zhang, J. *Use of fuzzy controller for hybrid traction control system in hybrid electric vehicles,* in *Proc. 2006 IEEE Intl. Conf. on Mechatronics and Automation*, Luoyang, China, 2006, pp. 1351-1356. [II-80]
- [140] El-Khatib M. E. and Hamilton, D. J.: *A layered fuzzy controller for nonholonomic car-like robot motion planning*, *Proc. 2006 IEEE Intl. Conf. on Mechatronics*, Budapest, Hungary, 2006, pp. 194-198. [II-81]
- [141] Ehsani, M., Rahman, K.M., Bellar, M.D., Severinsky, A.J.: *Evaluation of Soft Switching for EV and HEV Motor Drives*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No.1, February 2001, pp.82-90. [II-87]
- [142] Hippe, P., Wurmthaler, C.: *Systematic Closed Loop Design in the Presence of Input Saturation*, *Automatica*, Vol. 40 (200), pp. 1221-1228. [II-90]
- [143] Preitl, St., Precup, R.-E. (Editors): *Regulatoare pentru Servosisteme. Metode de Proiectare (Controllers for Servosystems. Design Methods)*, Editura "Orizonturi Universitare", Timisoara, 2007 [II-89]
- [144] Preitl Zs.: *Imbunatatirea Comportarii Sistemelor de Reglare automata in Raport cu perturbatiile, bazata pe dubla parametrizare in metoda Optimului Simetric*. Chapter 4 in *Regulatoare pentru Servosisteme. Metode de Proiectare (Controllers for Servosystems. Design Methods)* (Editors: Preitl, St., Precup, R.-E.) Editura "Orizonturi Universitare", Timisoara, 2007 [II-95]
- [145] * * * *Research cooperation programme between Budapest University of Technology and Economics and "Politehnica" University of Timisoara in the framework of the Hungarian-Romanian Intergovernmental S & T Cooperation Program*, pos. 16 Ro-18/2002, Hu-14/2002 (2003-2005) [II-96],[IV-50]
- [146] * * * *Dezvoltarea structurilor de regulatoare sollicitate de conducerea proceselor de tip servo-sisteme (benchmark)*, Grant CNCSIS Nr. 32940/22.06.2004, Tema 26, Cod-190, Faza 2005, "Politehnica" University of Timisoara [II-97],[IV-37]
- [147] Lauritsen, M.B.: *Delta-Domain Predictive Control and Identification for Control*, PhD Thesis, University of Denmark, 2003 [III-19],[IV-11]
- [148] Athans M.: *A Minimax Approach to Disturbance-Rejection*. MIT Lecture Notes, 890303/6234 (1989). [III-28]
- [149] Bokor I.: *Lecture Notes on Modern Control Theory II*, TU Budapest, (2004). [III-29]
- [150] De Keyser R., M. Ionescu: *The Disturbance Model in Model Based Predictive Control*. The Annals of "Dunarea de Jos" University of Galati, 2003, vol. III, no. 14-20. [III-30]
- [151] Camacho, E.F., Bordons, C.: *Model Predictive Control*, Springer Verlag, London, 1998. [III-31]
- [152] Preitl Zs., Bars, R., Vajk, I., Haber, R.: *Internal Model Representation for Generalized Predictive Control with Constraint Handling*, IEEE 4th International Conference on Intelligent Systems Design and Application ISDA 2004, Budapest, Hungary. [III-33]
- [153] Demircioglu, H., Gawthrop, P.J., *Continuous-time Generalized Predictive* [III-32]

- Control (CGPC)*. Automatica, Vol. 27, (1991),No. 1, pp. 55-74
- [154] Zhou K., J.C. Doyle, K. Glover.: *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall, Upper Saddle River, (1995), New Jersey. [III-34]
- [155] Armatovic, D.B., Skataric, D.M.: *Suboptimal design of hydroturbine governors*. IEEE Trans. Energy Conversion, 6 (3), pp.438-444, 1991. [III-44]
- [156] Precup, R.-E., Preitl, St.: *On a hybrid PI-neuro-fuzzy controller meant for a class of non-minimum phase systems*, Proceedings of 7th European Congress on Intelligent Techniques and Soft Computing EUFIT'99, Aachen, Germany, vol.3, CD-ROM, paper index BA8- 12793-P, 6 pp., 1999. [III-45]
- [157] Jones, D., Mansour, S.: *Predictive feedforward control of a hydroelectric plan*", IEEE Trans. Control Systems Technology, 12 (6), pp.956-965, 2004. [III-46]
- [158] Schniter, P., Wozniak, L.: *Efficiency based optimal control of Kaplan hydrogenerators*, IEEE Trans. Energy Conversion, 10 (2), pp.348-353, 1995. [III-48]
- [159] Albertos, P.: *Fuzzy logic control: light and shadow*, IFAC Newsletter, 3, pp.1-2, 2002. [III-49]
- [160] Hiyama, T., Oniki S., Nagashima, H.: *Evaluation of advanced fuzzy logic PSS on analog network simulator and actual installation on hydro generators*, IEEE Trans. Energy Conversion, 11 (1), pp.125-131, 1996. [III-50]
- [161] Jing, L., Ye, L., Malik, O., Zeng, Y.: *An intelligent discontinuous control strategy for hydroelectric generating unit*, IEEE Trans. Energy Conversion, 13 (1), pp.84-89, 1998. [III-51]
- [162] Palm, R., Driankov, D., Hellendoorn, H.: *Model Based Fuzzy Control*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1996. [III-53]
- [163] Moon, B.S.: *Equivalence between fuzzy logic controllers and PI controllers for single input systems*, Fuzzy Sets and Systems, 69 (2), pp.105-113, 1995. [III-54],[IV-27]
- [164] Qiao, W.Z., Mizumoto, M.: *PID type fuzzy controller and parameter adaptive method*, Fuzzy Sets and Systems, 78 (1), pp.23-35, 1996. [III-55]
- [165] Ingimundarson, A., Hägglund, T.: *Performance comparison between PID and dead-time compensating controllers*, Journal of Process Control, 12 (8), pp.887-895, 2002. [III-56]
- [166] Babuška, R., Verbruggen, H.B.: *An overview on fuzzy modeling for control*, Control Engineering Practice, 4 (11), pp.1593-1606, 1996. [III-59],[IV-40]
- [167] Precup R.-E., Preitl, St. *Optimisation criteria in development of fuzzy controllers with dynamics*, Engineering Applications of Artificial Intelligence, 17 (6), pp.661-674, 2004. [III-61]
- [168] Coleman, T., Branch, M.A., Grace, A.: *MATLAB Optimization Toolbox. User's Guide*, Mathworks Inc., Natick, MA, 1999. [III-62]
- [169] Precup, R.-E., Preitl, St.: *Overview on Some Predictive and Adaptive Fuzzy Controllers Applied to Nonminimum-phased Systems*. Proceedings of 12th Conference on Systems Engineering - ICSE'97, Coventry, (1997) UK, 2, 556-559. [III-63]
- [170] Ho, W.K., Hang, C.C., Cao, L.S. *Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications*, Automatica, 31 (3), (1995), pp.497-502 [III-64]
- [171] Cominos, P., Munro, N.: *PID controllers: recent tuning methods and design to specification*, IEE Proc.-Control. Theory and Applic. 49 (1) (2002), pp.46-53 [III-65]
- [172] Brosilow, C., Babu J. *Techniques of Model-Based Control*, Prentice Hall PTR, 2002 [I-93], [III-66]
- [173] Preitl, St., Precup, R.-E.: *Fuzzy Controllers with Dynamics, a Systematic Design Approach*. In: Advances in Automatic Control, Ed. Voicu, M., [III-76],[IV-23]

- Kluwer Academic Publishers, 2003, pp.283-296.
- [174] Farkas, I., Vajk, I.: *Internal Model-Based Controller for a Solar Plant*, IFAC 15th Triennial World Congress, 2002, Barcelona, Spain [III-82],[IV-14]
- [175] Preitl, Zs., Bars, R., Vajk, I., Haber, R.: *Hybrid IMC Dead-Beat Controller Design In Delta Domain*, IFAC Workshop on Control Systems Design, 7 - 10 September 2003, Bratislava, Slovak Republic, Electronic format (CD) [III-83],[IV-7]
- [176] Preitl, Zs., Bars, R., Haber, R.: *Internal Model Control Structures Using Delta Domain Representation*, Control Engineering and Applied Informatics, Vol.6, no.4, 2004, pp.13-20 [III-84],[IV-8]
- [177] Bars, R., Haber, R., *Predictive control applied for linear and nonlinear plants*. Postgraduate course lecture notes, TU Budapest, 1999 [III-86]
- [178] Precup, R.-E., Preitl, St.: *Two-level Fuzzy Control of a Hydrogenerator*. Proceedings of 32nd Conference on Conference on Universities Power Engineering - UPEC'97, Manchester, (1997)UK, 1, 539-542 [III-89]
- [179] Precup, R.-E., Preitl, St.: *Fuzzy Control of an Electrohydraulic Servosystem under Nonlinearity Constraints*. Proceedings of First European Congress on Fuzzy and Intelligent Technologies - EUFIT'93 1993), Ed. Zimmermann, H.-J. (Verlag der Augustinus Buchhandlung), Aachen, Germany, 3, pp. 1524-1530. [III-91]
- [180] Manoso, C., de Madrid, A.P., Hernandez, R., Dormido, S.: (2000), *Robust stability of GPC: the Influence of Prefiltering and Terminal Equality Constraints*, IFAC Conference Control Systems Design, Bratislava, Slovak Republic, 219-224. [III-95]
- [181] Middleton, R.H., Goodwin, G.C.: *Improved Finite Word Length Characteristics in Digital Control Using Delta Operators*, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-31, No.11, 1986 [VI-1]
- [182] Middleton, R.H., Goodwin, G.C.: *Digital Control and Estimation, A Unified Approach*, Prentice Hall, 1990 [IV-2]
- [183] Istepanian, R.H.S., Whidborne, J.F.: *Digital Controller Implementation and Fragility*, Springer, 2001 [IV-4]
- [184] Preitl Zs.: *Control Algorithms Based on the Delta Model of the Plant, Diploma Thesis*. "Politehnica" University of Timisoara, Romania, June 2002, Supervisors: Assoc. Prof.dr.Ing. Ruth Bars, Budapest University of Technology and Economics, Dept. of Automation and Applied Informatics, Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup, "Politehnica" University of Timisoara, Dept. of Automation and Industrial [IV-6]
- [185] Datta, A.: *Adaptive Internal Model Control*, Springer Verlag, 1998. [IV-13]
- [186] Lunze, J.: *Regelungstechnik - 2*, Springer Verlag, 1997. [IV-15]
- [187] Bars, R., Habermayer, M.: *Investigation of Saturation Effect in Linear one-step-ahead Predictive Control Algorithms*, IFAC Workshop on Control Applications of Optimization, Haifa, 1995, Postprints, pp.41-46. [IV-19]
- [188] Dabney, J.B., Harman, T.L.: *Mastering Simulink 2*, Prentice Hall, 1998 [IV-20]
- [189] Precup, R.-E., Preitl, Zs., Petriu E. M.: *Delta Domain Design of Low Cost Fuzzy Controlled Servosystems* IEEE Symposium on Intelligent Signal Processing, WISP 2007, Alcalá de Henares (Madrid) Spain, October, 3-5, 2007 (Paper RS2-PT3 Section *Modelling, Diagnostics, Control, Uncertainty-Handling*), 2007 [IV-21]
- [190] Preitl, St., R.-E. Precup, R.-E., Preitl, Zs. *Two Degree of Freedom Fuzzy Controllers: Structure and Development*. Proceedings of International Conference "In memoriam John von Neumann", Budapest, (2003), 49-60, ISBN 963 7154 21-3 [IV-22]
- [191] Preitl, St., Precup, R. -E.: *Introducerea in Conducerea Fuzzy a Proceselor*. Editura Tehnica, Bucuresti, 1997 [IV-24]
- [192] Precup, R.-E., Preitl, St.: *Fuzzy Controllers*. Editura Orizonturi [IV-25]

- [193] Galichet, S., Foulloy, L.: *Fuzzy controllers: synthesis and equivalences*, [IV-26]
IEEE Trans. on Fuzzy Systems. Vol. 3, pp. 140-148. 1995
- [194] Precup, R.-E., Preitl, S.: *Development of a Quasi-PI Fuzzy Controller Based* [IV-38]
on the Principle of Minimum Guaranteed Phase Margin. Proc. of 14th
IFAC World Congress, Beijing, 1999, vol. K, pp. 183-188.
- [195] Bühler, H.: *Réglage par logique floue*. Presses Polytechniques et [IV-39]
Universitaires Romandes. Lausanne. 1994.
- [196] Driankov, D., Hellendoorn H., Reinfrank, M.: *An Introduction to Fuzzy* [IV-41]
Control. Springer Verlag. Berlin, Heidelberg. New-York. 1993.
- [197] Tzafestas, S.G., Papanikolopoulos, N.: *Incremental fuzzy expert PID* [IV-42]
control, IEEE Trans. IE. Vol. 37 (1990), pp.365-371.
- [198] Preitl, Zs.: *Controller Development by Algebraic Methods. Analysis and* [IV-48]
Matlab-Simulink Programs. Master thesis, "Politehnica" University of
Timisoara (2003)
- [199] Ma K., Hu, L.: *Stabilization of fuzzy delta operator systems*, Proceedings of [IV-52]
2003 Int. Conf. on Machine Learning and Cybernetics, Xi'an Shi,
China, 2003, vol. 1, pp. 555-560.
- [200] Li, D., Sun, C., Fei, S.: *Stabilizing controller synthesis of delta-operator* [IV-53]
formulated fuzzy dynamic systems, in Proc. 2004 Int. Conf. on Machine
Learning and Cybernetics, Shanghai, China, 2004, vol. 1, pp. 417-422.
- [201] Li, D., Yin, Z., Fei, S.: *Separation principle for delta-operator formulated* [IV-54]
TS fuzzy systems, in Proc. 6th World Congress on Intelligent Control
and Automation, Dalian, China, 2006, pp. 3739-3743.
- [202] Amerongen J. van, Breedveld, P. C.: *Modelling of physical systems for the* [IV-57]
design and control of mechatronic systems, Annual Reviews in Control,
vol. 27, pp 87-117, June 2003.
- [203] * * * : *DR300 Laboratory Setup Speed Control with Variable Load*, [IV-58]
Amira GmbH, Germany
- [204] * * * : *Research Grant of the National University Research Council* [IV-59]
Development of New Fuzzy Controller Structures Based on Sensitivity
Theory. Type A. no. T25/2004-2005, CNCSIS code 189, Director: Prof.
Dr. Ing. Radu-Emil Precup
- [205] Sala, A., Guerra, T. M., Babuška, R.: *Perspectives of fuzzy systems ana* [IV-60]
control, Fuzzy Sets and Systems, vol. 156, pp. 432-444, Dec. 2005.
- [206] Preitl, St., Precup, R.-E., Preitl, Zs.: *Case Studies in Teaching Fuzzy and* [IV-61]
Advanced Control Strategies, Proceedings of CINTI 2007
Computational Intelligence and Informatics Conference, The 8th
International Symposium of Hungarian Researchers, November 15-17,
2007, pp. 455-474

Sinteza asupra lucrarilor proprii

A. Lucrari

Nr Gen..	Bibliografia	Nr. Cap.
[7]	Preitl, Zs.: <i>Improving Disturbance Rejection by Means of a Double Parameterization of the Symmetrical Optimum Method</i> , Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Series Automation and Computers, Politehnica Publishing House, Timișoara, ISSN 1224-600X, vol. 50(64), 2005, pp. 25-34	[I-6],[II-13] [I-7],[II-23]
[17]	Preitl, Zs., Bauer, P., Bokor, J. <i>A Simple Control Solution for Traction Motor Used in Hybrid Vehicles</i> , The 4 th International Symposium on Applied Computational Intelligence, SACI-2007, Timisoara, Romania, 16-18 May, 2007, pp. 157-162	[I-19],[II-84]
[18]	Preitl, Zs., Bauer, P. , Bokor, J <i>Cascade Control Solution for Traction Motor for an Electrical Hybrid Vehicles</i> , Acta Polytechnica Hungarica, Journal of Applied Science at Budapest Tech, Hungary, Volume 4 Issue Number 3 (2007), pp. 75-93 (ISSN 1785-8860)	[I-20]
[25]	Preitl S., Precup. R.-E., Preitl, Zs., Kovacs, L. <i>Development Methods of Fuzzy Controllers with Dynamics for Low order Benchmarks (Electrical Drives)</i> , First International IEEE Symposium „Intelligent Systems”, 10-12 September, 2002, Varna, Bulgaria, Proceedings, Volume II, Invited Session EUNITE, pp.13-18, (IEEE Catalog Nb. 02EX499, ISBN 0-7803-7602-1 © 2003 by the IEEE Inc.	[I-27],[II-20]
[56]	Precup, R.-E., Preitl, Zs., Kilyeni St.: <i>Fuzzy Control Solution for Hydro Turbine Generators</i> , ICCA'05 - The 5th International Conference on Control & Automation, Hungarian Academy of Science, Budapest, Hungary, June 26-29, 2005 Paper ID-ICCA05_220	[I-60],[III-15] [IV-34]
[71]	Preitl, Zs. Bars, R., Haber, R.: <i>An applied GPC Cascade Control Solution for Hydro-Turbines</i> , 13thIFAC Workshop on Control Application of Optimisation, 26 - 28, April, 2006, Paris - Cachan, France, http://www.ens-cachan.fr/cao06	[I-77],[III-26]
[84]	Preitl Zs., Levendovszky, T.: <i>Computer Aided Design of Two-Degree-Of-Freedom (2DF) Controllers</i> , Buletinul Stiintific al Universitatii "Politehnica" din Timisoara, ROMANIA, Seria AUTOMATICA si CALCULATOARE, Vol.48 (62), 2003, ISSN 1224-600X, pp.70-75	[II-70],[IV-35]
[96]	Preitl, St., Preitl, Zs., Precup, R.-E.: <i>Low Cost Fuzzy Controllers for Classes of Second-order Systems</i> , The 15-th IFAC World Congress Control b'02, Barcelona (Spain), Preprints, Editors: E.F. Camacho, L. Basanez, J.A. de la Puente, Pergamon, Elsevier Science Ltd, CD-ROM, paper 416. (www.cimne.upc.es/congress/ifac/Program/Sesion.asp?session=50), 6 pages	[II-18],[IV-29]
[97]	Precup, R.-E., Preitl, St., Preitl, Zs.: <i>On a Takagi-Sugeno Fuzzy Controller with Non-homogenous Dynamics</i> , "Large Scale Systems: Theory and Applications 2002", Editors: F.G. Filip, I. Dumitrache, S. Iliescu, Pergamon Press, ISBN 0-08-043691-9	[II-19],[IV-63]
[98]	Preitl, Zs.: <i>PI and PID Controller Tuning Method for a Class of Systems</i> , SACCS-2001. The 7 th International Symposium on Automatic Control and Computer Science, October 2001, Iasi, Romania (e-format)	[II-21]
[116]	Preitl S., Precup, R.-E., Preitl, Zs.: <i>Development of Conventional and Fuzzy</i>	[[II-49], [IV-

- Controllers and Takagi-Sugeno Fuzzy Models dedicated for Control of Low Order Benchmarks with Time Variable Parameters*, Acta Polytechnica Hungarica, Journal of Applied Science at Budapest Tech, Hungary, Volume 2 Issue Number 1 (2005)pp. 75-93 (ISSN 1785-8860) 43]
- [124] Preitl, S., Precup, R.-E., **Preitl Zs.**: *Sensitivity Analysis of Low Cost Fuzzy Controlled Servo Systems*, Preprints of the 16th IFAC World Congress July 4-8, 2005, Prague, Czech Republic, Electronic format, Paper ID-01794, <http://www.ifac.cz/> [II-53],[IV-31]
- [130] **Preitl, Zs.**, Bars, R.: A Youla-parameterization Approach for Controller Design based on ESO and 2E-SO Methods for Low Order Benchmarks, *Studies in Informatics and Control (ICI Bucharest)*, Sept.2006, Vol. 15, Nb. 3 , pp.279-288 [II-61],[IV-16]
- [137] **Preitl, Zs.**, Bars R.: *Control System Design Aspects Using the Delta Transformation*, Preprints of CAO-2003, *IFAC Workshop on Control Applications of Optimization*, 30 June-2 July 2003, Visegrád, Hungary, pp. 249-254, <http://www.conferences.hu/CAO2003/> IFAC Proceedings, Elsevier, Edited by E. Gyurkovics & R. Bars, 0-08-044074-6,, <http://www1.elsevier.com/homepage/saf/ifac/site/proceed.htm> [II-76],[IV-5]
- [143] **Preitl Zs.**: *Imbunatatirea Comportarii Sistemelor de Reglare automata in Raport cu perturbatia, bazata pe dubla parametrizare in metoda Optimului Simetric*, Chapter 4 in *Regulatoare pentru Servosisteme. Metode de Proiectare (Controllers for Servosystems. Design Methods)* (Editors: Preitl, St., Precup, R.-E.) Editura "Orizonturi Universitare", Timisoara, 2007 [II-95]
- [151] **Preitl Zs.**, Bars, R., Vajk, I., Haber, R.: *Internal Model Representation for Generalized Predictive Control with Constraint Handling*, *IEEE 4th International Conference on Intelligent Systems Design and Application ISDA 2004*, Budapest, Hungary. [III-33]
- [174] **Preitl, Zs.**, Bars, R., Vajk, I., Haber, R.: *Hybrid IMC Dead-Beat Controller Design In Delta Domain*, *IFAC Workshop on Control Systems Design*, 7 - 10 September 2003, Bratislava, Slovak Republic, Electronic format (CD) [III-83], [IV-7]
- [175] **Preitl, Zs.**, Bars, R., Haber, R.: *Internal Model Control Structures Using Delta Domain Representation*, *Control Engineering and Applied Informatics*, Vol.6, no.4. 2004, pp13-20 [III-84],[IV-8]
- [188] Precup, R.-E., **Preitl, Zs.**, Petriu E. M.: *Delta Domain Design of Low Cost Fuzzy Controlled Servosystems* *IEEE Symposium on Intelligent Signal Processing, WISP 2007*, Alcalá de Henares (Madrid) Spain, October, 3-5, 2007 (Paper RS2-PT3 Section *Modelling, Diagnostics, Control, Uncertainty-Hundling*), 2007 [IV-21]
- [189] Preitl, St., R.-E. Precup, R.-E., **Preitl, Zs.** *Two Degree of Freedom Fuzzy Controllers: Structure and Development*. *Proceedings of International Conference "In memoriam John von Neumann"*, Budapest, (2003), 49-60, ISBN 963 7154 21-3 [IV-22]
- [205] Preitl, St., Precup, R.-E., **Preitl, Zs.**: *Case Studies in Teaching Fuzzy and Advanced Control Strategies*, *Proceedings of CINTI 2007 Computational Intelligence and Informatics Conference, The 8th International Symposium of Hungarian Researchers*, November 15-17, 2007, pp. 455-474 [IV-61]

B. Referate de doctorat. Proiect de diploma si dizertatia de master

<i>Nr Gen..</i>	<i>Bibliografia</i>	<i>Nr. Cap.</i>
[81]	<i>Preitl Zs.: Control Structures Development to Improve Disturbance Rejection using PID and 2DOF (RST) Controllers, (in English) 1st PhD Report, sustained at U.P.Timisoara, March 2006, Supervisor: Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup</i>	[I-77],[III-26]
[82]	<i>Preitl, Zs.: Analysis and design of control structures based on Internal Model Control (IMC) in presence of restrictions and disturbances (in English), 2nd PhD Report sustained at U.P.Timisoara, October 2006, Supervisor: Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup</i>	[I-87],[II-72] [III-40],[IV-45]
[83]	<i>Preitl, Zs.: Case Studies on Model Based Control Solutions (in English), 3rd PhD Report sustained at U.P.Timisoara, March 2007, Supervisor: Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup</i>	[I-88],[II-73] [III-41],[IV-46]
[98]	<i>Preitl, Zs.: Metode algebrice de proiectare a reglatoarelor. Analiza si programe MATLAB SIMULINK Master Thesis in Advaced in Control Engineering, Politehnica University of Timisoara, 2003</i>	[II-17],[IV-48]
[183]	<i>Preitl Zs.: Control Algorithms Based on the Delta Model of the Plant, Diploma Thesis, "Politehnica" University of Timisoara, Romania, June 2002, Supervisors: Assoc. Prof.dr.Ing. Ruth Bars, Budapest University of Technology and Economics, Dept. of Automation and Applied Informatics, Prof.dr.Ing. Radu-Emil Precup, "Politehnica" University of Timisoara, Dept. of Automation and Industrial</i>	[IV-6]