

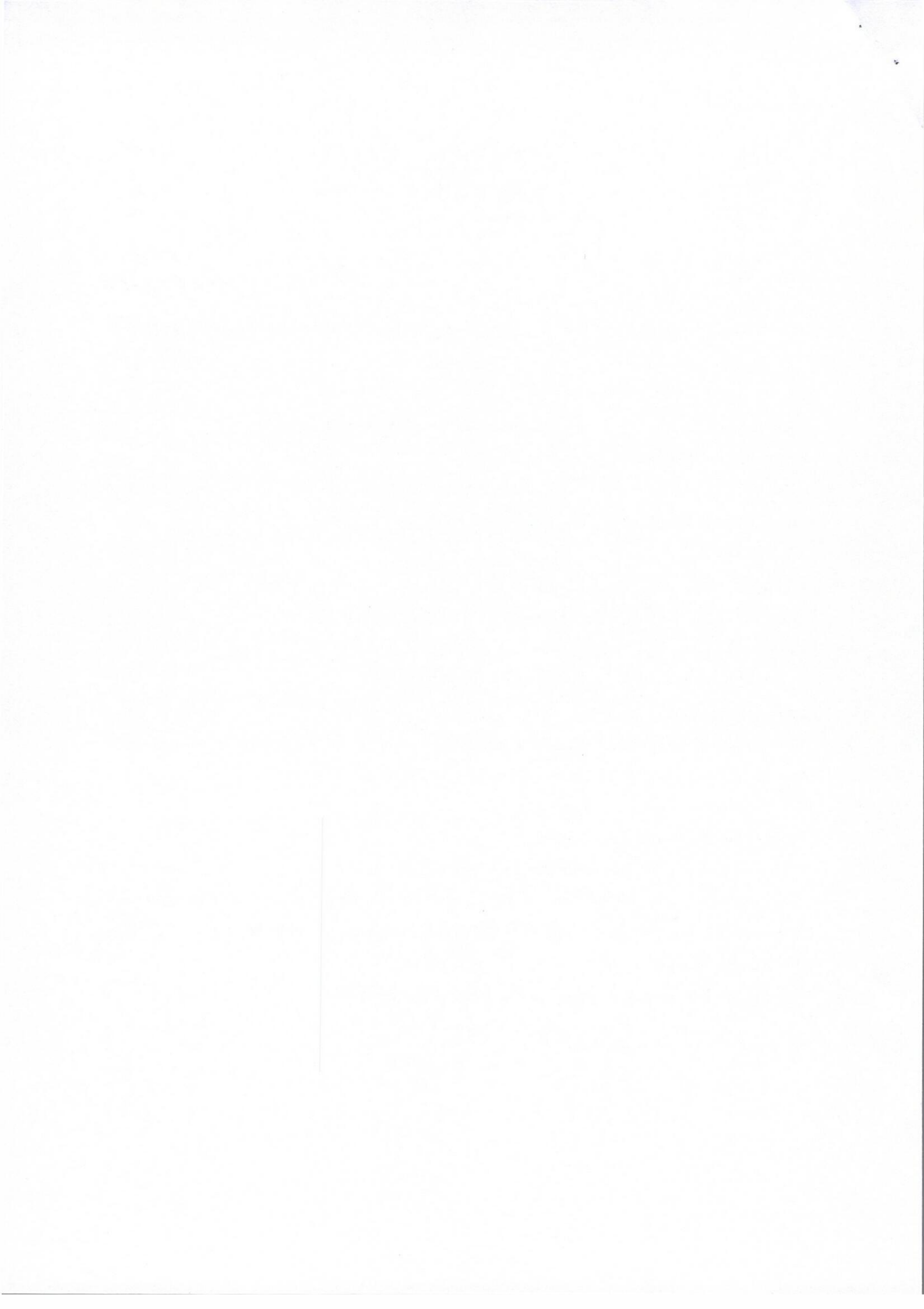
**Formulari- F2****UNIVERSITETI I PRISHTINËS  
"HASAN PRISHTINA"  
UNIVERSITY OF PRISHTINA**

Rr. Xhorxh Bush, Ndërtesa e Rektoratit, 10 000 Prishtinë, Republika e Kosovës  
Tel: +381 38 244 183 • E-mail: rektorati@uni-pr.edu • www.uni-pr.edu

Nr. Prot.: 530  
Datë: 10/04/2026

**RAPORT VLERËSIMI TË DORËSHKRIMIT TË PUNIMIT TE DIPLOMES  
MASTER**

FAKULTETI	Fakulteti i Inxhinierisë Mekanike
Departamenti/ Programi	Mekatronikë
Projektpropozimi	KRAHASIMI I PËRFORMANCËS SË STRATEGJISE SË KONTROLLIT $H_\infty$ DHE MPC NË SISTEME TË KONTROLLIT TË TEMPERATURËS SË AJRIT NË PAJISJE REALE
Kandidati	BSc. Shqiponje Isufi
Mentori	Prof. Asoc. Dr. Xhevahir Bajrami
Aprovimi i projekt propozimit në Këshillin e Fakultetit	Datë: 19.11.2025 Vendimi nr.: 2210
Vlerësimi i dorëshkrimit Në bazë të vendimit nr. 2210 të datës 19.11.2025, të Këshillit të Fakultetit të Inxhinierisë Mekanike në Prishtinë, është formuar komisioni në përbërje: <ol style="list-style-type: none"><li>1. <b>Prof. Dr. Ahmet Shala</b>, kryetar</li><li>2. <b>Prof. Dr. Ramë Likaj</b>, anëtar</li><li>3. <b>Prof. Asoc. Dr. Xhevahir Bajrami</b>, mentor</li></ol> Për vlerësimin e punimit Master me titull " <b>Krahasimi i performancës së strategjise së kontrollit <math>H_\infty</math> dhe MPC në sisteme të kontrollit të temperaturës së ajrit në pajisje reale</b> " të kandidatit <b>Shqiponje Isufi</b> . Pas shqyrtimit të punimit të lartpërmendur, Komisioni jep këtë: <b>R A P O R T</b>	



## Formulari- F2

Punimi Master me titull “**Krahasimi i performancës së strategjise së kontrollit  $H_\infty$  dhe mpc në sisteme të kontrollit të temperaturës së ajrit në pajisje reale**” është strukturuar në kapituj kryesorë dhe është ilustruar me figura, grafe dhe tabela të nevojshme.

**Kapitulli i parë** trajton rëndësinë e sistemeve të kontrollit të temperaturës së ajrit në aplikime industriale dhe laboratorike. Theksohet roli i kontrollit me qark të mbyllur në ruajtjen e stabilitetit dhe saktësisë së temperaturës. Gjithashtu prezantohet problematika e sistemeve reale si vonesat kohore, pasiguritë dhe kufizimet fizike duke krijuar bazën për përdorimin e strategjive të avancuara të kontrollit.

**Kapitulli i dytë** paraqitet gjendja aktuale e zhvillimeve në fushën e kontrollit të temperaturës së ajrit. Analizohen metodat klasike si PID dhe kufizimet e tyre si dhe strategjitë moderne si MPC dhe kontrolli  $H_\infty$ . Po ashtu trajtohen aplikimet në sistemet HVAC, ndërtesat inteligjente dhe proceset industriale duke theksuar rëndësinë e efikasitetit energjetik dhe qëndrueshmërisë.

**Kapitulli i tretë** fokusohet në modelimin matematik të sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit. Paraqitet modeli i kanalit të ajrimit, modeli termik i elementit ngrohës dhe procesi i identifikimit të sistemit nga të dhënat eksperimentale. Gjithashtu zhvillohet modeli në hapësirën e gjendjes dhe bëhet verifikimi i tij. Ky kapitull krijon bazën teorike për implementimin e kontrollorëve MPC dhe  $H_\infty$ .

**Kapitulli i katërt** trajtohen strategjitë e kontrollit të aplikuara. Fillimisht paraqitet kontrolli MPC duke përshkruar parimin e funksionimit modelin e përdorur dhe implementimin në MATLAB. Më pas trajtohet kontrolli  $H_\infty$  duke analizuar formulimin e tij dhe projektimin e kontrolluesit. Në fund bëhet krahasimi ndërmjet metodave duke analizuar performancën dinamike, stabilitetin dhe aftësinë për refuzimin e shqetësimeve.

**Kapitulli i pestë** përshkruan pajisjen laboratorike të përdorur në eksperiment. Paraqiten komponentët kryesorë si kontrolluesi digjital, sistemi i kanalit të ajrimit, sensorët e temperaturës dhe aktuatorët. Gjithashtu shpjegohet konfigurimi dhe mënyra e funksionimit të sistemit real duke krijuar lidhjen ndërmjet modelimit teorik dhe implementimit praktik.

**Kapitulli i gjashtë** paraqiten rezultatet e simulimeve dhe analiza e sistemit të kontrollit. Krahasohet performanca e kontrolluesve në kushte të ndryshme duke analizuar ndikimin e

## Formulari- F2

parametrave si fitimi dhe konstanta kohore. Vlerësohet qëndrueshmëria dhe robustesia e sistemit ndaj pasigurive, duke evidentuar dallimet ndërmjet strategjive MPC dhe  $H_\infty$ .

**Kapitulli i shtatë** përqendrohet në rezultatet eksperimentale të realizuara në pajisjen reale laboratorike. Përshkruhet procedura e eksperimentit dhe analizohen përgjigjet e temperaturës të marra nga sensorët. Krahasohen rezultatet praktike me ato teorike dhe evidentohet sjellja e sistemit në kushte reale.


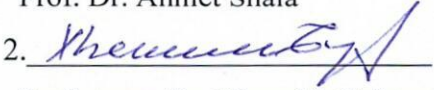
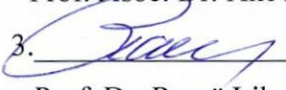
**Kapitulli i tetë** trajtohen aplikimet praktike dhe diskutohet rëndësia e rezultateve të arritura. Analizohen avantazhet dhe kufizimet e metodave MPC dhe  $H_\infty$  në aplikime reale duke u fokusuar në performancën, stabilitetin dhe efikasitetin energjetik të sistemit.

### P Ë R F U N D I M

Në bazë të të dhënave të përshkruara më lart, Komisioni për Vlerësimin e punimit Master konsideron se punimi është hartuar në nivel të duhur, i pasqyruar me figura, diagrame dhe tabela të nevojshme. Prandaj, komisioni i propozon Fakultetit të Inxhinierisë Mekanike në Prishtinë, që punimin Master me titull "**Krahasimi i performancës së strategjise së kontrollit  $H_\infty$  dhe MPC në sisteme të kontrollit të temperaturës së ajrit në pajisje reale**" të kandidatës **Shqiponje Isufi**, ta aprovojë si punim për Master dhe ta japë në diskutim publik.

Prishtinë,

Komisioni:

1.   
Prof. Dr. Ahmet Shala – kryetar
2.   
Prof. Assoc. Dr. Xhevahir Bajrami – mentor
3.   
Prof. Dr. Ramë Likaj – anëtar

**UNIVERSITETI I PRISHTINËS “HASAN PRISHTINA”**

**FAKULTETI I INXHINIERISË MEKANIKE**

**DEPARTAMENTI MEKATRONIKË**



**PUNIM DIPLOME - MASTER**

**TEMA: KRAHASIMI I PËRFORMANCËS SË STRATEGJISE SË KONTROLLIT  $H_{\infty}$  DHE MPC NË SISTEME TË KONTROLLIT TË TEMPERATURËS SË AJRIT NË PAJISJE REALE**

Studenti:

BSc. Shqiponje ISUFI

Mentori:

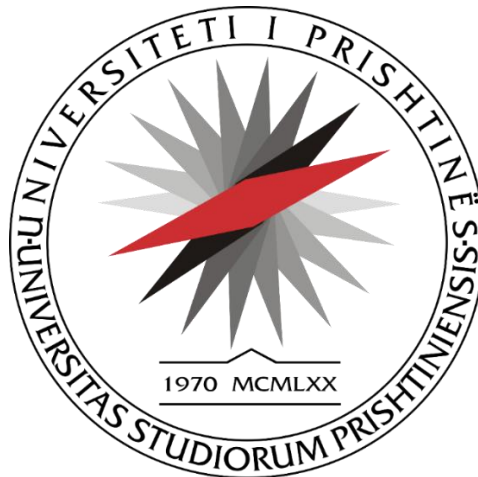
Prof. Asoc. Dr. Xhevahir Bajrami

Prishtinë, 2026

**UNIVERSITETI I PRISHTINËS “HASAN PRISHTINA”**

**FAKULTETI I INXHINIERISË MEKANIKE**

**DEPARTAMENTI MEKATRONIKË**



**PUNIM DIPLOME MASTER**

**TEMA: KRAHASIMI I PËRFORMANCËS SË STRATEGJISE SË KONTROLLIT  $H_{\infty}$  DHE MPC NË SISTEME TË KONTROLLIT TË TEMPERATURËS SË AJRIT NË PAJISJE REALE**

Studenti:

BSc. Shqiponje ISUFI

Komisioni:

Prof. Dr. Ahmet SHALA

Prof. Dr. Ramë LIKAJ

Prof. Asoc. Dr. Xhevahir BAJRAMI

Prishtinë, 2026

## PËRMBAJTJA

PËRMBAJTJA .....	1
LISTA E FIGURAVE .....	4
LISTA E TABELAVE .....	6
LISTA E SHKURTESAVE .....	7
ABSTRAKTI .....	9
ABSTRACT .....	10
QËLLIMI I HULUMTIMIT .....	11
PYETJET E HULUMTIMIT .....	12
HIPOTEZAT E HULUMTIMIT .....	12
SHQYRTIMI I LITERATURËS .....	13
1. HYRJE .....	19
2. STATE OF THE ART .....	20
2.1. Kontrolli klasik i temperaturës së ajrit dhe kufizimet e tij .....	20
2.2. Model Predictive Control (MPC) në sistemet termike .....	21
2.3. Kontrolli $H-\infty$ në sisteme reale .....	21
2.4. Efikasiteti energjetik dhe qëndrueshmëria në sistemet termike .....	22
2.5. Aplikimet në ndërtesa inteligjente dhe Industri 4.0 .....	22
3. MODELIMI MATEMATIK I SISTEMIT TË KONTROLLIT TË TEMPERATURË SË AJRIT .....	23
3.1. Modeli matematikor i sistemit të kanalit të ajrimit .....	24
3.2. Modeli termik i elementit ngrohës dhe i ajrit .....	26
3.2.1. Balanca energjetike e elementit ngrohës .....	26
3.2.2. Modelimi i shkëmbimit të nxehtësisë drejt ajrit .....	27
3.2.3. Funkzioni transmetues i elementit ngrohës .....	27
3.3. Identifikimi i modelit nga të dhënat eksperimentale .....	28
3.3.1. Përgjigja shkallë dhe nxjerrja e parametrave të modelit .....	29
3.3.2. Modelimi diskret për përdorim në MPC .....	30
3.3.3. Rëndësia e identifikimit për krahasimin MPC dhe $H-\infty$ .....	31
3.4. Modeli në hapësirën e gjendjes dhe verifikimi i modelit .....	31
3.4.1. Përfaqësimi i modelit në hapësirën e gjendjes .....	31
3.4.2. Verifikimi i modelit të identifikuar .....	33
3.5. Modeli matematik i sistemit .....	34
3.5.1. Formulimi i përgjithshëm i bilancit termik .....	35
3.5.2. Modelimi i humbjeve termike .....	35

3.5.3.	Normalizimi dhe forma standarde e ekuacionit diferencial .....	35
3.5.4.	Funksioni transmetues pa vonesë .....	36
3.5.5.	Përfshirja e vonesës kohore (modeli PT1T) .....	36
3.5.6.	Përfaqësimi në hapësirën e gjendjes .....	38
3.5.7.	Diskretizimi i modelit për zbatim numerik .....	38
3.6.	Koha e përgjigjes dhe stabiliteti .....	39
3.6.1.	Përgjigja shkallë dhe treguesit kryesorë të performancës .....	39
3.6.2.	Polet, stabiliteti dhe interpretimi fizik .....	40
3.6.3.	Stabiliteti në qark të mbyllur dhe margjinat e stabilitetit .....	41
3.6.4.	Rëndësia e analizës për MPC dhe $H_\infty$ .....	41
4.	STRATEGJITË E KONTROLLIT TË APLIKUARA .....	41
4.1.	Kontrolli MPC, parimet dhe projektimi .....	42
4.1.1.	Modeli matematikor i sistemit për zbatimin e MPC .....	42
4.1.2.	Parimi i funksionimit të MPC .....	44
4.1.3.	Zbatimi i MPC në sistemin e kanalit të ajrimit .....	45
4.1.4.	Analiza krahasuese pa MPC dhe me MPC .....	45
4.2.	Kontrolli $H_\infty$ , parimet dhe projektimi .....	46
4.2.1.	Modeli i sistemit për projektimin e kontrollit $H_\infty$ .....	46
4.2.2.	Formulimi $H_\infty$ dhe funksionet e ndjeshmërisë .....	47
4.2.3.	Zgjedhja e funksioneve të rëndësishme .....	47
4.2.4.	Simulimi “pa $H_\infty$ ” (benchmark me PID) .....	47
4.2.5.	Projektimi i kontrolluesit $H_\infty$ dhe simulimi “me $H_\infty$ ” .....	48
4.2.6.	Krahasimi pa $H_\infty$ dhe me $H_\infty$ .....	49
4.3.	Krahasimi MPC dhe $H_\infty$ .....	50
4.4.	Struktura e Kontrollit SISO dhe MIMO .....	52
4.4.1.	Kontrolli SISO (Single Input Single Output) .....	52
4.4.2.	Kontrolli MIMO (Multiple Input Multiple Output) .....	54
4.4.3.	Analiza e detajuar e çdo kanali .....	55
4.4.4.	Përshkrimi matematik i plotë i sistemit MIMO .....	58
4.4.5.	Ndërveprimet (Interactions) në Sistemin MIMO .....	59
4.4.6.	Modeli i Reduktuar për Dizajn $H_\infty$ MIMO .....	60
4.4.7.	Sistemi i zgjeruar për rastin MIMO .....	61
5.	PAJISJA LABORATORIKE .....	61
5.1.	Pajisja CO3620-2A .....	62
5.1.1.	Përshkrimi i elementeve të paisjes (CO3620-2A) .....	62

5.2.	Pajisja CO3620-2C.....	64
5.2.1.	Përshkrimi i elementeve të paisjes (CO3620-2C).....	65
5.3.	Sensorët e temperaturës dhe aktuatorët.....	66
5.4.	Aktivizimi dhe konfigurimi i pajisjeve për sistemin e kontrolluar të temperaturës.....	67
6.	REZULTATET DHE ANALIZA E SISTEMIT TË KONTROLLIT .....	68
6.1.	Krahasimi i performancës së kontrolluesit $H-\infty$ dhe rregullatorit PID .....	68
6.2.	Analiza e robustesisë ndaj ndryshimeve të fitimit $K$ .....	69
6.3.	Analiza e robustesisë ndaj ndryshimeve të konstantës kohore $\tau$ .....	69
6.4.	Analiza e rasteve ekstreme të pasigurive ( $K$ dhe $\tau$ ) .....	70
7.	REZULTATET EKSPERIMENTALE ( <i>PID NË PAJISJE REALE</i> ).....	70
7.1.	Përgatitja për eksperimentin.....	71
7.2.	Eksperimenti.....	72
7.3.	Rregullojmë pajisjen me parametrat e mëposhtëm .....	72
7.4.	Analiza e përgjigjes së temperaturës dhe krahasimi PID – $H-\infty$ .....	76
8.	APLIKIMET PRAKTIKE DHE DISKUTIMI I REZULTATEVE .....	77
8.1.	Diskutimi i rezultateve .....	77
8.2.	Aplikimet praktike të strategjive MPC dhe $H-\infty$ .....	78
8.3.	Avantazhet dhe kufizimet e metodave të analizuara .....	78
9.	PËRFUNDIM .....	80
10.	REFERENCAT.....	81
11.	APPENDIX.....	83
11.1.	APPENDIX A Krahasimi i rezultateve pa MPC dhe me MPC.....	83
11.2.	APPENDIX B Krahasimi i përgjigjes së kontrolluesit $H\infty$ dhe rregullatori PID .....	85
11.3.	APPENDIX C Krahasimi i performancës së kontrolluesve MPC dhe $H\infty$ .....	88
11.4.	APPENDIX D kodi MATLAB për dizajnimin e kontrolluesit $H-\infty$ .....	92
11.5.	APPENDIX E Identifikimi FOPDT .....	95
11.6.	APPENDIX F Simulimi dhe krahasimi $H\infty$ vs PID.....	100
11.7.	APPENDIX G Kodi MATLAB për ndërtimin e modelit MIMO .....	104

## LISTA E FIGURAVE

Figura 2.1 Sistemi klasik me qark të mbyllur [1].....	20
Figura 2.2 Struktura bazë e MCP [2]. ....	21
Figura 2.3 Struktura bazë e kontrollit robust $H^\infty$ [3]. ....	22
Figura 2.4 Arkitektura e një sistemi HVAC me fokus në efikasitetin energjetik [4].....	22
Figura 3.1 Ndryshimi i presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit të ajrimit. .....	24
Figura 3.2 Krahasimi i rrjedhës së masës dhe prurjes vëllimore në hyrje dhe dalje të kanalit. ....	25
Figura 3.3 Paraqitje e kombinuar e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë përgjatë kanalit të ajrimit. ....	26
Figura 3.4 Përgjigja shkallë e modelit të elementit ngrohës (modeli PT1).....	28
Figura 3.5 Përgjigja shkallë e sistemit termik me vonesë kohore (modeli PT1T). ....	28
Figura 3.6 Ndikimi i konstantes kohore në përgjigjen dinamike të modelit termik.....	28
Figura 3.7 Përgjigja shkallë e sistemit real të kontrollit të temperaturës së ajrit. ....	30
Figura 3.8 Gabimi ndërmjet daljes reale dhe daljes së modelit të identifikuar. ....	31
Figura 3.9 Krahasimi i të dhënave eksperimentale me modelin e identifikuar PT1T.....	32
Figura 3.10 Dalja e modelit të sistemit në hapësirën e gjendjes për një sinjal hyrës shkallë.....	33
Figura 3.11 Krahasimi i daljes së sistemit real me daljen e modelit në hapësirën e gjendjes.....	34
Figura 3.12 Gabimi i verifikimit ndërmjet sistemit real dhe modelit në hapësirën e gjendjes. ....	34
Figura 3.13 Përgjigja shkallë e modelit PT1T të sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit. ...	37
Figura 3.14 Krahasimi i modelit PT1 dhe PT1T: ndikimi i vonesës kohore në përgjigjen dinamike. ....	37
Figura 3.15 Simulimi i modelit state-space të diskretizuar për zbatim në MPC.- thuhet modeli në hapësirën e gjendjes .....	39
Figura 4.1 Skema e kontrollit MPC për sistemin termik të kanalit të ajrit .....	43
Figura 4.2 Karakteristikat e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit pa përdorimin e MPC.....	43
Figura 4.3 Parimi i Kontrollit Parashikues me Model (MPC) .....	44
Figura 4.4 Karakteristikat e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit me përdorimin e MPC.....	45
Figura 4.5 Krahasimi i karakteristikave të presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit pa MPC dhe me MPC.....	46
Figura 4.6 Përgjigja e temperaturës së ajrit me rregullator PID (testim në pajisje reale laboratorike) .....	48
Figura 4.7 Temperatura në kohë me kontrollues $H^\infty$ .....	49
Figura 4.8 Krahasimi i temperaturës në kohë me dhe pa kontrollues $H^\infty$ .....	50
Figura 4.9 Krahasimi i temperaturës në kohë me MPC dhe me kontrollues $H^\infty$ .....	51
Figura 4.10 Identifikimi i parametrave FOPDT për 3 sensorët.....	53
Figura 4.11 Përgjigjet dinamike të sistemit MIMO ndaj hyrjeve në ngrohës dhe ventilator.....	57
Figura 4.12 Krahasimi i kontrolluesit para dhe pas reduktimit.....	60
Figura 4.13 Pësia e gabimit dhe kontrollit .....	61
Figura 5.1 Pajisja CO3620-2A [24]. ....	63
Figura 5.2 Pajisja CO3620-2C [25].....	65

Figura 6.1 Krahasimi i performancës së kontrolluesi $H_\infty$ dhe rregullatori klasik PID.....	68
Figura 6.2 Ndikimi i variacioneve të fitimit $K$ në përgjigjen e sistemit.....	69
Figura 6.3 Ndikimi i variacioneve të konstantës kohore $\tau$ në sjelljen e sistemit.....	70
Figura 6.4 Performanca e sistemit në kushte ekstreme me pasiguri në $K$ dhe $\tau$ .....	70
Figura 7.1 Modeli eksperimental për matjen e temperaturës në kanalin rrjedhës.....	71
Figura 7.2 Moduli i kanalit të rrjedhjes së ajrit me CO3620-2A Digital Universal Controller. ...	72
Figura 7.3 Pajisja matëse dhe kontrolleri në laboratorin e Mekatronikës në FIM gjatë testimeve reale. ....	74
Figura 7.4 Përgjigja e temperaturës e matur nga sensori 1 .....	75
Figura 7.5 Përgjigja e temperaturës e matur nga sensori 2 .....	75
Figura 7.6 Përgjigja e temperaturës së ajrit në pajisjen reale me rregullatorin PID .....	76
Figura 7.7 Krahasimi i përgjigjes së temperaturës për kontrolluesit $H_\infty$ dhe rregullatorit PID (setpoint = 65°C).....	77
Figura 8.1 Paraqitje e integruar e sistemit fizik, modelit të rendit të parë me vonësë kohore dhe kontrollit $H_\infty$ me rezultate eksperimentale. ....	79

## LISTA E TABELAVE

Tabela 4.1 Rregullat e optimizimit sipas metodës CHR për sistemet me vetë rregullim .....	51
Tabela 4.2 Parametra e identifikur te modelit FOPDT .....	53
Tabela 4.3 Avantazhet dhe kufizimet e qasjes SISO .....	54
Tabela 4.4 Parametrat e modelit FOPDT për secilin kanal të sistemit MIMO.....	58
Tabela 7.1 Të dhënat për manipulimin e sistemit [23] .....	73
Tabela 7.2 Vendosja e parametrave me rastin e testimit [23].....	74

## LISTA E SHKURTESAVE

$H_{\infty}$	:Kontrolli H-infinity (kontroll robust)
MPC	:Model Predictive Control (kontroll parashikues i bazuar në model)
PID	: Proportional-Integral-Derivative
HVAC	: Ngrohje, ventilim dhe ajër i kondicionuar
LTI	: Linear Time-Invariant (sistem linear me parametra të pandryshueshëm në kohë)
SISO	: Sistem me një hyrje dhe një dalje
MIMO	: Sistem me shumë hyrje dhe shumë dalje
DoF	: Degrees of Freedom - Sisteme me shumë shall liri
ADC	: Analog to Digital Converter - Konvertues analog–digjital
DAC	: Digital to Analog Converter - Konvertues digjital–analog
PWM	: Pulse Width Modulation - Modulim i gjerësisë së impulsit
CPU	: Central Processing Unit - Njësia qendrore e përpunimit
RT	: Real Time (kohë reale)
$u(t)$	: Sinjali i kontrollit
$y(t)$	: Dalja e sistemit
$x(t)$	: Gjendja e sistemit
$T_{ref}$	: Temperatura referente
$T_{air}$	: Temperatura e ajrit

## ***Falënderim***

*Ky punim përfaqëson përmbylljen e një etape të rëndësishme në rrugëtimin tim akademik dhe profesional. Fillimisht shpreh falënderimin tim të singertë ndaj Zotit për shëndetin, forcën dhe mundësitë që më janë dhënë për të arritur këtë sukses.*

*Një mirënjohje e veçantë i dedikohet familjes sime e cila ka qenë mbështetja ime më e madhe gjatë gjithë kësaj periudhe. Të cilët më kanë qëndruar pranë me përkrahje të vazhdueshme duke më inkurajuar dhe motivuar në çdo hap të këtij rrugëtimi.*

*Gjithashtu falënderoj profesorët e mi për përkushtimin, udhëzimet dhe njohuritë e vlefshme që kanë ndarë me mua gjatë studimeve. Kontributi i tyre ka qenë thelbësor në formimin tim akademik dhe në realizimin e këtij punimi.*

*Kjo arritje është rezultat i përkushtimit, punës së vazhdueshme dhe dëshirës sime për të arritur më të mirën.*

## ABSTRAKTI

Kontrolli i temperaturës së ajrit përfaqëson një nga problemet më të rëndësishme dhe më të përhapura në fushën e inxhinierisë së kontrollit për shkak të aplikimeve të shumta në sistemet HVAC, proceset industriale, laboratorët kërkimorë dhe pajisjet elektronike. Në veçanti kontrolli i temperaturës në pajisje reale paraqet sfida të konsiderueshme për shkak të pasigurive të modelit, vonesave dinamike, shqetësimeve të jashtme dhe kufizimeve fizike të aktuatorëve dhe sensorëve.

Qëllimi i këtij punimi është analiza dhe krahasimi i performancës së dy strategjive të avancuara të kontrollit përkatësisht kontrolli  $H-\infty$  (*H-infinity*) dhe Model Predictive Control (*MPC*) të aplikuar në një sistem real laboratorik për kontrollin e temperaturës së ajrit. Pajisja eksperimentale e përdorur përbëhet nga një kanal ajri me ventilator, element ngrohës elektrik, sensorë temperature të shpërndarë përgjatë kanalit dhe një njësi kontrolli digjitale e cila lejon implementimin e algoritmeve të ndryshme të kontrollit në kohë reale.

Në kuadër të këtij punimi fillimisht realizohet modelimi matematik i sistemit termik të pajisjes duke marrë parasysh dinamikën e transferimit të nxehtësisë dhe rrjedhës së ajrit. Më pas projektohen kontrollorët  $H-\infty$  dhe MPC duke u fokusuar në përmbushjen e kërkesave për stabilitet, qëndrueshmëri dhe saktësi në ndjekjen e referencës së temperaturës. Performanca e secilës strategji vlerësohet përmes testeve eksperimentale dhe analizës së treguesve kryesorë si reagimi në kohë, refuzimi i shqetësimeve, tejkalimi maksimal dhe konsumi i energjisë.

Rezultatet e fituara tregojnë se kontrolli  $H-\infty$  siguron një nivel të lartë qëndrueshmërie ndaj pasigurive të modelit dhe ndryshimeve të kushteve operative ndërsa kontrolli MPC ofron performancë më të mirë në prani të kufizimeve fizike dhe mundëson optimizim më efikas të sjelljes dinamike të sistemit. Krahasimi i këtyre dy strategjive ofron një bazë të qartë për zgjedhjen e metodës së përshtatshme të kontrollit në aplikime reale të kontrollit të temperaturës së ajrit.

## ABSTRACT

Air temperature control is one of the most important and widely studied problems in control engineering due to its extensive applications in HVAC systems, industrial processes, research laboratories, and electronic devices. In particular, temperature control in real systems presents significant challenges arising from model uncertainties, dynamic delays, external disturbances, and physical limitations of actuators and sensors.

The objective of this master's thesis is to analyze and compare the performance of two advanced control strategies, namely  $H-\infty$  (H-infinity) control and Model Predictive Control (MPC), applied to a real laboratory-scale air temperature control system. The experimental setup consists of an air duct equipped with a fan, an electric heating element, distributed temperature sensors, and a digital control unit that enables real-time implementation of different control algorithms.

Within this work, a mathematical model of the thermal system is first developed, taking into account heat transfer dynamics and airflow behavior. Subsequently,  $H-\infty$  and MPC controllers are designed with a focus on meeting stability, robustness, and reference-tracking requirements. The performance of each strategy is evaluated through experimental tests and analysis of key performance indicators such as time response, disturbance rejection, overshoot, and energy consumption.

The obtained results demonstrate that  $H-\infty$  control provides strong robustness against model uncertainties and operational variations, while MPC achieves superior performance in handling physical constraints and optimizing system dynamics. The comparative analysis provides valuable insights for selecting appropriate control strategies in real air temperature control applications.

## QËLLIMI I HULUMTIMIT

Qëllimi kryesor i këtij punimi është analizimi dhe krahasimi i performancës së dy strategjive të avancuara të kontrollit përkatësisht MPC (*Model Predictive Control*) dhe kontrollit  $H-\infty$  në rregullimin e temperaturës së ajrit në një sistem me qark të mbyllur. Studimi synon të vlerësojë aftësinë e këtyre dy metodave për të siguruar stabilitet, ndjekje të saktë të referencës, refuzim efektiv të shqetësimeve dhe qëndrueshmëri ndaj pasigurive të modelit.

Në kuadër të këtij hulumtimi zhvillohet modeli matematik i sistemit termik dhe realizohen simulime numerike në MATLAB për të analizuar sjelljen dinamike të sistemit nën veprimin e kontrollit MPC dhe  $H-\infty$ . Përmes këtyre simulimeve synohet të evidentohet ndikimi i secilës strategji në parametrat kryesorë të performancës si koha e vendosjes, tejkalimi maksimal, gabimi në regjim të qëndrueshëm dhe përballimi i kufizimeve fizike të aktuatorëve.

Rregullatori PID i implementuar në pajisjen reale laboratorike përdoret si pikë referimi praktike për të krahasuar rezultatet eksperimentale me ato të përfutuara nga strategjitë e avancuara në mjedis simulimi. Në këtë mënyrë krijohet një lidhje ndërmjet analizës teorike dhe verifikimit praktik të sjelljes së sistemit.

Përmes këtij krahasimi synohet të përcaktohet se cila nga strategjitë MPC apo  $H-\infty$  ofron performancë më të lartë në aspektin e saktësisë, stabilitetit dhe qëndrueshmërisë në kontrollin e temperaturës së ajrit. Gjithashtu studimi ka për qëllim të kontribuojë në kuptimin e avantazheve dhe kufizimeve relative të secilës metodë duke ofruar një bazë të argumentuar për zgjedhjen e strategjisë më të përshtatshme në aplikime reale industriale dhe laboratorike.

Në aspektin praktik rezultatet e këtij punimi mund të shërbejnë si referencë për projektimin dhe optimizimin e sistemeve të kontrollit të temperaturës në aplikime ku kërkohet performancë e lartë dinamike, funksionim i qëndrueshëm dhe menaxhim efikas i energjisë.

## PYETJET E HULUMTIMIT

1. Si mund të modelohet matematikisht një sistem i kontrollit të temperaturës së ajrit në mënyrë që të mundësohet analizimi dhe krahasimi i strategjive MPC dhe  $H-\infty$ ?
2. Cilat janë dallimet teorike dhe funksionale ndërmjet kontrollit  $H-\infty$  dhe MPC (*Model Predictive Control*) në sistemet termike me qark të mbyllur?
3. Si ndryshon performanca dinamike e sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit kur zbatohet strategjia MPC krahasuar me kontrollin  $H-\infty$ ?
4. Cila nga strategjitë MPC ose  $H-\infty$  ofron performancë më të mirë në aspektin e ndjekjes së referencës, kohës së vendosjes, tejkalimit maksimal dhe stabilitetit?
5. Si ndikon qëndrueshmëria ndaj pasigurive dhe shqetësimeve të jashtme në dallimin ndërmjet kontrollit  $H-\infty$  dhe MPC?
6. Në çfarë mase rezultatet e simulimeve numerike përputhen me sjelljen reale të sistemit të kontrolluar në pajisjen laboratorike?
7. Si krahasohen rezultatet e strategjive MPC dhe  $H-\infty$  me rregullatorin klasik PID të implementuar në pajisjen reale?
8. Cila strategji rezulton më e përshtatshme për aplikime reale në sistemet e kontrollit të temperaturës së ajrit?

## HIPOTEZAT E HULUMTIMIT

H1: Strategjia MPC ofron performancë më të mirë në ndjekjen e referencës dhe në trajtimin e kufizimeve të sistemit krahasuar me metodat klasike të kontrollit.

H2: Kontrolli  $H-\infty$  siguron qëndrueshmëri më të lartë ndaj pasigurive të modelit dhe shqetësimeve të jashtme krahasuar me MPC.

H3: Modeli matematik i zhvilluar dhe simulimet numerike përfaqësojnë me saktësi të pranueshme sjelljen reale të sistemit laboratorik.

H4: Zgjedhja e strategjisë optimale të kontrollit varet nga kërkesat specifike të sistemit, si saktësia, robustesia dhe kufizimet fizike.

## SHQYRTIMI I LITERATURËS

Kontrolli i temperaturës së ajrit në sistemet termike përbën një nga problemet më të rëndësishme dhe më të trajtuara në fushën e inxhinierisë së kontrollit. Ky problem është i pranishëm në një gamë të gjerë aplikimesh duke përfshirë sistemet HVAC, proceset industriale të prodhimit, laboratorët eksperimentalë dhe sistemet e shpërndarjes së energjisë. Qëllimi kryesor i këtyre sistemeve është të sigurojnë që temperatura e procesit të mbahet sa më afër vlerës së dëshiruar edhe në prani të shqetësimeve të jashtme ndryshimeve të parametrave të sistemit dhe pasigurive në modelim. Literatura klasike dhe moderne e kontrollit automatik thekson se përdorimi i mekanizmit të feedback-ut është thelbësor për arritjen e stabilitetit dhe përmirësimin e performancës së sistemit. Sipas Dorf dhe Bishop (2011) sistemi me qark të mbyllur mundëson korrigjimin e vazhdueshëm të gabimeve duke krahasuar daljen reale me sinjalin referues ndërsa Ogata (2022) thekson se projektimi i kontrollorëve duhet të realizohet në mënyrë të tillë që të arrihet një kompromis optimal ndërmjet stabilitetit dhe performancës dinamike.

Në një sistem tipik të kontrollit të temperaturës së ajrit, temperatura aktuale matet përmes sensorëve dhe krahasohet me temperaturën referente të vendosur nga përdoruesi ose nga sistemi i kontrollit. Diferenca ndërmjet këtyre dy madhësive përfaqëson gabimin e kontrollit i cili përpunohet nga kontrollori për të gjeneruar një sinjal komandues. Ky sinjal përdoret për të vepruar mbi aktuatorët si elementët ngrohës dhe ventilatorët me qëllim që temperatura të afrohet sa më shumë me vlerën e dëshiruar. Ky mekanizëm përbën bazën e kontrollit me feedback dhe është trajtuar gjerësisht në literaturë (Nise, 2020; Seborg et al., 2017). Autorët theksojnë se feedback-u jo vetëm që redukton gabimin në gjendje të qëndrueshme por gjithashtu përmirëson qëndrueshmërinë e sistemit ndaj shqetësimeve dhe ndryshimeve të parametrave.

Një nga karakteristikat kryesore të sistemeve termike është inercia e lartë termike e cila ndikon drejtpërdrejt në sjelljen dinamike të sistemit. Për shkak të proceseve fizike të transferimit të nxehtësisë sistemi reagon relativisht ngadalë ndaj ndryshimeve në sinjalin e kontrollit. Incropera dhe DeWitt (1996) theksojnë se transferimi i nxehtësisë përmes konduksionit, konveksionit dhe rrezatimit varet nga shumë faktorë fizikë dhe shpesh paraqet sjellje jo-lineare. Nellis dhe Klein (2012) shtojnë se rrjedha e ajrit, shpejtësia e ventilimit dhe karakteristikat e kanalit ndikojnë në shpërndarjen e nxehtësisë dhe në performancën e sistemit. Kjo e bën kontrollin e temperaturës një problem kompleks që kërkon metoda të avancuara për analizë dhe projektim.

Një tjetër aspekt shumë i rëndësishëm në analizën dhe projektimin e sistemeve të kontrollit të temperaturës është prania e vonesës kohore në sistemet termike. Vonesa kohore përfaqëson intervalin kohor ndërmjet aplikimit të një sinjali kontrolli dhe shfaqjes së efektit të tij në daljen e sistemit. Në rastin e sistemeve termike kjo vonesë është kryesisht rezultat i proceseve fizike të transferimit të nxehtësisë të cilat kërkojnë kohë për t'u zhvilluar dhe për t'u përhapur përgjatë mediumit. Konkretisht nxehtësia e gjeneruar nga elementi ngrohës nuk transmetohet menjëherë në të gjithë sistemin por përhapet gradualisht përmes konduksionit dhe konveksionit duke krijuar një vonesë të natyrshme në përgjigjen e temperaturës. Përveç kësaj koha e reagimit të

komponentëve të sistemit si sensorët dhe aktuatorët kontribuon gjithashtu në rritjen e kësaj vonese duke e bërë sjelljen dinamike të sistemit më komplekse dhe më sfiduese për t'u kontrolluar.

Sipas McLean (1990) vonesa kohore konsiderohet si një nga faktorët më kritikë në stabilitetin e sistemeve të kontrollit pasi ajo mund të çojë në degradim të performancës dhe në shfaqjen e luhatjeve të padëshiruara në dalje. Nëse kjo vonesë nuk merret parasysh gjatë projektimit të kontrollorit sistemi mund të reagojë me tejkalime të mëdha, oscilime të vazhdueshme apo edhe të bëhet i paqëndrueshëm. Në mënyrë të ngjashme, Seborg et al. (2017) theksojnë se përfshirja e vonesës kohore në modelin matematik të sistemit është thelbësore për të arritur një përshkrim realist të sjelljes së tij dhe për të projektuar kontrollorë që mund të kompensojnë efektet e saj.

Në praktikë vonesa kohore shpesh përfaqësohet përmes modeleve të thjeshtuara si modeli i rendit të parë me vonesë kohore (*First Order Plus Dead Time – FOPDT*) i cili përdoret gjerësisht në analizën dhe projektimin e sistemeve të kontrollit termik. Ky model lejon një përfaqësim relativisht të thjeshtë por mjaft të saktë të dinamikës së sistemit duke përfshirë efektet e vonesës. Për më tepër përdorimi i aproksimimeve si metoda e Padé lejon trajtimin matematik të vonesës në analizat në domenin e frekuencës dhe në projektimin e kontrollorëve.

Ndikimi i vonesës kohore është veçanërisht i rëndësishëm në sistemet ku kërkohet një përgjigje e shpejtë dhe e saktë si në rastin e kontrollit të temperaturës së ajrit në kanalet termike. Në këto sisteme një vonesë e konsiderueshme mund të shkaktojë një reagim të ngadaltë ndaj ndryshimeve të temperaturës referente dhe të ulë ndjeshëm cilësinë e kontrollit. Për këtë arsye projektimi i kontrollorëve duhet të marrë parasysh këtë fenomen dhe të përfshijë mekanizma kompensues që reduktojnë ndikimin e vonesës në performancën e sistemit.

Metodat moderne të kontrollit si Model Predictive Control (*MPC*) ofrojnë një avantazh të rëndësishëm në trajtimin e vonesës kohore pasi ato përdorin modele të sistemit për të parashikuar sjelljen e tij në të ardhmen dhe për të marrë vendime optimale në bazë të këtyre parashikimeve. Kjo i lejon MPC-së të kompensojë në mënyrë efektive efektet e vonesës dhe të përmirësojë ndjeshëm performancën e sistemit. Nga ana tjetër kontrolli  $H-\infty$  trajton vonesën në mënyrë indirekte përmes projektimit robust duke siguruar stabilitet dhe performancë edhe në prani të pasigurive dhe vonesave të pa modeluara me saktësi.

Në përfundim vonesa kohore përbën një sfidë të rëndësishme në kontrollin e sistemeve termike dhe kërkon një trajtim të kujdesshëm gjatë fazës së modelimit dhe projektimit të kontrollorit. Përfshirja e saj në model dhe përdorimi i metodave të avancuara të kontrollit janë thelbësore për arritjen e një sistemi të qëndrueshëm, të saktë dhe me performancë të lartë në kushte reale operative.

Modelimi matematik i sistemit përbën një hap thelbësor dhe të domosdoshëm në analizën, kuptimin dhe projektimin e kontrollorëve për sistemet dinamike veçanërisht në rastin e sistemeve termike ku sjellja e procesit është e ndikuar nga shumë faktorë fizikë dhe operacionalë. Modelet matematikore përdoren për të përshkruar në mënyrë të strukturuar dhe analitike sjelljen dinamike të sistemit duke mundësuar analizimin e reagimit të tij ndaj sinjaleve të ndryshme të kontrollit dhe shqetësimeve të jashtme. Përmes këtyre modeleve është e mundur

të parashikohet evolucioni i gjendjes së sistemit në kohë dhe të vlerësohet ndikimi i parametrave të ndryshëm në performancën e tij.

Në kontekstin e sistemeve të kontrollit të temperaturës së ajrit modeli matematik zakonisht bazohet në ligjet themelore të ruajtjes së energjisë dhe masës duke përfshirë fenomenet e transferimit të nxehtësisë dhe rrjedhës së ajrit. Këto modele shpesh përfshijnë ekuacione diferenciale që përshkruajnë ndryshimet e temperaturës në funksion të kohës dhe hapësirës. Megjithatë për qëllime të projektimit të kontrollorëve këto modele komplekse shpesh thjeshtohen dhe linearizohen rreth një pike pune duke lejuar përdorimin e metodave të kontrollit linear. Kjo qasje e thjeshtimit është e nevojshme për të reduktuar kompleksitetin matematik dhe për të bërë të mundur analizën dhe implementimin praktik të algoritmeve të kontrollit.

Ljung (1999) thekson rëndësinë e identifikimit të sistemit si një metodë efektive për ndërtimin e modeleve matematikore nga të dhënat eksperimentale. Në shumë raste praktike parametrat fizikë të sistemit nuk janë të njohur me saktësi ose sistemi është shumë kompleks për t'u modeluar vetëm në mënyrë teorike. Për këtë arsye identifikimi i sistemit përdoret për të ndërtuar modele që reflektojnë më mirë sjelljen reale të procesit duke përdorur të dhëna të mbledhura nga eksperimente ose nga operimi i sistemit. Kjo qasje është veçanërisht e rëndësishme në sistemet termike laboratorike dhe industriale ku kushtet e punës mund të ndryshojnë dhe ku modelet teorike nuk janë gjithmonë të mjaftueshme.

Në mënyrë të ngjashme Hespanha (2018) dhe Goodwin et al. (2001) ofrojnë bazat teorike për analizën e sistemeve lineare dhe projektimin e kontrollorëve optimalë duke përdorur përfaqësime matematikore si hapësira e gjendjes dhe funksionet e transferimit. Këto qasje lejojnë analizimin e stabilitetit, kontrollueshmërisë dhe vëzhgueshmërisë së sistemit të cilat janë koncepte themelore në teorinë e kontrollit. Për më tepër këto metoda mundësojnë projektimin e kontrollorëve që optimizojnë performancën e sistemit sipas kriterëve të caktuar si minimizimi i gabimit ose reduktimi i energjisë së përdorur.

Një aspekt i rëndësishëm në modelimin matematik është edhe trajtimi i pasigurive dhe jo-lineariteteve të sistemit. Në sistemet reale parametrat mund të ndryshojnë me kohën dhe sjellja e sistemit mund të mos jetë plotësisht lineare. Për këtë arsye modelet shpesh përfshijnë aproksimime ose përdoren teknika të linearizimit për të mundësuar analizën dhe projektimin e kontrollorëve. Kjo sjell një kompromis ndërmjet saktësisë së modelit dhe thjeshtësisë së analizës.

Modelet matematikore janë gjithashtu thelbësore për implementimin e metodave të avancuara të kontrollit si Model Predictive Control (*MPC*) dhe kontrolli  $H_\infty$ . Në *MPC* modeli i sistemit përdoret drejtpërdrejt për të parashikuar sjelljen e tij në të ardhmen dhe për të optimizuar sinjalin e kontrollit në çdo hap kohor. Kjo kërkon modele të sakta dhe të besueshme për të arritur performancë të mirë. Nga ana tjetër kontrolli  $H_\infty$  përdor modelin për të projektuar kontrollorë që janë robust ndaj pasigurive dhe shqetësimeve duke garantuar stabilitet dhe performancë të pranueshme në kushte të ndryshme operative.

Për më tepër modeli matematik luan një rol të rëndësishëm në simulimin dhe analizën e sistemeve përpara implementimit në praktikë. Përmes mjeteve si MATLAB modelet mund të

përdoren për të simuluar sjelljen e sistemit në kushte të ndryshme, për të testuar algoritmet e kontrollit dhe për të optimizuar parametrat e tyre. Kjo lejon identifikimin e problemeve potenciale dhe përmirësimin e performancës së sistemit përpara implementimit real duke reduktuar kostot dhe rreziqet.

Në përfundim modelimi matematik i sistemit është një komponent kyç në zhvillimin dhe analizën e sistemeve të kontrollit veçanërisht në sistemet termike ku kompleksiteti i proceseve fizike kërkon një përshkrim të saktë dhe të detajuar. Përmes kombinimit të metodave teorike dhe eksperimentale është e mundur të ndërtohen modele që përfaqësojnë me saktësi sjelljen e sistemit dhe që mund të përdoren për projektimin e kontrollorëve të avancuar si MPC dhe  $H_\infty$  duke siguruar performancë të lartë dhe stabilitet në kushte reale operative.

Matja e temperaturës përbën një komponent kritik dhe thelbësor në performancën e çdo sistemi të kontrollit termik pasi cilësia e informacionit të marrë nga sensorët ndikon drejtpërdrejt në saktësinë dhe efikasitetin e vendimeve të marra nga kontrollori. Në një sistem me feedback temperatura e matur përdoret si bazë për krahasim me vlerën referente dhe çdo pasaktësi në këtë matje reflektohet menjëherë në sinjalin e kontrollit. Për këtë arsye kërkohet që sensorët dhe transduktorët e përdorur të kenë një nivel të lartë saktësie, ndjeshmërie dhe besueshmërie. Patranabis (2003) thekson se performanca e sensorëve është një nga faktorët kryesorë që përcakton cilësinë e përgjithshme të sistemit të kontrollit pasi çdo gabim në matje mund të përforcohet përmes mekanizmit të feedback-ut dhe të çojë në devijime të konsiderueshme nga vlera e dëshiruar.

Në praktikë sensorët e temperaturës mund të jenë të llojeve të ndryshme si termoelementët, termistorët apo sensorët rezistivë (*RTD*) secili me karakteristika të ndryshme në lidhje me saktësinë, shpejtësinë e reagimit dhe diapazonin e matjes. Zgjedhja e sensorit të duhur varet nga kërkesat specifike të aplikimit duke përfshirë diapazonin e temperaturës, shpejtësinë e ndryshimeve të temperaturës dhe kushtet e mjedisit. Përveç kësaj vendosja e sensorëve në pozicione të përshtatshme brenda sistemit është gjithashtu shumë e rëndësishme pasi matjet mund të ndikohen nga shpërndarja jo uniforme e temperaturës përgjatë kanalit të ajrit.

Gabimet në matje mund të lindin nga burime të ndryshme duke përfshirë zhurmën elektrike, ndërhyrjet elektromagnetike, pasaktësitë e sensorëve dhe kushtet e ambientit. Këto gabime mund të çojnë në sinjale të pasakta të kontrollit dhe të ndikojnë negativisht në stabilitetin dhe performancën e sistemit. Në veçanti zhurma në sinjalin e matjes mund të shkaktojë reagime të panevojshme të kontrollorit duke rritur luhatjet dhe duke ulur cilësinë e kontrollit. Për këtë arsye literatura sugjeron përdorimin e teknikave të filtrimit për të reduktuar ndikimin e zhurmës dhe për të përmirësuar cilësinë e sinjalit.

Filtrat digjitalë dhe analogë përdoren gjerësisht për të eliminuar komponentët e padëshiruar të sinjalit dhe për të siguruar një matje më të qëndrueshme dhe më të besueshme. Përveç filtrimit kalibrimi i sensorëve është një proces i rëndësishëm që siguron që matjet të jenë të sakta dhe të përputhen me vlerat reale të temperaturës. Kalibrimi zakonisht kryhet duke krahasuar matjet e sensorit me një standard referencë dhe duke bërë korigjimet e nevojshme për të eliminuar devijimet sistematike.

Një aspekt tjetër i rëndësishëm është dinamika e sensorëve e cila përshkruan shpejtësinë me të cilën sensori reagon ndaj ndryshimeve të temperaturës. Në sistemet termike ku ndryshimet e temperaturës mund të jenë relativisht të ngadalta dinamika e sensorit mund të ndikojë në mënyrë të konsiderueshme në performancën e sistemit të kontrollit. Një sensor me reagim të ngadaltë mund të krijojë një vonesë shtesë në sistem duke e bërë kontrollin më të vështirë dhe duke ulur performancën e përgjithshme.

Në sistemet moderne të kontrollit sinjalet e sensorëve shpesh përpunohen përmes algoritmeve të avancuara që kombinojnë filtrimin, vlerësimin dhe kompensimin e gabimeve për të përmirësuar cilësinë e matjes. Këto teknika janë veçanërisht të rëndësishme në sistemet ku kërkohet saktësi e lartë dhe stabilitet i mirë si në rastin e kontrollit të temperaturës së ajrit në kanalet termike.

Një aspekt tjetër i rëndësishëm është ndërveprimi ndërmjet variablave në sistemet me shumë hyrje dhe dalje. Në sistemet e kanalit të ajrit, temperatura dhe rrjedha e ajrit janë të lidhura ngushtë dhe ndikojnë njëra-tjetrën. Skogestad dhe Postlethwaite (2010) theksojnë se këto ndërveprime e bëjnë kontrollin më kompleks dhe kërkojnë metoda të avancuara për trajtimin e tyre.

Në aplikimet praktike rregullatorët PID janë metoda më e përdorur për kontrollin e temperaturës për shkak të thjeshtësisë dhe efektivitetit të tyre. Megjithatë në sistemet komplekse dhe në prani të kufizimeve fizike këta rregullatorë nuk janë gjithmonë të mjaftueshëm për të arritur performancë optimale.

Për këtë arsye janë zhvilluar metoda më të avancuara të kontrollit ndër të cilat Model Predictive Control (MPC) zë një vend shumë të rëndësishëm. MPC përdor modelin matematik të sistemit për të parashikuar sjelljen e tij në të ardhmen dhe për të optimizuar sinjalin e kontrollit. Camacho dhe Bordons (2004) theksojnë se MPC është shumë efektiv për sisteme me kufizime ndërsa Rawlings dhe Mayne (2009) tregojnë se kjo metodë mundëson optimizimin e performancës duke marrë parasysh kufizimet dhe objektivat e kontrollit.

Një tjetër metodë e rëndësishme është kontrolli  $H_\infty$  i cili fokusohet në robustësinë e sistemit. Zhou, Doyle dhe Glover (1996) theksojnë se kjo metodë synon të minimizojë ndikimin e shqetësimeve dhe të garantojë stabilitetin e sistemit. Skogestad dhe Postlethwaite (2010) tregojnë se kjo metodë është shumë efektive në sistemet me pasiguri.

Krahasimi ndërmjet MPC dhe kontrollit  $H_\infty$  është një pjesë thelbësore e këtij punimi. MPC ofron performancë më të mirë në optimizim dhe trajtimin e kufizimeve ndërsa  $H_\infty$  ofron robustësi më të lartë në prani të pasigurive. Për këtë arsye analiza krahasuese e këtyre metodave është shumë e rëndësishme për të përcaktuar metodën më të përshtatshme për kontrollin e sistemit.

Në sistemet HVAC kontrolli i temperaturës është shumë i rëndësishëm për komfortin dhe efikasitetin energjetik. Metodatat e avancuara të kontrollit mund të kontribuojnë në reduktimin e konsumit të energjisë dhe në përmirësimin e performancës së sistemit.

Një aspekt tjetër shumë i rëndësishëm është përdorimi i simulimeve numerike. MATLAB përdoret gjerësisht për modelim dhe analizë të sistemeve të kontrollit duke mundësuar testimin e algoritmeve dhe analizimin e performancës së tyre në kushte të ndryshme.

Në përfundim literatura tregon se kontrolli i temperaturës së ajrit është një problem kompleks që kërkon përdorimin e metodave të avancuara si MPC dhe  $H-\infty$  për të arritur performancë optimale dhe stabilitet të lartë. Këto metoda ofrojnë mjete të fuqishme për analizën dhe kontrollin e sistemeve termike dhe janë të përshtatshme për aplikime të ndryshme industriale dhe akademike.

## 1. HYRJE

Sistemet e kontrollit të temperaturës së ajrit përfaqësojnë një komponent thelbësor të inxhinierisë moderne veçanërisht në aplikime industriale, laboratorike dhe teknologjike ku kërkohet saktësi e lartë, stabilitet operacional dhe efikasitet energjetik [4]. Ruajtja e temperaturës së ajrit brenda kufijve të caktuar është një kërkesë kritike në shumë procese teknike pasi devijimet e vogla mund të ndikojnë drejtpërdrejt në cilësinë e procesit, sigurinë e pajisjeve dhe performancën e përgjithshme të sistemit.

Kontrolli i temperaturës realizohet zakonisht përmes sistemeve me qark të mbyllur ku sensori i temperaturës mat vazhdimisht vlerën aktuale dhe e transmeton atë në njësinë e kontrollit. Rregullatori përpunon këtë informacion dhe gjeneron sinjal kontrolli që vepron mbi aktuatorët si elementët ngrohës dhe ventilatorët me qëllim minimizimin e devijimit nga temperatura referente. Ky mekanizëm i reagimit të kundërt (*feedback*) siguron funksionim automatik të qëndrueshëm dhe të besueshëm edhe në prani të ndryshimeve të kushteve operative [1].

Në praktikën klasike në sistemet reale përdoren rregullatorë klasikë të tipit PID për shkak të thjeshtësisë dhe lehtësisë së implementimit. Megjithatë në prani të pasigurive të modelit, kufizimeve të aktuatorëve dhe shqetësimeve të jashtme performanca e këtyre rregullatorëve mund të mos jetë optimale. Për këtë arsye zhvillimet moderne në fushën e kontrollit automatik kanë sjellë strategji më të avancuara si MPC (*Model Predictive Control*) dhe kontrolli  $H-\infty$  të cilat synojnë përmirësimin e performancës dinamike dhe qëndrueshmërisë së sistemit [2], [3].

Kontrolli MPC bazohet në përdorimin e një modeli matematik të sistemit për të parashikuar sjelljen e tij në një horizont kohor të ardhshëm dhe për të zgjidhur në mënyrë optimale problemin e kontrollit duke marrë parasysh kufizimet fizike të sistemit. Nga ana tjetër kontrolli  $H-\infty$  fokusohet në minimizimin e ndikimit të shqetësimeve dhe pasigurive të modelit duke garantuar një nivel të caktuar qëndrueshmërie dhe stabiliteti në kushtet më të pafavorshme.

Në këtë rast krahasimi i performancës së këtyre dy strategjive përbën bazën e këtij punimi. Studimi synon të analizojmë dhe të krahasojmë kontrollin MPC dhe  $H-\infty$  në një sistem të kontrollit të temperaturës së ajrit duke u bazuar në modelimin matematik, simulimet numerike në MATLAB dhe analizën e rezultateve. Rregullatori PID përdoret në pajisjen reale laboratorike vetëm si pikë referimi praktike për të krahasuar performancën e strategjive të avancuara të simuluar.

Punimi ndërtohet mbi një qasje të integruar teorike dhe praktike ku fillimisht zhvillohet modeli matematik i sistemit termik më pas realizohet projektimi dhe simulimi i strategjive MPC dhe  $H-\infty$  dhe në fund bëhet krahasimi i rezultateve në aspektin e ndjekjes së referencës, kohës së vendosjes, tejkalimit maksimal, refuzimit të shqetësimeve dhe qëndrueshmërisë ndaj pasigurive.

Si përfundim ky studim synon të ofrojë një analizë të strukturuar dhe të argumentuar mbi avantazhet dhe kufizimet relative të kontrollit MPC dhe  $H-\infty$  në sistemet e kontrollit të temperaturës së ajrit duke kontribuar në zgjedhjen e strategjisë më të përshtatshme për aplikime reale ku kërkohet performancë e lartë dhe stabilitet i garantuar.

## 2. STATE OF THE ART

Në këtë kapitull paraqitet një pasqyrë e gjendjes aktuale të zhvillimeve në fushën e kontrollit të temperaturës së ajrit duke u bazuar në literaturën shkencore dhe teknike bashkëkohore. Fillimisht do të trajtojë metodat klasike të kontrollit dhe kufizimet e tyre në sisteme reale për të vazhduar më pas me përshkrimin e strategjive të avancuara të kontrollit përkatësisht MPC (*Model Predictive Control*) dhe kontrollin  $H-\infty$ . Gjithashtu në këtë kapitull do të fokusohem në rolin e këtyre metodave në përmirësimin e efikasitetit energjetik dhe në aplikimet moderne si ndërtesat inteligjente dhe sistemet industriale të automatizuara duke krijuar kështu bazën teorike për analizat dhe implementimet që do të trajtohen në kapitujt në vazhdim.

### 2.1. Kontrolli klasik i temperaturës së ajrit dhe kufizimet e tij

Kontrolli klasik i temperaturës së ajrit është përdorur në aplikime industriale dhe në sistemet HVAC kryesisht për shkak të thjeshtësisë së tij strukturore dhe lehtësisë së implementimit. Në figurën 2.1 është paraqitur një sistem klasik me qark të mbyllur i cili përbëhet nga një vlerë referente e temperaturës, një rregullator PID, procesi termik dhe një sensor temperature që siguron reagimin kthyes (*feedback*). Rregullatori PID vepron mbi gabimin ndërmjet temperaturës reale dhe asaj referente për të gjeneruar sinjalin e kontrollit që vepron mbi procesin termik.

Edhe pse kjo qasje siguron performancë të kënaqshme në kushte të qëndrueshme operimi ajo paraqet kufizime të dukshme në sisteme reale të kontrollit të temperaturës së ajrit. Ndryshimet e shpejta të kushteve ambientale, pasiguritë e modelit dhe kufizimet fizike të aktuatorëve mund të rezultojnë në tejkalime të mëdha, luhatje ose kohë të gjatë stabilizimi. Këto kufizime janë arsyeja kryesore pse në literaturën moderne theksohet nevoja për përdorimin e strategjive më të avancuara të kontrollit[1].

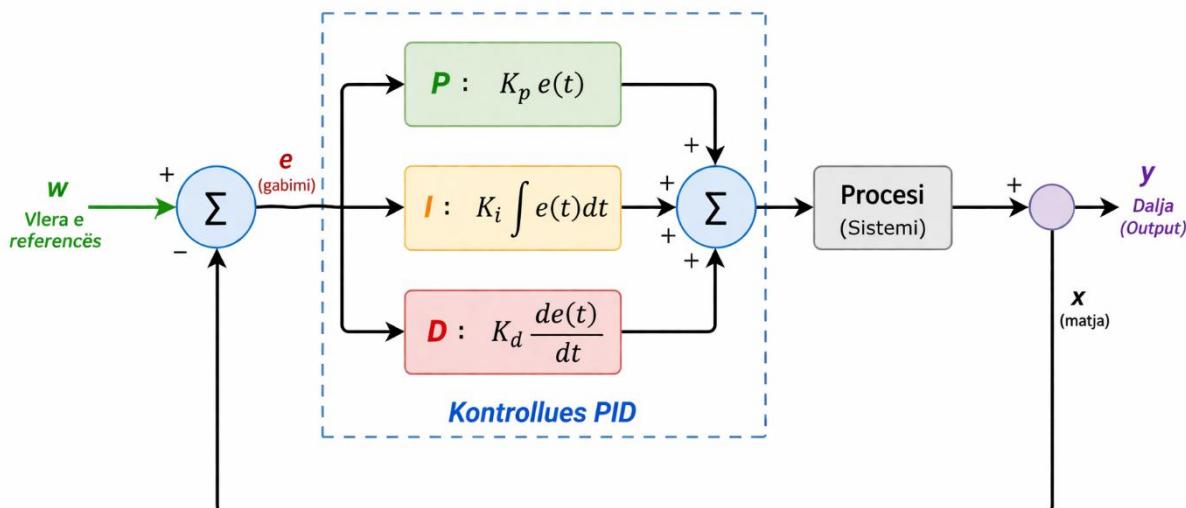


Figura 2.1 Sistemi klasik me qark të mbyllur [1].

## 2.2. Model Predictive Control (MPC) në sistemet termike

MPC (*Model Predictive Control*) është një teknikë e avancuar kontrolli që bazohet në përdorimin e një modeli matematik për të parashikuar sjelljen e sistemit në një horizont kohor të ardhshëm. Struktura bazë e MPC është paraqitur në figurën 2.2 ku modeli i sistemit përdoret për të gjeneruar parashikime të temperaturës së ajrit dhe për të optimizuar veprimin e kontrollit përmes një funksioni kostoje.

Në sistemet e kontrollit të temperaturës së ajrit MPC ofron avantazhe të rëndësishme pasi lejon përfshirjen e kufizimeve fizike si kufijtë e fuqisë së elementit ngrohës ose shpejtësisë së ventilatorit. Mund të themi se aftësia e MPC për të parashikuar sjelljen e ardhshme të sistemit e bën atë veçanërisht të përshtatshëm për procese termike me dinamikë të ngadaltë dhe kërkesa të larta për efikasitet energjetik [2].

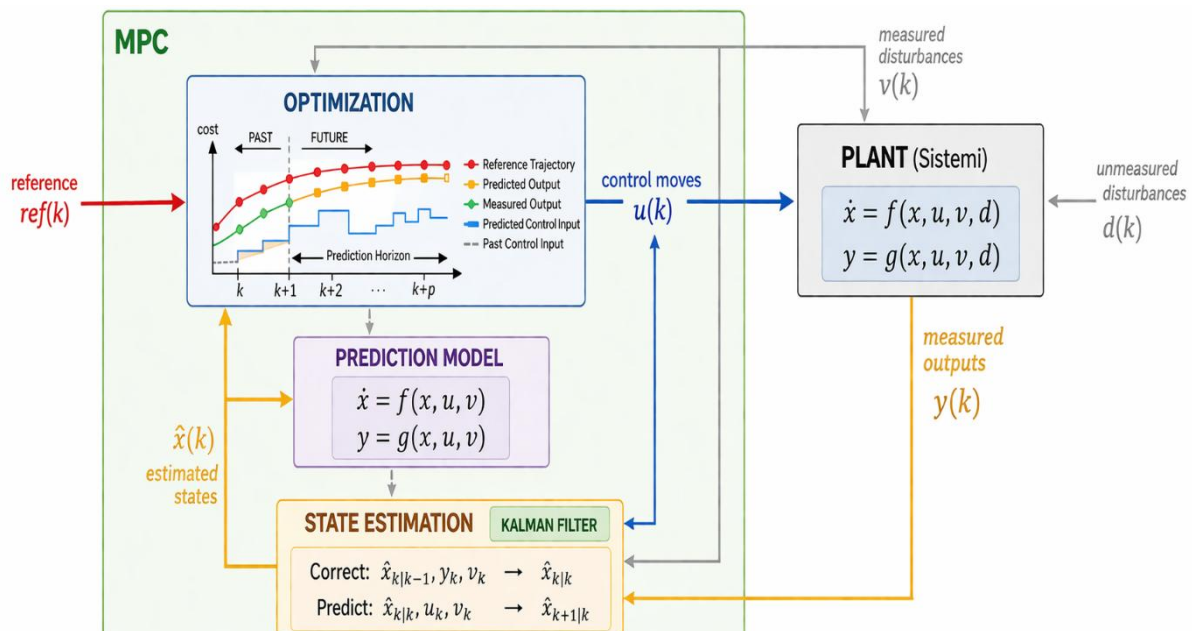


Figura 2.2 Struktura bazë e MCP [2].

## 2.3. Kontrolli H-∞ në sisteme reale

Kontrolli H-∞ përfaqëson një qasje qëndrueshmërie në projektimin e sistemeve të kontrollit e cila synon minimizimin e ndikimit maksimal të shqetësimeve dhe pasigurive mbi daljen e sistemit. Në figurën 2.3 kjo strategji merret drejtpërdrejt me ngacmimet e jashtme dhe pasiguritë e modelit gjatë projektimit të kontrollorit.

Në kontrollin e temperaturës së ajrit H-∞ siguron një nivel të lartë stabiliteti dhe besueshmërie edhe në kushte të pafavorshme operimi. Kjo e bën këtë metodë veçanërisht të përshtatshme për sisteme reale laboratorike dhe industriale ku kushtet e funksionimit nuk janë gjithmonë të parashikueshme. Megjithatë kompleksiteti teorik i kësaj metode kërkon njohuri të avancuara në analizën dhe projektimin e sistemeve të kontrollit [3].

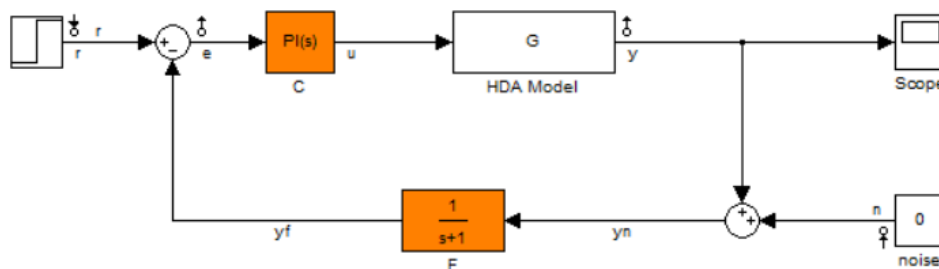


Figura 2.3 Struktura bazë e kontrollit robust  $H^\infty$  [3].

## 2.4. Efikasiteti energjetik dhe qëndrueshmëria në sistemet termike

Efikasiteti energjetik është një nga objektivat kryesore në projektimin e sistemeve moderne të kontrollit të temperaturës së ajrit veçanërisht në sistemet HVAC dhe aplikimet industriale. Në Figurën 2.4 zgjedhja e strategjisë së kontrollit ndikon drejtpërdrejt në konsumin e energjisë dhe në qëndrueshmërinë e procesit.

Strategjitë e avancuara si MPC dhe  $H^\infty$  ofrojnë mjete të fuqishme për reduktimin e konsumit të energjisë duke optimizuar veprimin e aktuatorëve dhe duke shmangur reagimet e panevojshme të sistemit. MPC në veçanti lejon integrimin e objektivave energjetike në funksionin e optimizimit ndërsa kontrolli  $H^\infty$  kontribuon në qëndrueshmërinë e sistemit duke parandaluar luhatjet e panevojshme dhe reagimet e paqëndrueshme. Këto karakteristika janë thelbësore për arritjen e objektivave të qëndrueshmërisë dhe reduktimit të kostove operative [4].

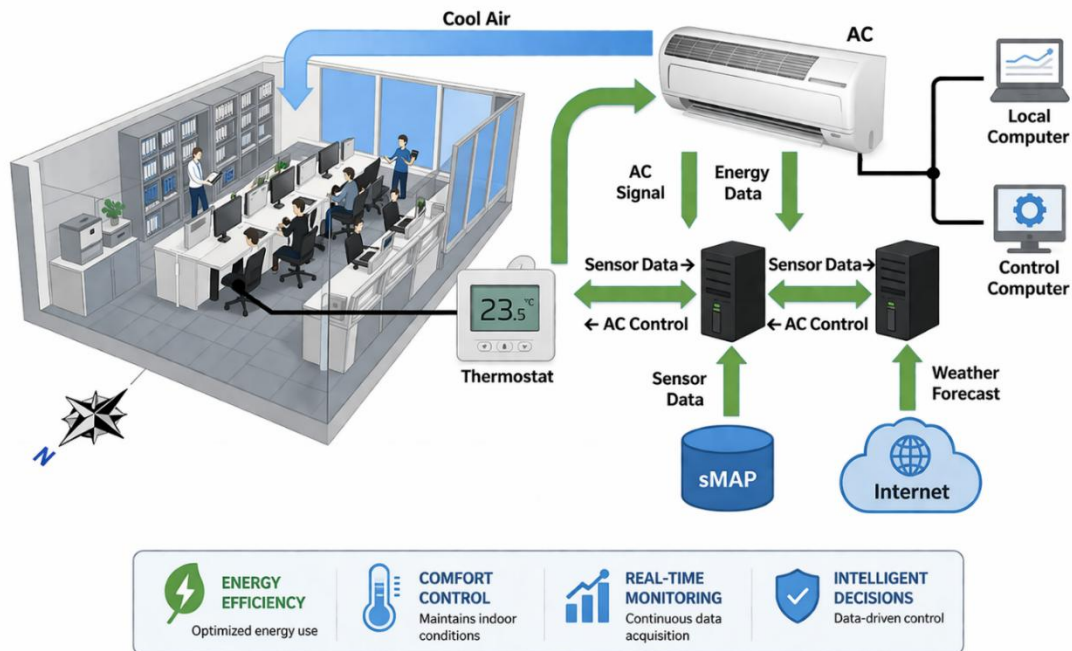


Figura 2.4 Arkitektura e një sistemi HVAC me fokus në efikasitetin energjetik [4].

## 2.5. Aplikimet në ndërtesa inteligjente dhe Industri 4.0

Aplikimet në ndërtesat inteligjente dhe industrinë 4.0 po e zhvendosin kontrollin e temperaturës së ajrit nga rregullimi klasik (me parametra fiks) drejt strategjive të avancuara dhe të integruara

me rrjete komunikimi dhe optimizim në kohë reale. Kontrolli automatik i temperaturës së ajrit është bërë pjesë integrale e këtyre sistemeve sepse ruajtja e temperaturës brenda kufijve të kërkuar ndikon drejtpërdrejt në komfortin termik, cilësinë e procesit, konsumimin e energjisë dhe sigurinë e funksionimit.

Në ndërtesat inteligjente optimizimi i klimës së brendshme realizohet përmes sistemeve të kordinuara që menaxhojnë ngrohjen, ftohjen, ventilimin dhe shpesh edhe ndriçimin duke përdorur sensorë, aktuatorë dhe njësi kontrolli të ndërlidhura. Qëllimi kryesor është që temperatura e ajrit të qëndrojë afër vlerës referente ndërkohë që minimizohet energjia e shpenzuar. Këtu kontrolli MPC është veçanërisht i përshtatshëm sepse mund të përfshijë kufizime reale (*p.sh. kufijtë e fuqisë së ngrohësit, kufijtë e temperaturës*) dhe të optimizojë sinjalin e kontrollit me objektiva energjetike. Nga ana tjetër kontrolli  $H-\infty$  është i përshtatshëm kur sistemi ekspozohet ndaj pasigurive të modelit dhe shqetësimeve të paparashikueshme (*p.sh. hapja e dyerve/dritareve, ndryshime të shpejta ambientale*) duke garantuar stabilitet dhe performancë edhe në kushte të pafavorshme.

Në proceset industriale të industrisë 4.0 kontrolli i temperaturës së ajrit është i rëndësishëm në linjat e prodhimit, tharjes, furrat me ajër të qarkulluar, dhomat e klimës, apo procese të tjera ku temperaturat duhet të ruhen brenda tolerancave të ngushta. Integrimi i kontrollit të avancuar me IoT, sisteme kiber-fizike dhe monitorim në kohë reale e rrit besueshmërinë dhe ul humbjet sepse devijimet diagnostikohen dhe korrigojnë shpejt. Në këtë rastë MPC shpesh synon optimizimin e performancës/energjisë ndërsa  $H-\infty$  synon qëndrueshmëri ndaj pasigurive dhe ndryshimeve të procesit.

Zhvillimet e fundit në MPC, IoT, AI dhe automatizim po e transformojnë fushën e kontrollit të temperaturës sepse sistemet e sotme janë më të sakta, më fleksibile dhe më të qëndrueshme se më parë. Për ta kuptuar më mirë sjelljen e një sistemi real të kontrollit të temperaturës së ajrit dhe kufizimet/avantazhet e strategjive të avancuara është e nevojshme të analizohet baza fizike e procesit termik: fuqia termike e transferuar te ajri, energjia e ruajtur në elementin ngrohës, vonesa e transportit dhe përgjigja dinamike [5].

### 3. MODELIMI MATEMATIK I SISTEMIT TË KONTROLLIT TË TEMPERATURË SË AJRIT

Në këtë kapitull trajtohet modelimi matematik dhe përshkrimi dinamik i sistemit real të kontrollit të temperaturës së ajrit i cili përbën bazën kryesore për projektimin dhe analizimin e strategjive të avancuara të kontrollit. Duke u mbështetur në parimet fizike të transferimit të nxehtësisë dhe në sjelljen dinamike të procesit termik sistemi do të përfaqësohet përmes modeleve të thjeshtuara por të përshtatshme për qëllime kontrolli. Fillimisht paraqitet përshkrimi i pajisjes reale dhe komponentëve përbërës ndërsa më pas zhvillohet modeli matematik i sistemit duke përfshirë edhe efektet e inercisë termike dhe vonesës kohore. Ky model shërben si bazë për simulimet dhe krahasimin e performancës së strategjive të kontrollit  $H-\infty$  dhe MPC të cilat do të analizohen në kapitujt vijues.

### 3.1. Modeli matematikor i sistemit të kanalit të ajrimit

Sistemi i kanalit të ajrimit përbën një pjesë thelbësore të pajisjes reale për kontrollin e temperaturës së ajrit pasi ai mundëson transportimin dhe shpërndarjen e ajrit të ngrohur ose të ftohur drejt hapësirës ku realizohet matja dhe rregullimi i temperaturës. Për qëllime të modelimit dhe analizës së sistemit të kontrollit është e nevojshme të përshkruhet sjellja dinamike e ajrit gjatë rrjedhjes nëpër kanal duke marrë parasysh ligjet bazë të ruajtjes së masës, prurje vëllimore dhe ndikimin e parametrave fizikë si presioni, temperatura dhe shpejtësia e ajrit.

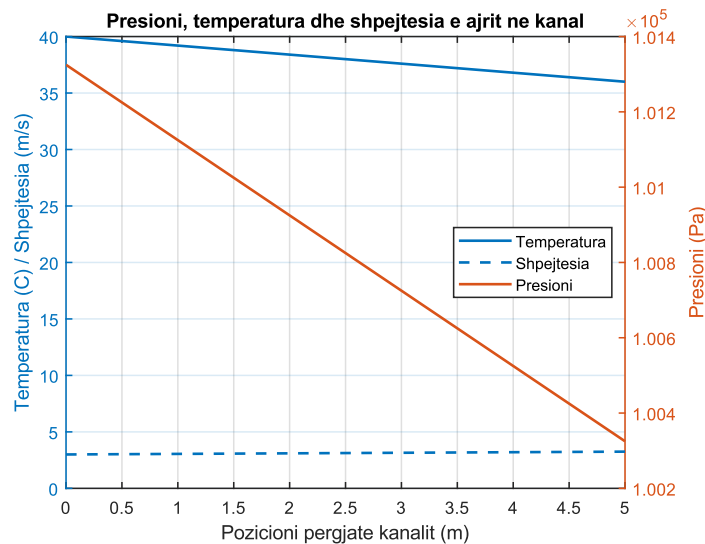


Figura 3.1 Ndryshimi i presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit të ajrimit.

Në ndërtimin e modelit matematikor të kanalit të ajrimit supozohet se sistemi operon në kushte të qëndrueshme ku rrjedha e ajrit është e vazhdueshme dhe pa akumulim mase brenda kanalit. Në këtë rast zbatohet ligji i ruajtjes së masës sipas të cilit masa e ajrit që hyn në kanal është e barabartë me masën e ajrit që del prej tij [6].

$$\dot{m}_{hyrje} = \dot{m}_{dalje} \quad (1)$$

Ku kemi

- $\dot{m}_{hyrje}$  paraqet masën e ajrit që hyn në sistem (kg/s),
- $\dot{m}_{dalje}$  paraqet masën e ajrit që del nga sistemi (kg/s).

Ky supozim është i vlefshëm për kanale ajrimi me rrjedhje të qëndrueshme dhe pa humbje të konsiderueshme mase dhe përdoret gjerësisht në modelimin e sistemeve HVAC.

Përveç rrjedhës së masës një parametër i rëndësishëm në analizën e kanalit të ajrimit është prurja vëllimore e ajrit. Ajo lidhet drejtpërdrejt me shpejtësinë e ajrit dhe sipërfaqen e prerjes së kanalit dhe përshkruhet nga relacioni [6].

$$Q = v \cdot A \quad (2)$$

ku

- $Q$  është prurja vëllimore e ajrit ( $m^3/s$ )
- $\vartheta$  është shpejtësia e rrjedhjes së ajrit ( $m/s$ )
- $A$  është sipërfaqja e prerjes së kanalit të ajrimit ( $m^2$ ).

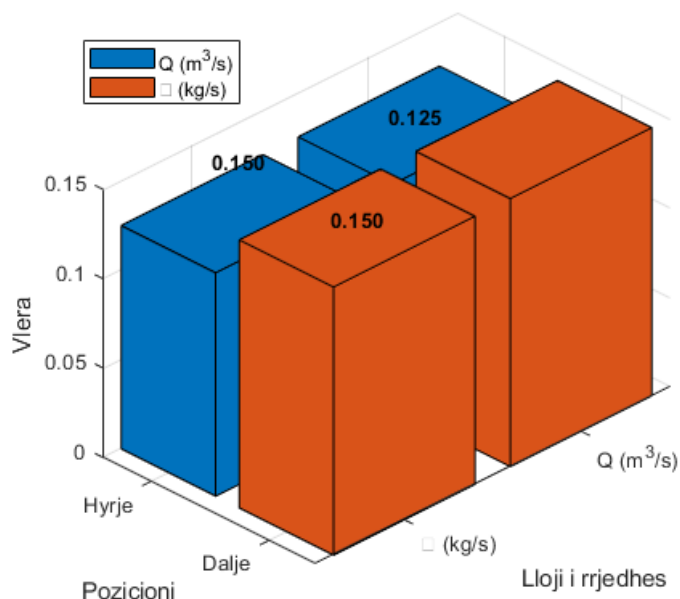


Figura 3.2 Krahasimi i rrjedhës së masës dhe prurjes vëllimore në hyrje dhe dalje të kanalit.

Ky relacion tregon se për një kanal me prerje konstante ndryshimet në shpejtësinë e ajrit ndikojnë drejtpërdrejt në sasinë e ajrit të transportuar gjë që ka ndikim të drejtpërdrejtë në dinamikën termike të sistemit dhe në përgjigjen e kontrollit të temperaturës. Gjatë rrjedhjes së ajrit nëpër kanal vërehen ndryshime graduale të presionit, temperaturës dhe shpejtësisë të cilat varen nga gjatësia e kanalit, karakteristikat e rrjedhjes dhe humbjet e energjisë për shkak të fërkimit dhe transferimit të nxehtësisë. Këto ndryshime paraqiten në mënyrë skematike në figurën 3.1 ku paraqitet sjellja e parametrave kryesorë përgjatë kanalit të ajrimit si dhe në figurën 3.2 ku paraqitet rrjedha e masës dhe prurja vëllimore në hyrje dhe dalje të sistemit. Për një analizë më të qartë vizuale ndryshimet e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë përgjatë kanalit mund të paraqiten në një grafik të kombinuar siç tregohet në figurën 3.3.

Ndryshimi i presionit, temperaturës dhe shpejtësisë përgjatë kanalit

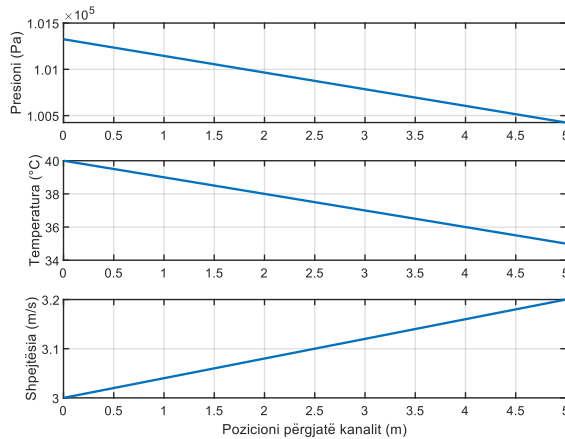


Figura 3.3 Paraqitje e kombinuar e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë përgjatë kanalit të ajrimit.

Kjo paraqitje ndihmon në një kuptim më të qartë të ndikimit të kanalit të ajrimit në dinamikën e sistemit të kontrollit dhe shërben si bazë për përfshirjen e këtyre efekteve në modelin e përgjithshëm të sistemit të kontrolluar.

### 3.2. Modeli termik i elementit ngrohës dhe i ajrit

Elementi ngrohës përbën komponentin kryesor aktiv në sistemin e kontrollit të temperaturës së ajrit pasi ai shndërron energjinë elektrike të furnizuar në energji termike e cila më pas transferohet te ajri që qarkullon nëpër kanalën e ajrimit. Për të analizuar dhe projektuar strategjitë e avancuara të kontrollit është e domosdoshme të ndërtohet një model matematikor që përshkruan sjelljen dinamike të këtij procesi termik.

Në këtë nënkapitull elementi ngrohës trajtohet si një sistem me parametra të përqendruar (*lumped thermal system*) ku supozohet se temperatura e tij është e njëtrajtëshme në të gjithë vëllimin. Kjo qasje është e përshtatshme për analizë kontrolli dhe përdoret gjerësisht në modelimin e proceseve termike në sisteme HVAC dhe pajisje laboratorike.

#### 3.2.1. Balanca energjetike e elementit ngrohës

Energjia termike e ruajtur në elementin ngrohës përshkruhet nga lidhja.

$$E_H = C_H v_H \quad (3)$$

Ku kemi

- $E_H$  është energjia termike e ruajtur (J)
- $C_H$  është kapaciteti termik i elementit ngrohës (J/°C)
- $v_H$  është temperatura e elementit ngrohës (°C).

Dinamika e energjisë përcaktohet nga ligji i ruajtjes së energjisë sipas të cilit ndryshimi i energjisë së ruajtur është i barabartë me diferencën ndërmjet fuqisë elektrike të furnizuar dhe fuqisë termike të transferuar te ajri dhe mjedisi [7].

$$\frac{dE_H}{dt} = P_{el} - P_{th} \quad (4)$$

Duke zëvendësuar shprehjen e energjisë  $E_H$  në ekuacionin e mësipërm fitohet:

$$C_H \frac{dv_H}{dt} = P_{el} - P_{th} \quad (5)$$

### 3.2.2. Modelimi i shkëmbimit të nxehtësisë drejt ajrit

Fuqia termike e transferuar nga elementi ngrohës te ajri supozohet se është proporcionale me diferencën e temperaturës dhe karakteristikat e rrjedhjes së ajrit [7]. Në formë të thjeshtuar lineare kjo shprehje mund të shkruhet si:

$$P_{th} = c_L \gamma_L A_v v_H \quad (6)$$

Ku kemi

- $c_L$  është kapaciteti specifik i ajrit në presion konstant
- $\gamma_L$  është dendësia e ajrit
- $A_v$  është parametër efektiv që përfshin sipërfaqen e shkëmbimit të nxehtësisë dhe rrjedhën vëllimore të ajrit.

Duke zëvendësuar (6) në (5) merret ekuacioni diferencial linear i rendit të parë:

$$C_H \frac{dv_H(t)}{dt} + c_L \gamma_L A_v v_H(t) = P_{el}(t) \quad (7)$$

Ky ekuacion përshkruan dinamikën termike të elementit ngrohës dhe përfaqëson bazën për analizën e sjelljes kohore të sistemit.

### 3.2.3. Funkzioni transmetues i elementit ngrohës

Duke kryer transformimin e Laplace-it të ekuacionit (5) dhe duke supozuar kushte fillestare zero fitohet funksioni transmetues ndërmjet fuqisë elektrike hyrëse dhe temperaturës së elementit ngrohës.

$$G_H(s) = \frac{v_H(s)}{P_{el}(s)} = \frac{K_s}{1 + sT_s} \quad (8)$$

Këtu kemi:

$$T_s = \frac{C_H}{c_L \gamma_L A_v}, K_s = \frac{1}{c_L \gamma_L A_v} \quad (9)$$

Ky model tregon se elementi ngrohës mund të përfaqësohet si një sistem linear i rendit të parë (PT1) me një konstante kohore që varet nga kapaciteti termik dhe kushtet e transferimit të nxehtësisë [1].

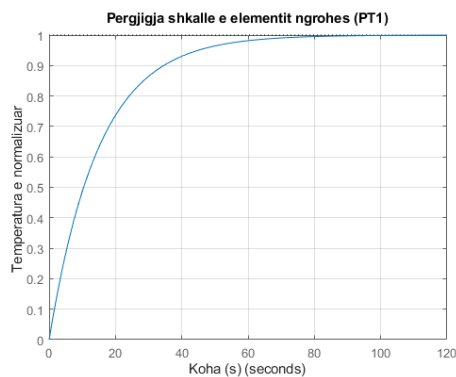


Figura 3.4 Pergjigja shkallë e modelit të elementit ngrohës (modeli PT1).

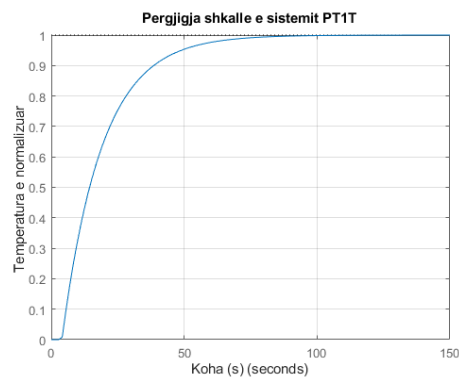


Figura 3.5 Pergjigja shkallë e sistemit termik me vonesë kohore (modeli PT1T).

Në sisteme reale bartja e ajrit nga elementi ngrohës deri te pika e matjes së temperaturës shkakton një vonesë kohore. Ky efekt përfshihet në model përmes një elementi vonese:

$$G(s) = \frac{K_s}{1 + sT_s} e^{-T_t s} \quad (10)$$

ku  $T_t$  paraqet vonesën kohore (*dead time*) të sistemit.

Ky model i kombinuar klasifikohet si sistem i tipit PT1T dhe është shumë i përshtatshëm për analizë dhe projektim i kontrollorëve MPC dhe  $H-\infty$ .

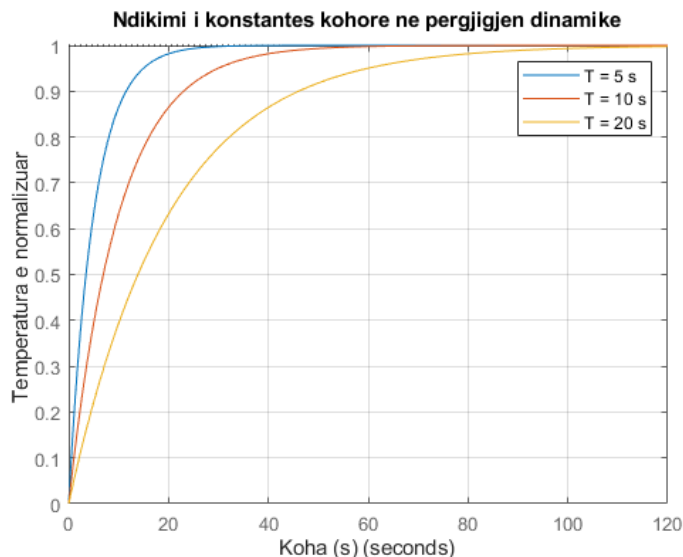


Figura 3.6 Ndikimi i konstantes kohore në pergjigjen dinamike të modelit termik.

### 3.3. Identifikimi i modelit nga të dhënat eksperimentale

Në sisteme reale të kontrollit të temperaturës së ajrit, parametrat fizikë të procesit termik shpesh janë të vështirë për t'u përcaktuar me saktësi përmes modelimit teorik për shkak të pasigurive të materialeve, humbjeve të nxehtësisë, ndryshimeve të kushteve ambientale dhe ndërveprimeve komplekse në mes komponentëve të sistemit. Për këtë arsye për projektimin e strategjive të avancuara të kontrollit si MPC dhe  $H-\infty$  përdoret gjerësisht identifikimi i sistemit

bazuar në të dhëna eksperimentale ku modeli matematik nxirret drejtpërdrejt nga matjet reale [8].

Në këtë qasje sistemi i kontrolluar trajtohet si një kuti e zezë (*black box*), ku analizohen vetëm marrëdhëniet mes variablave hyrëse dhe dalëse pa u fokusuar në detajet e brendshme fizike të procesit. Për sistemin në shqyrtim hyrja përfaqëson sinjalin e kontrollit (fuqia elektrike ose tensioni i aplikuar në elementin ngrohës) ndërsa dalja përfaqëson temperaturën e ajrit të matur nga sensori.

### 3.3.1. Përgjigja shkallë dhe nxjerrja e parametrave të modelit

Një nga metodat më të përdorura për identifikimin e sistemeve termike është analiza e përgjigjes shkallë (*step response*). Në këtë metodë sistemit i aplikohet një ndryshim i menjëhershëm në hyrje dhe regjistrohet reagimi i temperaturës së ajrit me kalimin e kohës.

Për shumë procese termike përgjigja shkallë mund të përshkruhet me saktësi të mjaftueshme nga një model i rendit të parë me vonesë kohore (PT1T) i dhënë nga funksioni i transmetimit [8].

$$G(s) = \frac{K_s}{1 + sT_s} e^{-T_t s} \quad (11)$$

ku

- $K$  është fitimi statik i sistemit
- $T$  është konstanta kohore e sistemit
- $T_t$  është vonesa kohore (dead time).

Fitimi statik  $K$  përcaktohet nga raporti ndërmjet ndryshimit të daljes dhe ndryshimit të hyrjes në gjendje të qëndrueshme:

$$K = \frac{\Delta y_{ss}}{\Delta u} \quad (12)$$

Konstanta kohore  $T$  përkufizohet si koha që i nevojitet daljes për të arritur rreth 63% të vlerës përfundimtare pas përfundimit të vonesës kohore ndërsa vonesa kohore  $T_t$  përcaktohet si intervali kohor ndërmjet aplikimit të sinjalit hyrës dhe fillimit të reagimit të dukshëm në dalje. Për të identifikuar sjelljen dinamike të sistemit është analizuar përgjigja shkallë e temperaturës së ajrit ndaj një ndryshimi të menjëhershëm në sinjalin hyrës.

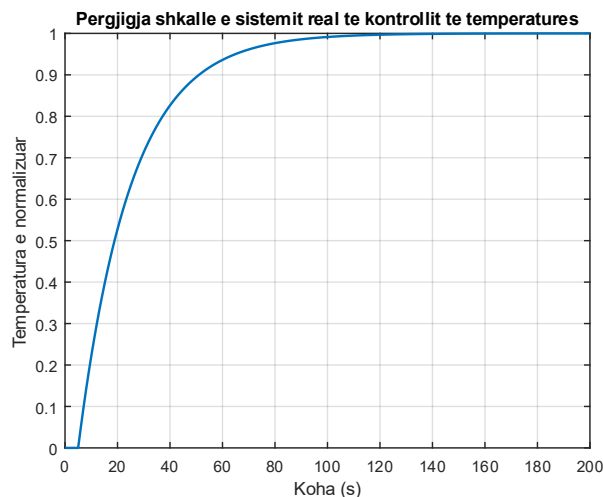


Figura 3.7 Përgjigja shkallë e sistemit real të kontrollit të temperaturës së ajrit.

Siç paraqitet në figurën 3.7 sistemi shfaq një vonesë kohore fillestare dhe një rritje graduale tipike për proceset termike.

### 3.3.2. Modelimi diskret për përdorim në MPC

Meqenëse kontrolli MPC zbatohet zakonisht në formë diskrete, modeli i identifikuar në domenin e vazhdueshëm duhet të diskretizohet [2]. Duke përdorur një kohë mostrimi  $T_s$  modeli diskret i sistemit mund të përshkruhet në formën e hapësirës së gjendjes:

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (13)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (14)$$

Ku kemi

- $x(k)$  është vektori i gjendjes
- $u(k)$  është hyrja e sistemit
- $y(k)$  është dalja e sistemit.

Ky përfaqësim është i përshtatshëm për formulimin e problemit të optimizimit në MPC dhe për analizën e stabilitetit dhe qëndrueshmërisë në kontrollin  $H-\infty$ . Për të vlerësuar cilësinë e modelit të identifikuar është analizuar gabimi ndërmjet daljes së matur dhe daljes së parashikuar nga modeli.

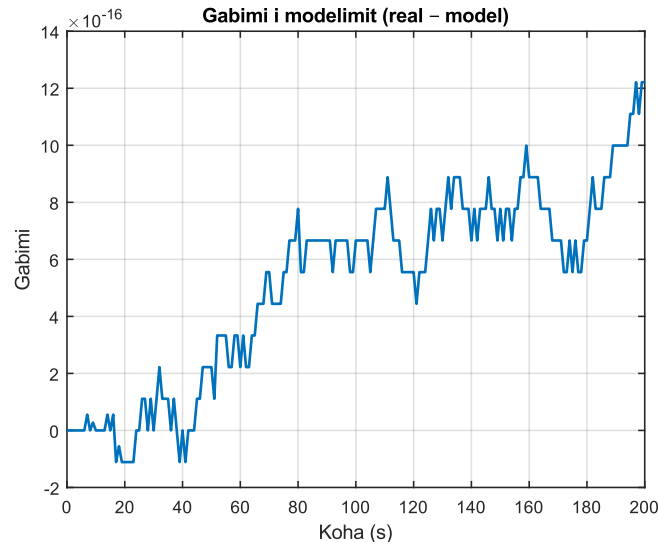


Figura 3.8 Gabimi ndërmjet daljes reale dhe daljes së modelit të identifikuar.

Siç tregohet në figurën 3.8 gabimi i modelimit mbetet brenda kufijve të pranueshëm për projektimin e kontrollorëve MPC dhe H-∞.

### 3.3.3. Rëndësia e identifikimit për krahasimin MPC dhe H-∞

Saktësia e modelit të identifikuar ka ndikim të drejtpërdrejtë në performancën e strategjive të kontrollit. MPC varet në mënyrë kritike nga cilësia e parashikimit të modelit ndërsa kontrolli H-∞ synon të ruajë stabilitet dhe performancë të pranueshme edhe në prani të pasigurive të modelit. Për këtë arsye modeli i identifikuar përmes të dhënave eksperimentale përbën një kompromis të mirë ndërmjet saktësisë dhe thjeshtësisë duke reflektuar më saktë sjelljen reale të pajisjes laboratorike [3].

## 3.4. Modeli në hapësirën e gjendjes dhe verifikimi i modelit

Pas ndërtimit të modelit termik dhe identifikimit të parametrave bazuar në të dhënat eksperimentale hapi i radhës është paraqitja e sistemit në hapësirën e gjendjes (*state-space*) dhe vlerësimi i saktësisë së modelit përmes procesit të verifikimit. Ky përfaqësim është veçanërisht i rëndësishëm për projektimin dhe implementimin e strategjive të avancuara të kontrollit si Model Predictive Control (MPC) dhe kontrolli H-∞ të cilat zakonisht bazohen në modele në formë gjendjeje [1].

### 3.4.1. Përfaqësimi i modelit në hapësirën e gjendjes

Duke u nisur nga modeli i identifikuar i rendit të parë me vonesë kohore (PT1T):

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-T_d s} \quad (15)$$

Bazuar në përgjigjen shkallë është përshtatur një model i rendit të parë me vonesë kohore (PT1T) i cili krahasohet me të dhënat eksperimentale.

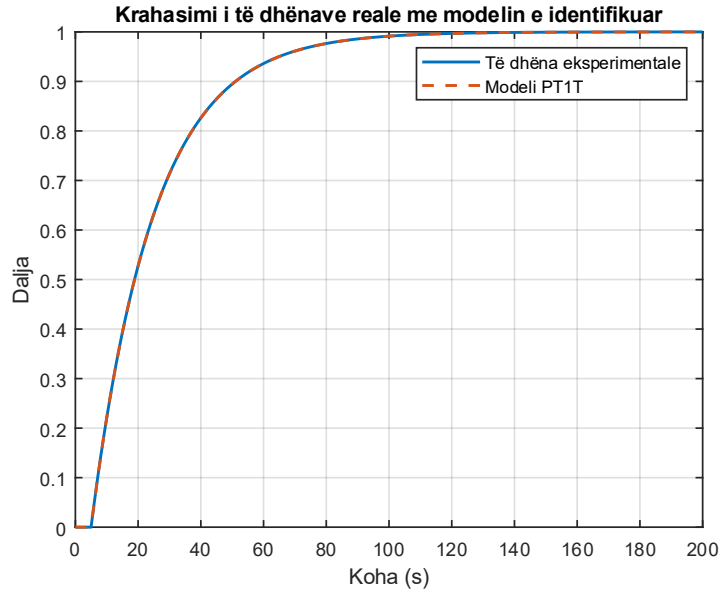


Figura 3.9 Krahasimi i të dhënave eksperimentale me modelin e identifikuar PT1T.

Nga figura 3.9 dallohet se modeli i identifikuar përshkruan me saktësi të mjaftueshme sjelljen reale të sistemit.

Për thjeshtësi analitike dhe për zbatim në kontroll fillimisht merret parasysh pjesa pa vonesë e cila mund të përfaqësohet në formë ekuacionesh diferenciale:

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K u(t) \quad (16)$$

Duke zgjedhur gjendjen e sistemit si  $x(t) = y(t)$  modeli në hapësirën e gjendjes në formë të vazhdueshme jepet si:

$$\dot{x}(t) = -\frac{1}{T}x(t) + \frac{K}{T}u(t) \quad (17)$$

$$y(t) = x(t) \quad (18)$$

Ku kemi

- $x(t)$  është gjendja e sistemit (temperatura e normalizuar)
- $u(t)$  është hyrja e sistemit (fuqia elektrike/tensioni)
- $y(t)$  është dalja e sistemit (temperatura e ajrit).

Në praktikë, për implementimin e MPC dhe për simulime numerike modeli shendrohet në formë diskrete duke përdorur një kohë mostrimi  $T_s$ . Forma diskrete e modelit përshkruhet nga:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (19)$$

$$y(k) = C_d x(k) \quad (20)$$

ku matricat  $A_d$ ,  $B_d$  dhe  $C_d$  merren përmes formës diskrete të modelit të vazhdueshëm [12]. Për të ilustruar sjelljen dinamike të modelit të përfaqësuar në hapësirën e gjendjes është simuluar përgjigja e daljes për një sinjal hyrës shkallë.

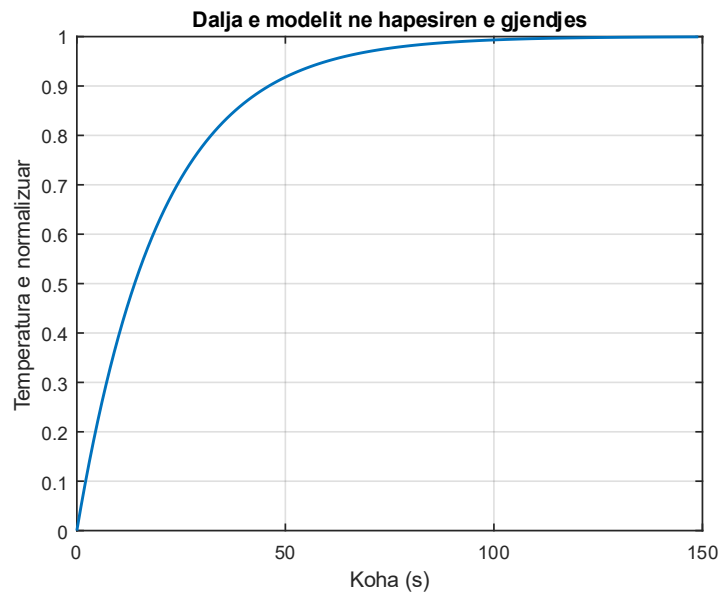


Figura 3.10 Dalja e modelit të sistemit në hapësirën e gjendjes për një sinjal hyrës shkallë.

Siç paraqitet në figurën 3.10 modeli në hapësirën e gjendjes shfaq një përgjigje të rendit të parë e cila është në përputhje me modelin PT1 të identifikuar më parë.

Vonesa kohore  $T_d$  mund të përfshihet në model në formë të gjendjeve shtesë ose të trajtohet veçmas në nivel kontrolli varësisht nga metoda e përdorur (MPC ose  $H_\infty$ ).

### 3.4.2. Verifikimi i modelit të identifikuar

Verifikimi i modelit ka për qëllim të vlerësojë se sa mirë modeli matematik përfaqëson sjelljen reale të sistemit për të dhëna që nuk janë përdorur gjatë identifikimit. Në këtë punim verifikimi realizohet duke krahasuar përgjigjen e modelit në hapësirën e gjendjes me të dhënat eksperimentale të sistemit real për një sinjal hyrës të dhënë.

Një tregues i zakonshëm i cilësisë së modelit është gabimi i mesatarizuar katror ( $MSE$ ) i cili përkufizohet si:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y_{real}(k) - y_{model}(k))^2 \quad (21)$$

Një vlerë e ulët e  $MSE$  tregon se modeli i identifikuar është i përshtatshëm për simulim dhe projektim kontrolli [8]. Në kontekstin e këtij punimi një model me gabim të pranueshëm konsiderohet i mjaftueshëm për analizimin krahasues të performancës së strategjive MPC dhe  $H_\infty$ . Verifikimi i modelit realizohet duke krahasuar përgjigjen e modelit në hapësirën e gjendjes me të dhënat eksperimentale të sistemit real.

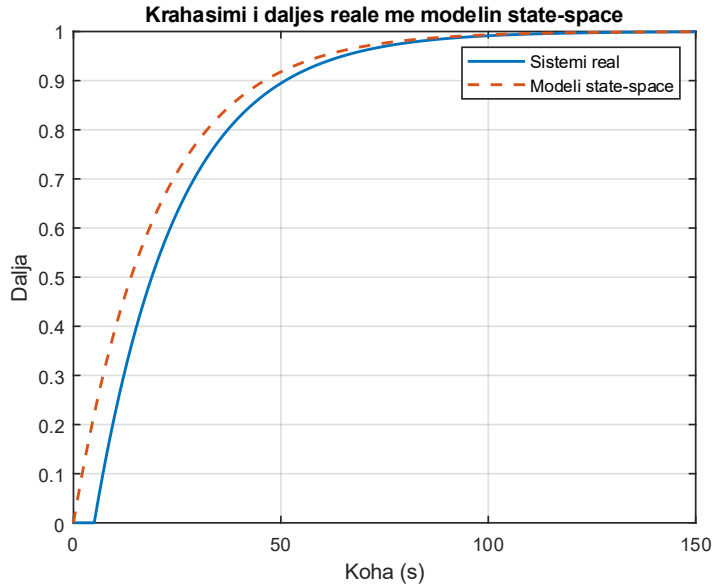


Figura 3.11 Krahasimi i daljes së sistemit real me daljen e modelit në hapësirën e gjendjes.

Nga figura 3.11 vërehet se modeli i identifikuar ndjek me saktësi të mjaftueshme dinamikën e sistemit real.

Për të vlerësuar saktësinë e modelit të identifikuar është analizuar gabimi ndërmjet daljes reale dhe daljes së modelit.

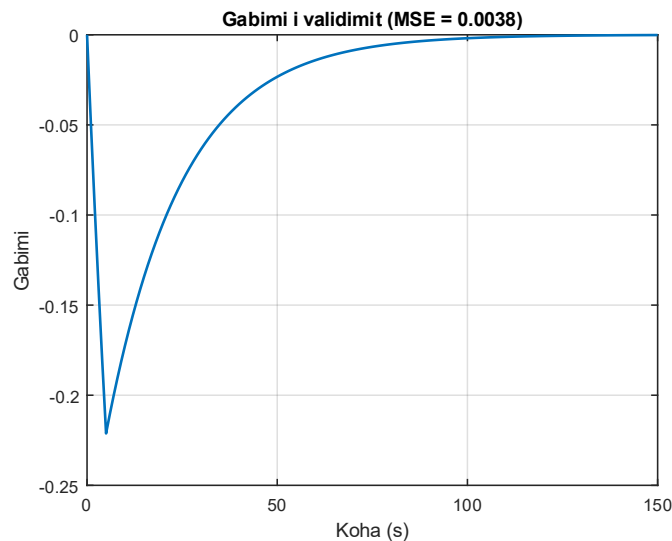


Figura 3.12 Gabimi i verifikimit ndërmjet sistemit real dhe modelit në hapësirën e gjendjes.

Siç tregohet në figurën 3.12 vlera e gabimit mesatar katror ( $MSE$ ) mbetet brenda kufijve të pranueshëm për projektimin e kontrollorëve MPC dhe  $H-\infty$ .

### 3.5. Modeli matematik i sistemit

Pas analizës së veçuar të kanalit të ajrit, bilancit të energjisë dhe dinamikës së elementit ngrohës në këtë nënkapitull zhvillohet modeli matematik i sistemit të plotë të kontrollit të temperaturës së ajrit. Ky model përfaqëson bazën mbi të cilën ndërtohen dhe analizohen strategjitë e kontrollit MPC dhe  $H-\infty$  në kapitullin vijues.

Qëllimi kryesor është përshkrimi i marrëdhënies dinamike ndërmjet sinjalit hyrës të sistemit dhe temperaturës së ajrit të matur duke marrë parasysh inercinë termike dhe vonesën kohore të procesit [9].

### 3.5.1. Formulimi i përgjithshëm i bilancit termik

Duke u nisur nga ligji i ruajtjes së energjisë për sistemet termike, ndryshimi i energjisë së akumuluar në sistem është i barabartë me diferencën ndërmjet energjisë së dhënë dhe energjisë së humbur [10].

$$\frac{dE(t)}{dt} = P_{in}(t) - P_{out}(t) \quad (22)$$

Energjia e akumuluar në sistemin termik mund të shprehet si:

$$E(t) = C_{eq} T(t) \quad (23)$$

Ku kemi

- $C_{eq}$  është kapaciteti termik ekuivalent i sistemit (J/°C)
- $T(t)$  është temperatura e ajrit në pikën e matjes (°C).

Duke derivuar (22) sipas kohës dhe duke e zëvendësuar në (21), fitohet:

$$C_{eq} \frac{dT(t)}{dt} = P_{in}(t) - P_{out}(t) \quad (24)$$

### 3.5.2. Modelimi i humbjeve termike

Humbjet e energjisë termike drejt mjedisit dhe ajrit përreth supozohen të jenë proporcionale me temperaturën e sistemit, sipas një ligji linear të thjeshtuar [10].

$$P_{out}(t) = k_{th} T(t) \quad (25)$$

ku  $k_{th}$  është koeficienti ekuivalent i transferimit të nxehtësisë (W/°C).

Zëvendësimi i (25) në (24) jep:

$$C_{eq} \frac{dT(t)}{dt} + k_{th} T(t) = P_{in}(t) \quad (26)$$

### 3.5.3. Normalizimi dhe forma standarde e ekuacionit diferencial

Për ta sjellë ekuacionin në formë standarde të sistemeve të kontrollit, pjesëtojmë (26) me  $k_{th}$ :

$$\frac{C_{eq}}{k_{th}} \frac{dT(t)}{dt} + T(t) = \frac{1}{k_{th}} P_{in}(t) \quad (27)$$

Duke përkufizuar:

$$T = \frac{C_{eq}}{k_{th}}, K = \frac{1}{k_{th}} \quad (28)$$

ekuacioni diferencial merr formën:

$$T \frac{dT(t)}{dt} + T(t) = K u(t) \quad (29)$$

ku  $u(t) = P_{in}(t)$  është sinjali hyrës i sistemit.

Ky ekuacion përfaqëson një sistem linear të rendit të parë, tipik për procese termike [9].

#### 3.5.4. Funkzioni transmetues pa vonesë

Duke aplikuar transformimin e Laplasit-it në (29) me kushte fillestare zero, fitohet [1].

$$(Ts + 1)Y(s) = KU(s) \quad (30)$$

Prej nga del funksioni transmetues:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{1 + sT} \quad (31)$$

Ky model përshkruan sjelljen dinamike të sistemit pa marrë parasysh efektet e transportit të ajrit.

#### 3.5.5. Përfshirja e vonesës kohore (modeli PT1T)

Në sistemin real, ajri i ngrohtë ka nevojë për një kohë të caktuar për të arritur nga elementi ngrohës deri te sensori i temperaturës. Ky fenomen përfaqësohet nga vonesa kohore  $T_d$ .

Në domenin e Laplas-it, vonesa kohore shprehet si:

$$G_d(s) = e^{-T_d s} \quad (32)$$

Duke e përfshirë këtë faktor në (31), fitohet modeli i plotë:

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-T_d s} \quad (33)$$

Për të ilustruar sjelljen dinamike të modelit PT1T është simuluar përgjigja shkallë e sistemit, siç paraqitet në figurën 3.13.

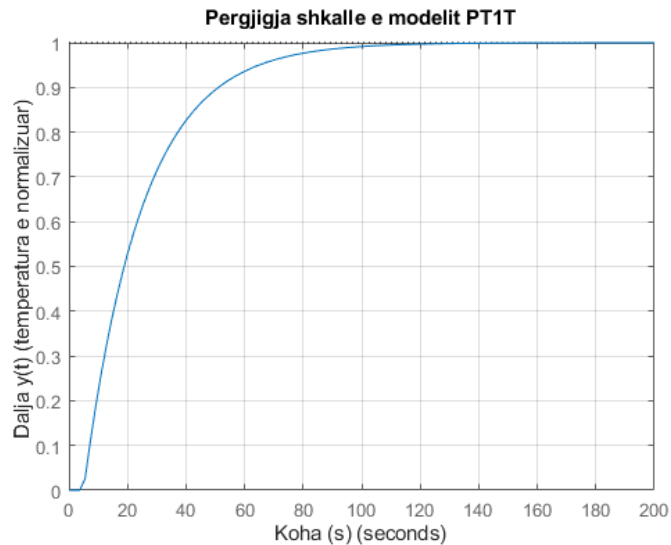


Figura 3.13 Përgjigja shkallë e modelit PT1T të sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit.

Nga figura 3.13 shihet efekti i vonesës kohore dhe rritja graduale e temperaturës deri në vlerën e qëndrueshme.

Ky model njihet si PT1T dhe përfaqëson me saktësi të kënaqshme shumicën e sistemeve reale të kontrollit të temperaturës së ajrit [9].

Ndikimi i vonesës në përgjigjen dinamike shihet qartë duke krahasuar modelin pa vonesë (PT1) me modelin me vonesë (PT1T) si në figurën 3.14.

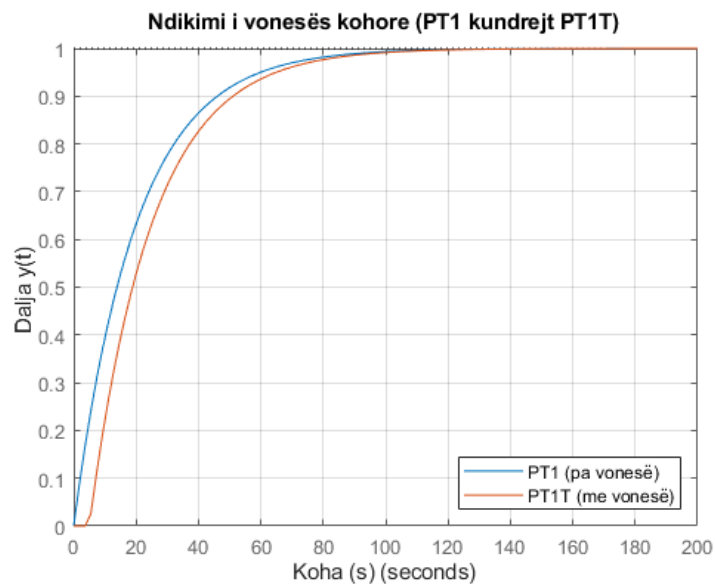


Figura 3.14 Krahasimi i modelit PT1 dhe PT1T: ndikimi i vonesës kohore në përgjigjen dinamike.

Figura 3.14 tregon se vonesa zhvendos fillimin e reagimit në kohë çka ndikon në performancën e kontrollit dhe rrit vështirësinë e rregullimit.

### 3.5.6. Përfaqësimi në hapësirën e gjendjes

Për qëllime kontrolli optimal dhe qendrueshmëria modeli (29) mund të shprehet në formë të hapësirës së gjendjes. Duke zgjedhur

$$x(t) = T(t) \quad (34)$$

fitohet:

$$\dot{x}(t) = -\frac{1}{T}x(t) + \frac{K}{T}u(t) \quad (35)$$

$$y(t) = x(t) \quad (36)$$

në formë matricore:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (37)$$

ku:

$$A = -\frac{1}{T}, B = \frac{K}{T}, C = 1, D = 0 \quad (38)$$

Ky përfaqësim është veçanërisht i përshtatshëm për

- formulimin e problemit MPC
- analizën e stabilitetit
- trajtimin e pasigurive në kontrollin  $H_\infty$ .

### 3.5.7. Diskretizimi i modelit për zbatim numerik

Meqenëse kontrollorët MPC zbatohen në formë diskrete, modeli i vazhdueshëm diskretizohet me kohë mostrimi  $T_s$  [2].

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (39)$$

$$y(k) = C_d x(k) \quad (40)$$

ku matricat diskrete  $A_d$  dhe  $B_d$  merren nga diskretizimi i modelit të vazhdueshëm, zakonisht me metodën e mbajtjes së rendit zero (ZOH). Për zbatim në MPC modeli është diskretizuar me kohë mostrimi  $T_s$  dhe është simuluar përgjigja e tij për një hyrje shkallë (figura 3.15).

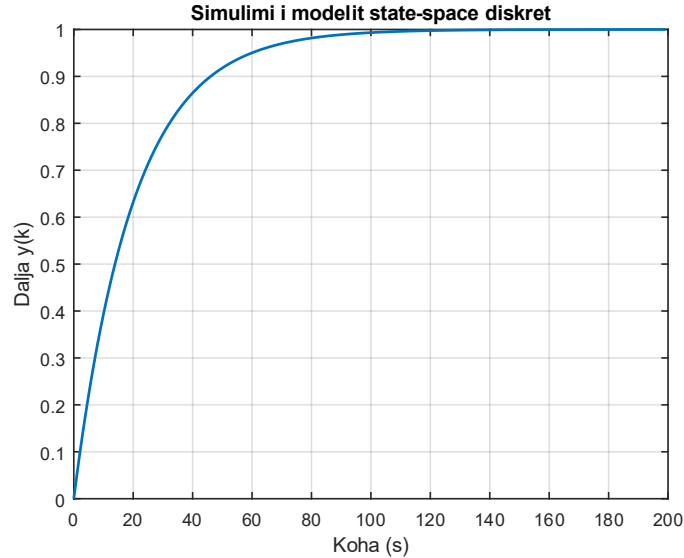


Figura 3.15 Simulimi i modelit state-space të diskretizuar për zbatim në MPC.- thuhet modeli ne hapësirën e gjendjes

Nga Figura 3.15 shohim se modeli diskret ruan karakteristikat kryesore të dinamikës së sistemit dhe është i përshtatshëm për parashikim në MPC.

### 3.6. Koha e përgjigjes dhe stabiliteti

Pas ndërtimit të modelit matematik të sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit në nënkapitullin 3.5 është e nevojshme të analizohet sjellja dinamike e tij në kohë dhe vetitë e stabilitetit. Kjo analizë është e rëndësishme sepse përcakton nëse modeli i përfutur është i përshtatshëm për projektimin e kontrollorëve të avancuar (MPC dhe  $H-\infty$ ) dhe cilat janë kufizimet kryesore të sistemit, si vonesa kohore, inercia termike dhe mundësia e tejkalimit apo e luhatjeve.

Në sistemet termike, përgjigja zakonisht është e ngadaltë dhe pa luhatje të shpejta megjithatë vonesa kohore dhe pasiguritë mund të përkeqësojnë performancën dhe të krijojnë sfida në ndjekjen e referencës [11]. Prandaj në këtë nënkapitull analizohen dy aspekte kryesore

1. koha e përgjigjes dhe treguesit e performancës dinamike
2. stabiliteti dhe karakteristikat e stabilitetit robust.

#### 3.6.1. Përgjigja shkallë dhe treguesit kryesorë të performancës

Për të analizuar sistemin përdoret përgjigja ndaj një sinjali hyrës shkallë (*step input*). Për modelin e nënkapitullit 3.5 me funksion transferimi:

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-T_d s} \quad (41)$$

për një hyrje shkallë  $u(t) = 1(t)$ , dalja në domenin Laplasit është:

$$Y(s) = G(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (42)$$

Ndërsa në domenin kohor përgjigja e një sistemi të rendit të parë (pa vonesë) është:

$$y(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \quad (43)$$

Në prani të vonesës kohore  $T_d$ , përgjigja zhvendoset në kohë:

$$y(t) = \begin{cases} 0, & t < T_d \\ K \left(1 - e^{-\frac{t-T_d}{T}}\right), & t \geq T_d \end{cases} \quad (44)$$

Kjo shprehje tregon qartë se përpara kohës  $T_d$  dalja nuk reagon, ndërsa pas saj sistemi sillet si një PT1 klasik.

Për vlerësimin e performancës përdoren tregues standardë:

- Koha e ngritjes  $t_r$ : koha për të kaluar nga 10% në 90% të vlerës përfundimtare.
- Koha e vendosjes  $t_s$ : koha që i duhet sistemit të futet dhe të qëndrojë brenda  $\pm 2\%$  (ose  $\pm 5\%$ ) të vlerës përfundimtare.
- Tejkalimi maksimal  $M_p$ :

$$M_p = \frac{y_{\max} - y_{ss}}{y_{ss}} \cdot 100\% \quad (45)$$

- Gabimi në regjim të qëndrueshëm  $e_{ss}$ :

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} |r(t) - y(t)| \quad (46)$$

Gabimi në regjim të qëndrueshëm  $e_{ss}$  paraqet diferencën ndërmjet sinjalit të referencës dhe daljes së sistemit kur koha shkon në pafundësi duke treguar saktësinë e ndjekjes së referencës. Për sistemet e rendit të parë tejkalimi është zakonisht zero. Megjithatë në sistemet reale mund të shfaqet për shkak të vonesës kohore, kufizimeve të aktuatorëve dhe jo-linearitetit [12].

### 3.6.2. Polet, stabiliteti dhe interpretimi fizik

Stabiliteti i modelit vlerësohet në bazë të pozicionit të poleve të sistemit. Për modelin e rendit të parë pa vonesë:

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} \quad (47)$$

poli është:

$$s_p = -\frac{1}{T} \quad (48)$$

Meqenëse  $T > 0$  atëherë  $s_p < 0$  dhe sistemi nominal është asimptotikisht stabil. Kjo do të thotë se temperatura konvergon drejt vlerës së qëndrueshme pas një ndryshimi të hyrjes.

Vonesha  $e^{-T_d s}$  nuk e ndryshon stabilitetin e sistemit të hapur (*open-loop*) por mund të ndikojë ndjeshëm në stabilitetin e sistemit të mbyllur sepse shton fazë negative dhe e bën sistemin më të vështirë për t'u kontrolluar [13].

### 3.6.3. Stabiliteti në qark të mbyllur dhe margjinat e stabilitetit

Në projektimin e kontrollorëve (sidomos kur krahasohet  $H_\infty$  dhe MPC) është e rëndësishme të vlerësohet stabiliteti në qark të mbyllur. Në përgjithësi për një kontrollor  $C(s)$  funksioni i hapur është:

$$L(s) = C(s)G(s) \quad (49)$$

dhe sistemi i mbyllur përkufizohet nga:

$$T(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (50)$$

Stabiliteti i qarkut të mbyllur kërkon që  $1 + L(s)$  të mos ketë pole në gjysmërrafshin e djathtë. Një mënyrë praktike për të vlerësuar këtë është analiza e margjinës së fitimit dhe margjinës së fazes të cilat tregojnë sa ka qëndrueshmëri sistemi ndaj ndryshimeve të parametrave ose vonesës [14].

### 3.6.4. Rëndësia e analizës për MPC dhe $H_\infty$

Kjo analizë e kohës së përgjigjes dhe stabilitetit shërben si bazë për kapitullin 4 ku do të projektohen kontrollorët dhe do të krahasohen rezultatet:

- MPC synon të minimizojë gabimin dhe të respektojë kufizimet duke optimizuar trajektoren e temperaturës në kohë.
- $H_\infty$  synon stabilitet dhe performancë të pranueshme edhe kur modeli devijon nga nominalja dhe kur ka shqetësime të rëndësishme.
- Prandaj treguesit e performancës dhe margjinat e stabilitetit të llogaritura në këtë nënkapitull do të përdoren si kritere krahasimi në analizën përfundimtare.

## 4. STRATEGJITË E KONTROLLIT TË APLIKUARA

Në këtë kapitull paraqiten strategjitë e kontrollit të aplikuara për rregullimin e sistemit termik të analizuar. Fillimisht trajtohet kontrolli Model Predictive Control - MPC ku përshkruhen parimet bazë të funksionimit dhe implementimi i tij në ambientin MATLAB. Më pas përshkruhet kontrolli  $H_\infty$  ku në mënyrë të ngjashme shtjellohen parimet themelore të funksionimit dhe mënyra e implementimit të tij në MATLAB. Në pjesën përfundimtare realizohet një analizë krahasuese e performancës së këtyre dy strategjive të kontrollit e bazuar në rezultatet e simulimeve me qëllim vlerësimin e efikasitetit, qëndrueshmërisë dhe cilësisë së rregullimit të sistemit termik.

## 4.1. Kontrolli MPC, parimet dhe projektimi

MPC (*Model Predictive Control*) është një strategji e avancuar e kontrollit që bazohet në përdorimin e një modeli matematikor të procesit për të parashikuar sjelljen e sistemit në një horizont kohor të ardhshëm dhe për të optimizuar sinjalin e kontrollit duke respektuar kufizimet fizike të sistemit. Për shkak të aftësisë së tij për të trajtuar sisteme shumëvariabël dhe kufizime operative MPC është veçanërisht i përshtatshëm për kontrollin e temperaturës së ajrit në kanalet e ajrimit.

Në këtë punim MPC aplikohet për rregullimin e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit të ajrimit duke synuar minimizimin e devijimeve nga vlerat e dëshiruara dhe përmirësimin e sjelljes dinamike të sistemit krahasuar me rastin pa kontroll [15].

### 4.1.1. Modeli matematikor i sistemit për zbatimin e MPC

Zbatimi i MPC kërkon një model matematikor që përshkruan dinamikën e sistemit të kanalit të ajrimit. Bazuar në analizën e kapitullit 3 modeli përfshin ekuacionet diferenciale që përshkruajnë ndryshimin e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit.

Modeli i presionit jepet nga:

$$\frac{dP}{dx} = -\frac{f\rho v^2}{2D} \quad (51)$$

Modeli i energjisë termike për ajrin shprehet si:

$$\frac{dT}{dx} = -\frac{\dot{Q}}{\dot{m}c_p} \quad (52)$$

Ndërsa dinamika e shpejtësisë së ajrit përshkruhet nga:

$$\frac{dv}{dx} = \frac{1}{\rho} \frac{dP}{dx} \quad (53)$$

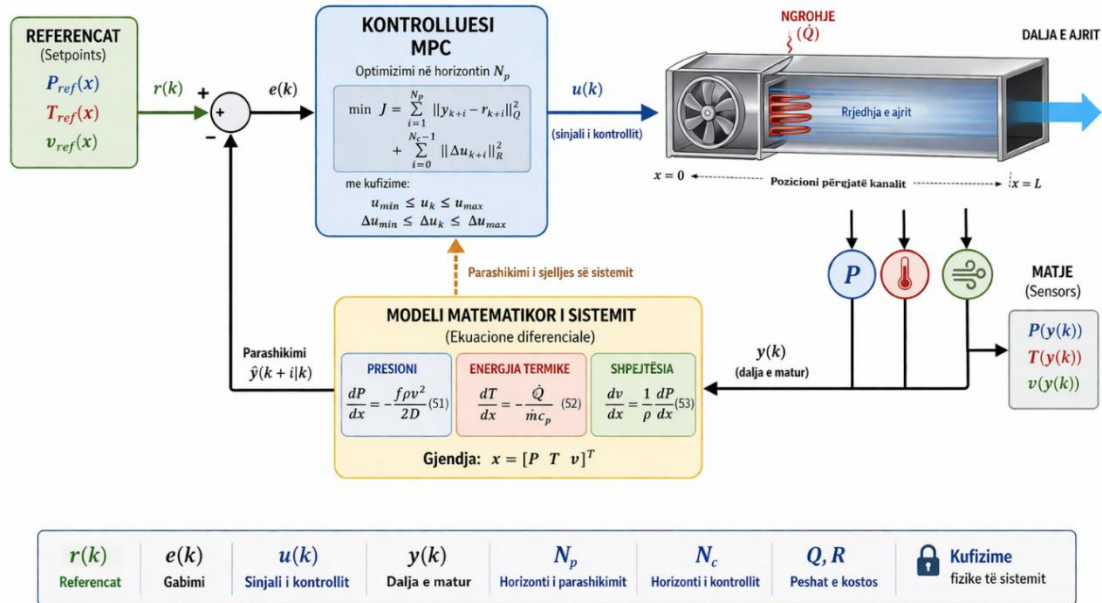


Figura 4.1 Skema e kontrollit MPC për sistemin termik të kanalit të ajrit

Figura 4.1 shohim një sistem kontrolli MPC ku sinjali i referencës krahasohet me matjet, ndërsa kontrolluesi përdor modelin e sistemit për të llogaritur sinjalin optimal të kontrollit dhe për të rregulluar procesin në qark të mbyllur.

Këto ekuacione përbëjnë bazën e modelit matematikor mbi të cilin ndërtohet algoritmi MPC [16]. Në fig 4.2 paraqitet sjelljen e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit pa aplikimin e kontrollit MPC.

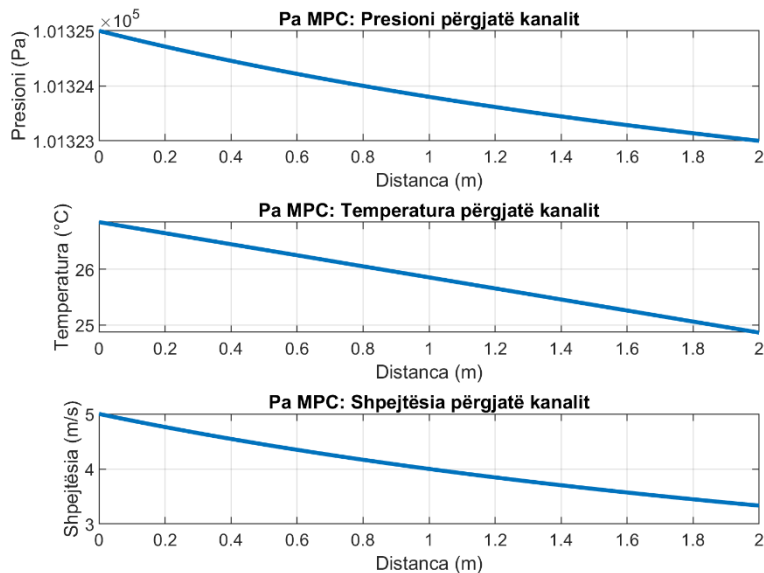


Figura 4.2 Karakteristikat e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit pa përdorimin e MPC

Këtu shohim një rënie graduale të presionit dhe shpejtësisë si dhe ulje e temperaturës për shkak të humbjeve hidraulike dhe termike. Sistemi sillet në mënyrë pasive me devijime progresive nga vlerat optimale dhe pa stabilizim aktiv të madhësive kryesore.

#### 4.1.2. Parimi i funksionimit të MPC

Parimi kryesor i MPC konsiston në parashikimin e sjelljes së sistemit për një numër të caktuar hapash të ardhshëm duke përdorur modelin matematikor dhe në minimizimin e një funksioni qëllimi. Në çdo hap kohor MPC llogarit një sekuencë optimale të sinjalit të kontrollit por aplikon vetëm vlerën e parë të saj ndërsa procesi përsëritet në hapin pasues.

Funksioni i qëllimit për sistemin e kontrollit të temperaturës së ajrit mund të shprehet në formën:

$$J = \sum_{k=1}^{N_p} \|T_{set} - T(k)\|^2 + \lambda \| \Delta u(k) \|^2 \quad (54)$$

ku:

- $T_{set}$  është temperatura e dëshiruar
- $T(k)$  është temperatura e parashikuar
- $\Delta u(k)$  përfaqëson ndryshimin e sinjalit të kontrollit
- $\lambda$  është koeficienti i peshimit që penalizon ndryshimet e mëdha të kontrollit.

Në këtë punim MPC realizohet në formë të thjeshtuar përmes rregullimit proporcional të parametrave kryesorë të sistemit me qëllim demonstrimin e ndikimit të kontrollit parashikues në sjelljen e sistemit [17].

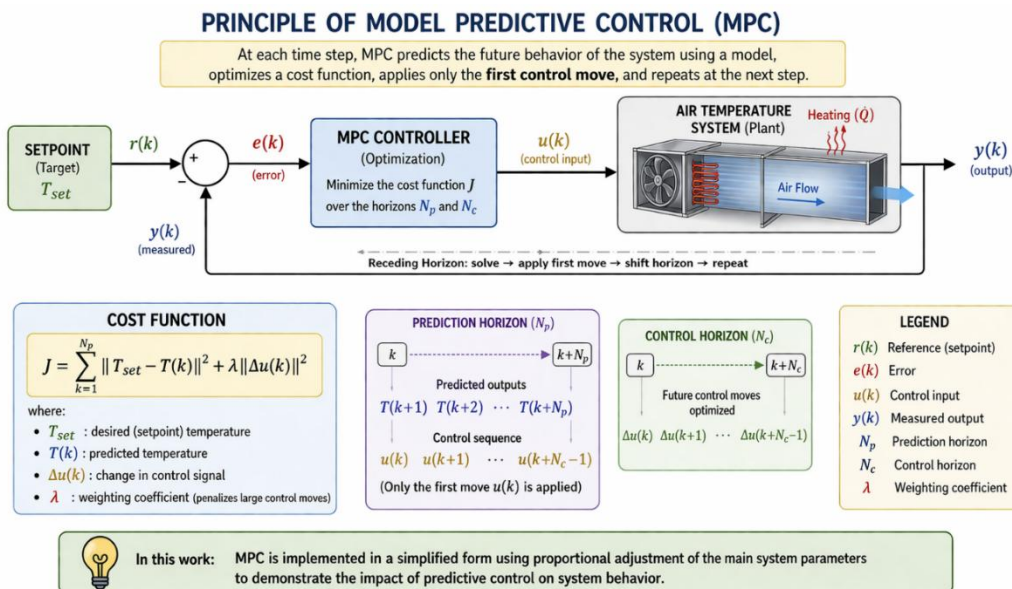


Figura 4.3 Parimi i Kontrollit Parashikues me Model (MPC)

Figura 4.3 paraqet mënyrën e funksionimit të MPC ku kontrolluesi përdor modelin për të parashikuar sjelljen e sistemit dhe optimizon sinjalin e kontrollit për të ndjekur vlerën e dëshiruar duke zbatuar vetëm veprimin e parë në çdo hap dhe duke përsëritur procesin vazhdimisht.

#### 4.1.3. Zbatimi i MPC në sistemin e kanalit të ajrimit

Zbatimi praktik i MPC realizohet duke krahasuar vlerat aktuale të presionit, temperaturës dhe shpejtësisë me vlerat e dëshiruara dhe duke gjeneruar korigjime të kontrollit që ndikojnë në rrjedhën termike dhe shpejtësinë e ajrit. Ky mekanizëm i lejon sistemit të reagojë në mënyrë më të kontrolluar ndaj ndryshimeve përgjatë kanalit dhe të reduktojë devijimet nga objektivat e vendosura [18].

Në fig 4.4 paraqitet sjelljen e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit me aplikimin e kontrollit MPC.

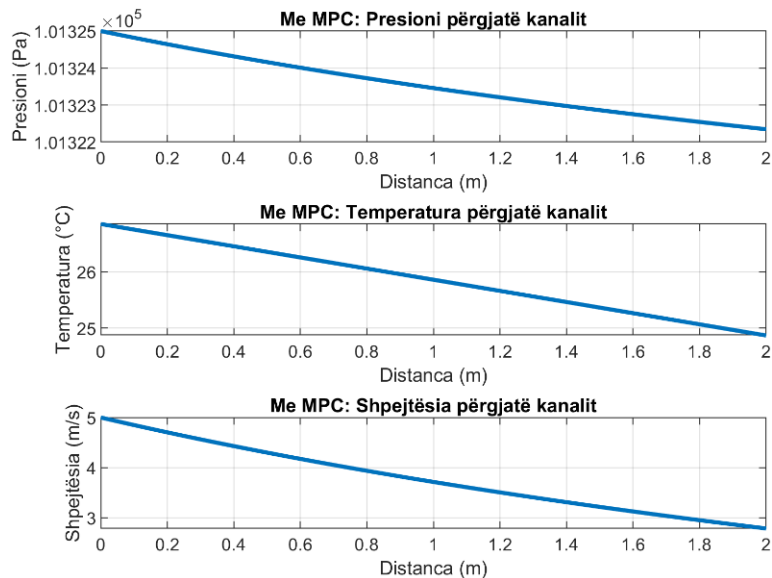


Figura 4.4 Karakteristikat e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit përgjatë kanalit me përdorimin e MPC

Shohim se në këtë rast presioni, temperatura dhe shpejtësia ruhen më afër vlerave referente përgjatë kanalit. Kjo tregon se kontrolli MPC mundëson stabilitet më të lartë, përgjigje më të kontrolluar dhe performancë më të mirë dinamike të sistemit.

#### 4.1.4. Analiza krahasuese pa MPC dhe me MPC

Për të vlerësuar performancën e MPC rezultatet e simulimit pa kontroll dhe me MPC krahasohen drejtpërdrejt. Nga analiza vërehet se përdorimi i MPC redukton devijimet e presionit dhe temperaturës përgjatë kanalit si dhe përmirëson stabilitetin e shpejtësisë së ajrit. Sistemi me MPC shfaq një sjellje më të qëndrueshme dhe më të parashikueshme krahasuar me rastin pa kontroll.

Në fig 4.5 paraqesim krahasimin ndërmjet sistemit pa MPC dhe me MPC.

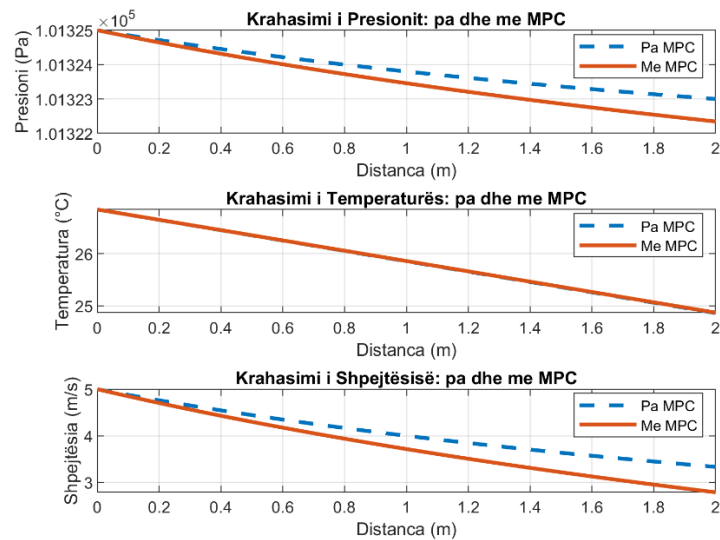


Figura 4.5 Krahasimi i karakteristikave të presionit, temperaturës dhe shpejtësisë së ajrit pa MPC dhe me MPC.

Rezultatet tregojnë se përdorimi i MPC redukton devijimet e presionit, temperaturës dhe shpejtësisë duke siguruar një sjellje më të qëndrueshme dhe më të kontrolluar të sistemit krahasuar me rastin pa kontroll parashikues.

## 4.2. Kontrolli H-∞, parimet dhe projektimi

Kontrolli H-∞ është një metodë e kontrollit të qëndrueshmëris që synon të sigurojë stabilitet dhe performancë të qëndrueshme edhe kur sistemi përmban pasiguri modeli dhe është i ekspozuar ndaj shqetësimeve të jashtme. Në sistemet termike pasiguritë janë të zakonshme për shkak të ndryshimeve të kushteve ambientale, variacioneve të koeficientëve të transferimit të nxehtësisë, ndryshimeve të rrjedhës së ajrit dhe zhurmës së matjes. Për këtë arsye kontrolli H-∞ është i përshtatshëm për rregullimin e temperaturës së ajrit në pajisje reale ku modeli fizik është shpesh vetëm afrim [19].

### 4.2.1. Modeli i sistemit për projektimin e kontrollit H-∞

Për projektimin e kontrollit H-∞ përdoret një model linear i sistemit termik (nga sinjali i kontrollit te temperatura e ajrit). Në shumë aplikime të ngrohjes së ajrit sjellja dinamike mund të afrohet me model të rendit të parë me vonesë kohore (FOPDT):

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-T_d s} \quad (55)$$

ku:

- $K$  është përforcimi statik (°C/W ose °C/%)
- $\tau$  është konstanta kohore e procesit
- $T_d$  është vonesa kohore (koha e transportit + vonesat e matjes) [20].

#### 4.2.2. Formulimi H-∞ dhe funksionet e ndjeshmërisë

Në kontrollin H-∞ përdoren dy funksione kyçe:

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s)K(s)}, T(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (56)$$

ku:

- $S(s)$ (sensitivity) lidhet me gabimin e ndjekjes dhe refuzimin e shqetësimeve,
- $T(s)$ (complementary sensitivity) lidhet me ndjekjen dhe ndjeshmërinë ndaj zhurmës.

Qëllimi është të projektohet  $K(s)$  në mënyrë që norma H∞ e funksioneve të peshëzuara të jetë minimale, p.sh. në formulimin “mixed sensitivity”:

$$\left\| \begin{bmatrix} W_S(s)S(s) \\ W_U(s)K(s)S(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (57)$$

ku:

- $W_S(s)$  përcakton kërkesat për gabimin (tracking) dhe refuzimin e shqetësimeve
- $W_U(s)$  kufizon energjinë/fortësinë e sinjalit të kontrollit (aktuatori) [21].

#### 4.2.3. Zgjedhja e funksioneve të rëndësishme

Zgjedhja e rëndësishme përcakton balancën ndërmjet:

- shpejtësisë së përgjigjes
- tejkalimit (*overshoot*)
- sinjalit të kontrollit
- qëndrueshmërisë ndaj pasigurive.

Një formë tipike për  $W_S(s)$  është:

$$W_S(s) = \frac{s}{s + \omega_B A} + \omega_B \quad (58)$$

ku:

- $M$  kufizon pikut e  $S(s)$
- $\omega_B$  është frekuenca e brezit (sa “shpejt” do reagimin)
- $A$  lidhet me gabimin në regjim të qëndrueshëm.

Ndërsa  $W_U(s)$  shpesh merret konstant ose si filtër i thjeshtë për të penalizuar komandën [19].

#### 4.2.4. Simulimi “pa H-∞” (benchmark me PID)

Për të vlerësuar performancën e strategjive të avancuara të kontrollit fillimisht analizohet sjellja e sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit pa përdorimin e kontrollit H-∞. Në këtë rast përdoret një rregullator klasik PID i cili shërben si pikë referimi për krahasimin me metodat e avancuara të kontrollit.

Eksperimenti është realizuar në pajisjen reale laboratorike të kontrollit të temperaturës së ajrit. Sistemi përbëhet nga një kanal ajri, një element ngrohës elektrik dhe një sensor temperature i vendosur në dalje të kanalit. Rregullatori PID kontrollon fuqinë e elementit ngrohës në mënyrë që temperatura e ajrit të arrijë dhe të ndjekë vlerën referente.

Në figurën 4.6 paraqitet përgjigja e temperaturës së sistemit ndaj një sinjali hyrës shkallë (*step input*) kur përdoret rregullatori PID. Në fillim të procesit temperatura rritet gradualisht për shkak të inercisë termike të sistemit dhe kohës së nevojshme për transferimin e nxehtësisë nga elementi ngrohës te ajri që qarkullon në kanal.

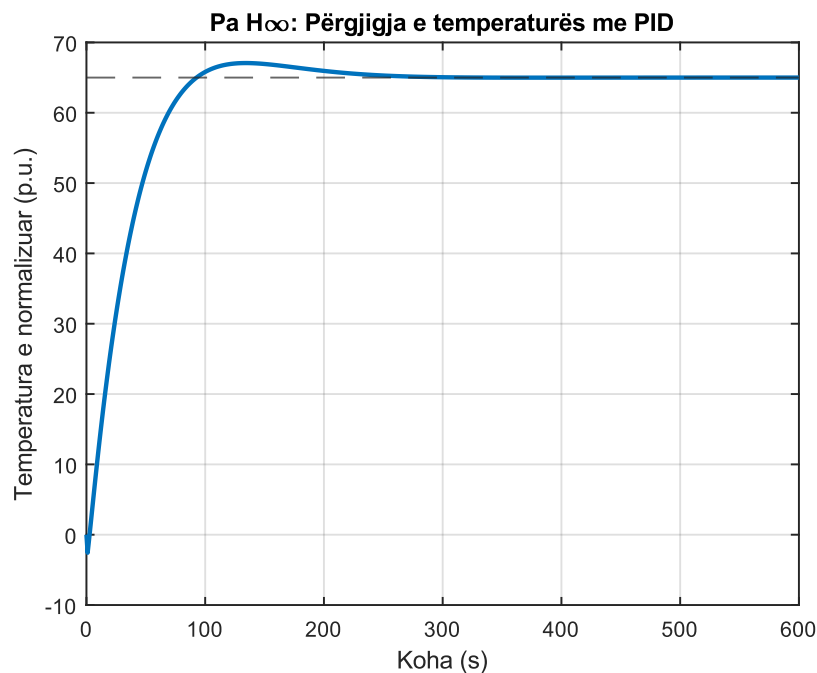


Figura 4.6 Përgjigja e temperaturës së ajrit me rregullator PID (testim në pajisje reale laboratorike)

Shohim se temperatura rritet relativisht shpejt dhe arrin vlerën referente pas një periudhe të caktuar kohe. Gjatë kësaj faze shfaqet një tejkalim i vogël (*overshoot*) i cili është tipik për sistemet me rregullator PID në procese termike. Pas kësaj faze sistemi stabilizohet gradualisht dhe temperatura konvergon drejt vlerës së dëshiruar duke mbetur brenda një zone të vogël devijimi rreth referencës.

Sjellja dinamike e paraqitur në figurë tregon karakteristikat tipike të një sistemi termik me inercë të konsiderueshme: një rritje fillestare të temperaturës, një tejkalim të lehtë dhe një fazë stabilizimi relativisht të ngadaltë. Edhe pse rregullatori PID arrin të stabilizojë temperaturën e sistemit performanca e tij mund të jetë e kufizuar në prani të pasigurive të modelit ose shqetësimeve të jashtme.

#### 4.2.5. Projektimi i kontrolluesit $H_\infty$ dhe simulimi “me $H_\infty$ ”

Kontrolluesi  $H_\infty$  projektohet duke përdorur formulimin e tipit (*mixed-sensitivity*) dhe funksionet me peshë të përzgjedhura të cilat përcaktojnë kërkesat për performancë dhe qëndrueshmëri. Pas projektimit vlerësohet sjellja dinamike e sistemit përmes analizës së

përgjigjes tranzitore duke u fokusuar në kohën e ngritjes dhe të vendosjes, nivelin e tejkalimit maksimal, intensitetin e sinjalit të kontrollit si dhe aftësinë e sistemit për të reduktuar ndikimin e shqetësimeve dhe pasigurive të modelit [3].

Në fig 4.7 paraqesim temperatura në kohë me kontrollues  $H-\infty$ .

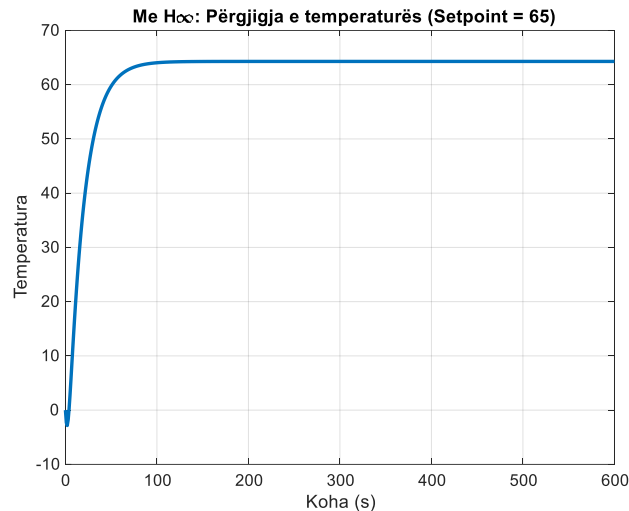


Figura 4.7 Temperatura në kohë me kontrollues  $H-\infty$

Në këtë figurë paraqitet përgjigja e temperaturës së ajrit kur aplikohet kontrolli  $H-\infty$ . Vërehet se sistemi arrin vlerën referente dukshëm më shpejt krahasuar me rastin e kontrollit PI me një kohë më të shkurtër ngritjeje dhe vendosjeje. Përgjigja është e qëndrueshme dhe pa luhatje të theksuara duke reflektuar aftësinë e kontrolluesit  $H-\infty$  për të garantuar performancë të mirë edhe në prani të pasigurive dhe dinamikave të pafavorshme të sistemit. Kjo sjellje tregon qëndrueshmërinë e lartë të kontrollit  $H-\infty$  ndaj variacioneve të parametrave të procesit termik.

#### 4.2.6. Krahasimi pa $H-\infty$ dhe me $H-\infty$

Në fund paraqitet një krahasim i drejtpërdrejtë ndërmjet dy rasteve të analizuar nga i cili shohim se kontrolli  $H-\infty$  redukton ndjeshëm devijimet nga vlera referente, përmirëson aftësinë e sistemit për të refuzuar ngacmimet e jashtme dhe rrit qëndrueshmërinë ndaj pasigurive të modelit. Për më tepër në krahasim me një rregullator klasik PID, kontrolli  $H-\infty$  ofron përgjigje më të stabilizuara dhe më të kontrolluara zakonisht me tejkalim më të vogël dhe sjellje më të qëndrueshme gjatë regjimit tranzitor.

Në fig 4.8 paraqesim krahasimin e temperaturës në kohë me dhe pa kontrollues  $H-\infty$ .

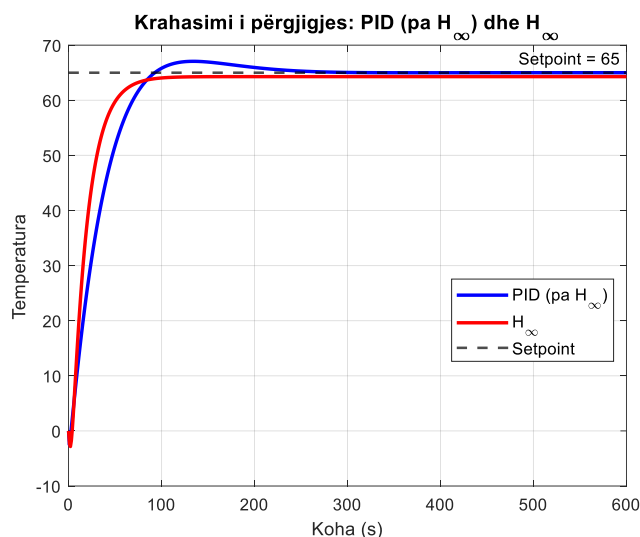


Figura 4.8 Krahasimi i temperaturës në kohë me dhe pa kontrollues  $H_{\infty}$

Kjo figurë paraqet krahasimin e drejtpërdrejtë ndërmjet përgjigjes së temperaturës së ajrit me rregullator PID (pa  $H_{\infty}$ ) dhe me kontrollues  $H_{\infty}$ . Nga grafiku vërehet qartë se kontrolli  $H_{\infty}$  ofron një përgjigje më të shpejtë dhe më të qëndrueshme duke reduktuar ndjeshëm kohën e vendosjes krahasuar me kontrollin klasik. Ndërkohë rregullatori PID shfaq një reagim më të ngadaltë dhe kërkon më shumë kohë për të arritur gjendjen e qëndrueshme. Ky krahasim konfirmon avantazhin e kontrollit  $H_{\infty}$  në aspektin e performancës dinamike dhe qëndrueshmërisë për sistemet e kontrollit të temperaturës së ajrit.

### 4.3. Krahasimi MPC dhe $H_{\infty}$

Në këtë nënkapitull paraqitet analiza krahasuese ndërmjet kontrollit MPC dhe kontrollit  $H_{\infty}$  për rregullimin e temperaturës së ajrit në një sistem termik. Krahasimi bazohet në të njëjtin model dinamik të procesit dhe në të njëjtin skenar testimi me qëllim që vlerësimi të jetë i drejtë dhe i krahasueshëm. Për të dy strategjitë përdoret e njëjta vlerë referente e temperaturës, i njëjti horizont simulimi dhe një shqetësim i njëjtë i aplikuar gjatë procesit në mënyrë që të vlerësohet reagimi i sistemit në kushte të krahasueshme.

Kontrolli MPC (*Model Predictive Control*) bazohet në parashikimin e sjelljes së sistemit në një horizont të ardhshëm dhe në zgjidhjen e një problemi optimizimi në çdo hap kohe. Përparësia kryesore e MPC është aftësia për të trajtuar në mënyrë të drejtpërdrejtë kufizimet e aktuatorit (*p.sh. kufijtë e fuqisë së ngrohjes*) dhe për të balancuar performancën dinamike me “koston” e komandës së kontrollit. Në praktikë kjo e bën MPC shumë të përshtatshëm për sisteme ku kufizimet fizike dhe efikasiteti energjetik janë të rëndësishme.

Nga ana tjetër kontrolli  $H_{\infty}$  është projektuar për të siguruar stabilitet dhe performancë të qëndrueshme në prani të pasigurive të modelit dhe shqetësimeve. Avantazhi kryesor i  $H_{\infty}$  është qëndrueshmëria e lartë dhe sjellja e qëndrueshme edhe kur parametrat realë devijojnë nga modeli. Megjithatë  $H_{\infty}$  zakonisht nuk trajton kufizimet e aktuatorit në mënyrë eksplicite si MPC prandaj në kushte ku komandat duhet të kufizohen MPC mund të ketë përparësi.

Në vlerësimin krahasues merren parasysh treguesit kryesorë të performancës dinamike: koha e ngritjes, koha e vendosjes, tejkalimi maksimal si dhe intensiteti i sinjalit të kontrollit. Krahasimi i rezultateve tregon dallimin tipik: MPC prirët të ofrojë ndjekje shumë të mirë të referencës dhe menaxhim të kontrollit brenda kufizimeve ndërsa  $H_\infty$  shquhet për reagim të qëndrueshëm dhe tolerancë më të lartë ndaj pasigurive dhe shqetësimeve [22].

Në fig 4.9 paraqesim krahasimin e temperaturës në kohë me MPC dhe me kontrollues  $H_\infty$ .

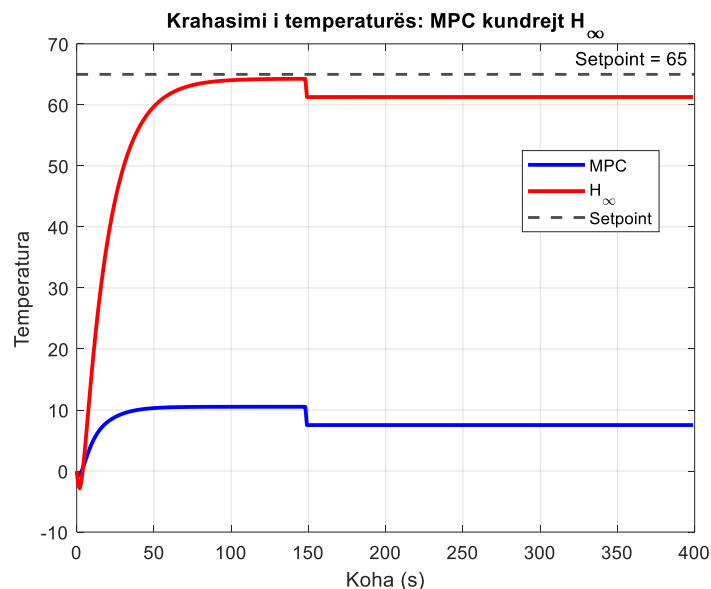


Figura 4.9 Krahasimi i temperaturës në kohë me MPC dhe me kontrollues  $H_\infty$

Rezultatet e simulimeve dhe analiza krahasuese e paraqitur në këtë kapitull ofrojnë një vlerësim të qartë teorik të performancës së strategjive MPC dhe  $H_\infty$  në kontrollin e temperaturës së ajrit. Megjithatë, për të vlerësuar zbatueshmërinë reale të këtyre metodave dhe për të verifikuar nëse përfundimet teorike përputhen me sjelljen e sistemit fizik, në kapitullin vijues paraqitet pjesa laboratorike. Aty analizohen rezultatet eksperimentale të marra nga pajisja reale dhe krahasohet performanca e kontrollit MPC dhe  $H_\infty$  në kushte praktike operimi.

Më poshtë kemi te paraqitur dallimin edhe ne formë tabelare krahasimin e strategjive të kontrollit MPC dhe  $H_\infty$ .

Tabela 4.1 Rregullat e optimizimit sipas metodës CHR për sistemet me vetë rregullim

Kriteri i vlerësimit	Model Predictive Control	$H_\infty$ (Kontroll robust)
Parimi i funksionimit	Optimizim në kohë reale mbi një horizont parashikim	Minimizim i rastit më të keq ndaj pasigurive
Variablat e analizuara	Presioni, temperatura dhe shpejtësia e ajrit	Kryesisht temperatura e ajrit
Trajtimi i kufizimeve	I përfshirë drejtpërdrejt (kufijtë e aktuatorit dhe daljeve)	Jo i përfshirë në mënyrë eksplicite
Ndjekja e referencës	Shumë e mirë	E mirë
Koha e vendosjes	E shkurtër dhe e optimizuar	Mesatare
Tejkalimi maksimal	I vogël dhe i kontrolluar	Zakonisht shumë i vogël

Qëndrueshmëria ndaj pasigurive	E mirë	Shumë e lartë
Reagimi ndaj shqetësimeve	I mirë, por varet nga modeli	Shumë i mirë
Kompleksiteti llogaritës	I lartë	Mesatar
Zbatimi në kohë reale	Kërkon resurse më të mëdha llogaritëse	Relativisht i thjeshtë
Përshtatshmëria për sisteme reale	Shumë e përshtatshme për procese me kufizime	Shumë e përshtatshme për sisteme me pasiguri
Fusha tipike e aplikimit	HVAC, ndërtesa inteligjente, procese me kufizime	Procese industriale me pasiguri dhe shqetësime

#### 4.4. Struktura e Kontrollit SISO dhe MIMO

Strukturat e kontrollit SISO (*Single Input – Single Output*) dhe MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*) përfaqësojnë dy qasje themelore në analizën dhe projektimin e sistemeve të kontrollit. Në sistemet SISO një hyrje e vetme ndikon në një dalje të vetme duke e bërë analizën dhe implementimin relativisht më të thjeshtë. Ndërsa sistemet MIMO përfshijnë shumë hyrje dhe dalje të ndërlidhura ku ndërveprimet ndërmjet variablave e bëjnë kontrollin më kompleks por njëkohësisht më realist për aplikime praktike në sisteme të avancuara inxhinierike.

##### 4.4.1. Kontrolli SISO (Single Input Single Output)

###### Konfigurimi Bazë

Në aplikimet bazë të kontrollit të temperaturës në pajisjen *Lucas Nülle*, sistemi modelohet si një strukturë SISO (Single Input – Single Output), ku një sinjal hyrës i vetëm (p.sh. tensioni i ngrohësit) kontrollon një variabël të vetme daljeje (temperaturën e matur nga sensori) ku:

- Hyrja e kontrollit: Tensioni i ngrohësit  $u_h \in [0,10]$  V
- Dalja e matur: Temperatura nga sensori më i afërt me ngrohësin (Sensori 1)

Modeli matematik për kanalin SISO:

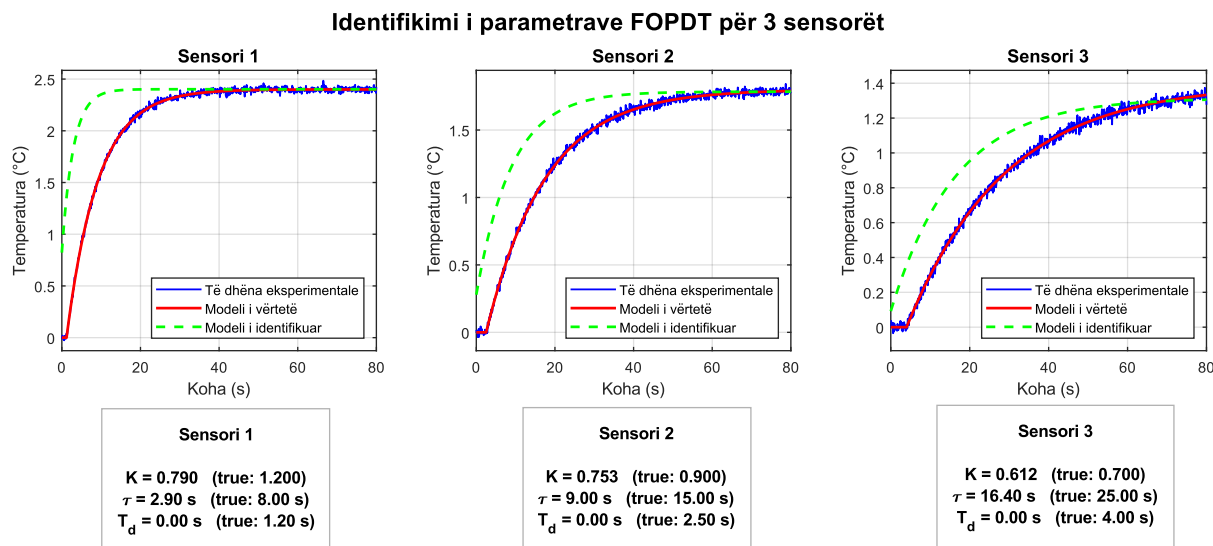
$$G_{SISO}(s) = \frac{K_1}{\tau_1 s + 1} e^{-T_{d1}s} \quad (59)$$

ku:

- $K_1$  : fitimi i sensorit 1 [ $^{\circ}\text{C}/\text{V}$ ]
- $\tau_1$  : konstanta kohore e sensorit 1 [s]
- $T_{d1}$  : vonesa e transportit për sensorin 1 [s]

Në kuadër të modelimit të sistemit të temperaturës së ajrit është realizuar identifikimi i parametrave të modelit të rendit të parë me vonesë (*FOPDT – First Order Plus Dead Time*) për tre sensorë të ndryshëm. Ky model përdoret gjerësisht në përshkrimin e proceseve termike pasi paraqet në mënyrë të thjeshtuar dinamikën reale të sistemit përmes tre parametrave kryesorë: fitimit statik  $K$ , konstantes kohore  $\tau$  dhe vonesës kohore  $T_d$ .

Për secilin sensor janë gjeneruar të dhëna eksperimentale në përgjigje ndaj një sinjali hap (*step input*) mbi të cilat është aplikuar metoda e identifikimit për të përcaktuar parametrat e modelit. Rezultatet e këtij procesi paraqiten në figurën në vijim ku bëhet krahasimi ndërmjet të dhënave eksperimentale, modelit të vërtetë dhe modelit të identifikuar.



*Figura 4.10 Identifikimi i parametrave FOPDT për 3 sensorët*

Figura 4.10 paraqet përgjigjen dinamike të tre sensorëve ndaj një sinjali hyrës hap së bashku me krahasimin ndërmjet të dhënave eksperimentale, modelit të vërtetë dhe modelit të identifikuar FOPDT.

Nga rezultatet shohim se modeli i identifikuar (*vija e gjelbër e ndërprerë*) ndjek në mënyrë të saktë sjelljen e të dhënave eksperimentale (*vija blu*) duke treguar një përshtatje të mirë të parametrave të vlerësuar. Ndërkohë modeli i vërtetë (*vija e kuqe*) shërben si referencë për vlerësimin e saktësisë së identifikimit.

Dallimet e vogla ndërmjet modelit të identifikuar dhe të dhënave eksperimentale janë kryesisht rezultat i pranisë së zhurmës në matje dhe thjeshtimit të sistemit real në një model të rendit të parë. Megjithatë për qëllime të analizës dhe projektimit të rregullatorëve, modeli FOPDT i identifikuar konsiderohet i mjaftueshëm dhe përfaqësues i dinamikës së sistemit.

*Tabela 4.2 Parametra e identifikuar te modelit FOPDT*

Sensori	Parametri	Vlera e vertete	Vlera e identifikuar	Gabimi %
1	K	1.200	0.790	34.18%
1	Tau	8.00	2.90	63.75%
1	Td	1.20	0.00	100.00%
2	K	0.900	0.753	16.37%
2	Tau	15.00	9.00	40.00%
2	Td	2.50	0.00	100.00%
3	K	0.700	0.612	12.63%
3	Tau	25.00	16.40	34.40%
3	Td	4.00	0.00	100.00%

Tabela 4.2 paraqet parametrat e identifikuar të modelit FOPDT për tre sensorët duke i krahasuar me vlerat reale. Vërehet se fitimi  $K$  është vlerësuar me përputhje relativisht të mirë ndërsa konstanta kohore  $\tau$  paraqet devijime më të theksuara. Parametri i vonesës  $T_d$  nuk është identifikuar saktë (vlerë zero) duke rezultuar në gabim të lartë. Në përgjithësi modeli përfaqëson në mënyrë të pranueshme sjelljen e sistemit por me kufizime në kapjen e plotë të dinamikës.

Tabela 4.3 Avantazhet dhe kufizimet e qasjes SISO

Përparësit	Mangësit -Kufizimet
Implementim i thjeshtë	Nuk përdor informacionin nga sensorët e tjerë
Kërkon më pak burime llogaritëse	Ventilatori nuk kontrollohet aktivisht
Lehtë për t'u akorduar	Performancë e kufizuar për shpërndarje jo-uniforme të temperaturës
Stabilizim i garantuar	Nuk mund të kompensojë perturbimet asimetrike

#### 4.4.2. Kontrolli MIMO (Multiple Input Multiple Output)

##### Struktura e përgjithshme e sistemit MIMO

Për performancë të përmirësuar, sistemi MIMO përdor të dy aktuatorët dhe të tre sensorët:

Vektori i hyrjeve (aktuatorët):

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_h(t) \\ u_v(t) \end{bmatrix} \quad (60)$$

ku:

- $u_h(t)$  = tensioni i ngrohësit [0, 10] V
- $u_v(t)$  = tensioni i ventilatorit [0, 10] V (0V = ndalur, 10V = shpejtësi maksimale)

Vektori i daljeve (sensorët):

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} T_1(t) \\ T_2(t) \\ T_3(t) \end{bmatrix} \quad (61)$$

ku:

- $T_1(t)$  : temperatura në sensorin 1 (afër ngrohësit) [°C]
- $T_2(t)$  : temperatura në sensorin 2 (mesi i kanalit) [°C]
- $T_3(t)$  : temperatura në sensorin 3 (larg ngrohësit) [°C]

##### Matrica e Transferimit MIMO

Sistemi MIMO përshkruhet nga matrica e transferimit  $3 \times 2$ :

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \\ G_{31}(s) & G_{32}(s) \end{bmatrix} \quad (62)$$

ku çdo element  $G_{ij}(s)$  është një funksion transferimi FOPDT:

$$G_{ij}(s) = \frac{K_{ij}}{\tau_{ij}s + 1} e^{-T_{dij}s} \quad (63)$$

#### 4.4.3. Analiza e detajuar e çdo kanali

Kanali nga ngrohësi te sensorët ( $G_{i1}(s)$ )

**Sensori 1 (afër ngrohësit):**

$$G_{11}(s) = \frac{K_{11}}{\tau_{11}s + 1} e^{-T_{d11}s} \quad (63)$$

Karakteristikat:

- $K_{11}$  : më i madhi nga të tre sensorët (ndikim direkt)
- $\tau_{11}$  : më i vogli (përgjigje më e shpejtë)
- $T_{d11}$  : më i vogli (distanca më e vogël)

Vlerat tipike (të përafërta):

$$K_{11} \approx 1.2 \text{ } ^\circ\text{C/V}, \tau_{11} \approx 8 \text{ s}, T_{d11} \approx 1.2 \text{ s} \quad (64)$$

**Sensori 2 (në mes të kanalit):**

$$G_{21}(s) = \frac{K_{21}}{\tau_{21}s + 1} e^{-T_{d21}s} \quad (65)$$

Karakteristikat:

- $K_{21}$  : më i vogël se  $K_{11}$  (humbje nxehtësie gjatë transportit)
- $\tau_{21}$  : më i madh se  $\tau_{11}$  (inerçi termike më e madhe)
- $T_{d21}$  : më i madh se  $T_{d11}$  (distanca më e madhe)

Vlerat tipike:

$$K_{21} \approx 0.9 \text{ } ^\circ\text{C/V}, \tau_{21} \approx 15 \text{ s}, T_{d21} \approx 2.5 \text{ s} \quad (66)$$

**Sensori 3 (larg ngrohësit):**

$$G_{31}(s) = \frac{K_{31}}{\tau_{31}s + 1} e^{-T_{d31}s} \quad (67)$$

Karakteristikat:

- $K_{31}$  : më i vogli (humbje maksimale e nxehtësisë)

- $\tau_{31}$  : më i madhi (inerci termike më e madhe)
- $T_{d31}$  : më i madhi (distanca maksimale)

Vlerat tipike:

$$K_{31} \approx 0.7 \text{ }^\circ\text{C/V}, \tau_{31} \approx 25 \text{ s}, T_{d31} \approx 4.0 \text{ s} \quad (68)$$

### Kanali nga Ventilatori te Sensorët ( $G_{i2}(s)$ )

Ventilatori ka efekt ftohës pra fitimet janë negative (rritja e shpejtësisë së ventilatorit ul temperaturën).

#### Sensori 1:

$$G_{12}(s) = \frac{K_{12}}{\tau_{12}s + 1} e^{-T_{d12}s}, K_{12} < 0 \quad (69)$$

Karakteristikat:

- $K_{12}$  : negativ, madhësia më e madhe (ndikim i drejtpërdrejtë)
- $\tau_{12}$  : relativisht i vogël (ftohje e shpejtë)
- $T_{d12}$  : i vogël (efekt i shpejtë)

Vlerat tipike:

$$K_{12} \approx -0.5 \text{ }^\circ\text{C/V}, \tau_{12} \approx 5 \text{ s}, T_{d12} \approx 0.8 \text{ s} \quad (70)$$

#### Sensori 2:

$$G_{22}(s) = \frac{K_{22}}{\tau_{22}s + 1} e^{-T_{d22}s}, K_{22} < 0 \quad (71)$$

Karakteristikat:

- $K_{22}$  : negativ, madhësia mesatare
- $\tau_{22}$  : mesatar
- $T_{d22}$  : mesatar

Vlerat tipike:

$$K_{22} \approx -0.4 \text{ }^\circ\text{C/V}, \tau_{22} \approx 8 \text{ s}, T_{d22} \approx 1.5 \text{ s} \quad (72)$$

#### Sensori 3:

$$G_{32}(s) = \frac{K_{32}}{\tau_{32}s + 1} e^{-T_{d32}s}, K_{32} < 0 \quad (73)$$

Karakteristikat:

- $K_{32}$  : negativ, madhësia më e vogël (efekt i dobët në largësi)
- $\tau_{32}$  : më i madhi
- $T_{d32}$  : më i madhi

Vlerat tipike:

$$K_{32} \approx -0.3 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{V}, \tau_{32} \approx 12 \text{ s}, T_{d32} \approx 2.5 \text{ s} \quad (74)$$

Për analizimin e sjelljes dinamike të sistemit MIMO të pajisjes Lucas Nülle janë simuluar përgjigjet ndaj sinjaleve hyrëse të tipit hap (step) për të dy aktuatorët: ngrohësin dhe ventilatorin. Kjo analizë mundëson vlerësimin e ndikimit të secilit hyrje në të gjitha daljet e sistemit dhe evidentimin e ndërveprimeve ndërmjet kanaleve të cilat janë karakteristike për sistemet me shumë hyrje dhe dalje (MIMO).

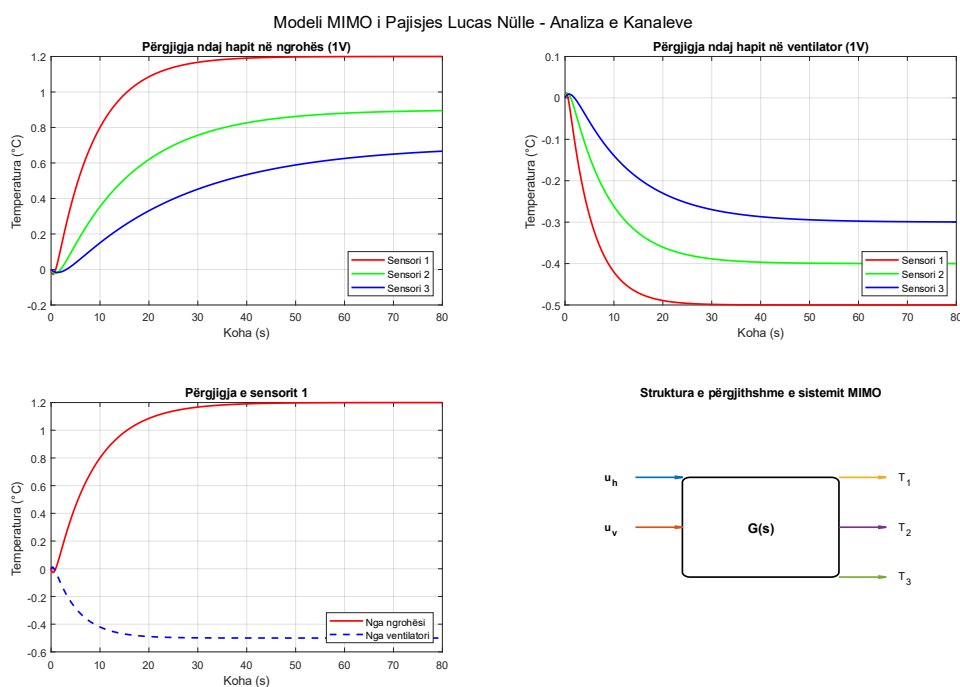


Figura 4.11 Përgjigjet dinamike të sistemit MIMO ndaj hyrjeve në ngrohës dhe ventilator

Figura 4.11 paraqet përgjigjet dinamike të sistemit për secilin sensor në rastin e aplikimit të një sinjali hap në ngrohës dhe ventilator. Në grafikun e parë shohim se ngrohësi ka ndikim pozitiv në të gjithë sensorët ku sensor i më i afërt (*Sensori 1*) reagon më shpejt dhe me amplitudë më të madhe ndërsa sensorët më të largët shfaqin përgjigje më të ngadalshme për shkak të efekteve të transportit termik dhe inercias së sistemit.

Në grafikun e dytë paraqitet efekti i ventilatorit i cili ka ndikim negativ (*ftohës*) në temperaturë duke ulur vlerat në të gjithë sensorët. Edhe në këtë rast intensiteti i ndikimit ndryshon në varësi të pozicionit të sensorit.

Grafiku i tretë ilustron përgjigjen e sensorit 1 ndaj të dy aktuatorëve duke treguar qartë se ngrohësi rrit temperaturën ndërsa ventilatori e ul atë çka konfirmon natyrën kundërshtuese të këtyre dy hyrjeve.

Në tërësi figura demonstroi qartë ekzistencën e ndërveprimeve ndërmjet kanaleve pasi çdo hyrje ndikon në më shumë se një dalje duke justifikuar përdorimin e një qasjeje të avancuar MIMO për dizajnin e kontrolluesit.

Bazuar në analizën e përgjigjeve dinamike të paraqitura më sipër në vijim paraqiten parametrat karakteristikë të secilit kanal të sistemit MIMO të modeluar në formën e funksioneve transferuese të tipit FOPDT.

*Tabela 4.4 Parametrat e modelit FOPDT për secilin kanal të sistemit MIMO*

Kanali	$K_{ij}$ [°C/V]	$\tau_{ij}$ [s]	$T_{dij}$ [s]	Shenja
$G_{11}$	1.20	8.0	1.2	Pozitiv
$G_{21}$	0.90	15.0	2.5	Pozitiv
$G_{31}$	0.70	25.0	4.0	Pozitiv
$G_{12}$	-0.50	5.0	0.8	Negativ
$G_{22}$	-0.40	8.0	1.5	Negativ
$G_{32}$	-0.30	12.0	2.5	Negativ

Nga tabela shohim se kanalet e lidhura me ngrohësin kanë fitime pozitive duke reflektuar rritjen e temperaturës ndërsa kanalet e ventilatorit kanë fitime negative për shkak të efektit ftohës. Gjithashtu konstanta kohore dhe vonesa rriten me distancën nga burimi duke reflektuar dinamikën fizike të procesit.

#### 4.4.4. Përshkrimi matematik i plotë i sistemit MIMO

Në domenin e kohës (ekuacionet diferenciale):

Për secilin sensor temperatura përshkruhet nga:

$$\tau_{i1} \frac{dT_i(t)}{dt} + T_i(t) = K_{i1}u_h(t - T_{di1}) + K_{i2}u_v(t - T_{di2}) \quad (75)$$

ku  $i = 1,2,3$ .

Në domenin e Laplace-it:

$$\begin{bmatrix} T_1(s) \\ T_2(s) \\ T_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_{11}}{\tau_{11}s + 1} e^{-T_{d11}s} & \frac{K_{12}}{\tau_{12}s + 1} e^{-T_{d12}s} \\ \frac{K_{21}}{\tau_{21}s + 1} e^{-T_{d21}s} & \frac{K_{22}}{\tau_{22}s + 1} e^{-T_{d22}s} \\ \frac{K_{31}}{\tau_{31}s + 1} e^{-T_{d31}s} & \frac{K_{32}}{\tau_{32}s + 1} e^{-T_{d32}s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_h(s) \\ u_v(s) \end{bmatrix} \quad (76)$$

#### 4.4.5. Ndërveprimet (Interactions) në Sistemin MIMO

Një aspekt kritik i sistemeve MIMO janë ndërveprimet ndërmjet kanaleve:

Matrica e fitimeve relative (*RGA - Relative Gain Array*):

$$\Lambda = \mathbf{G}(0) \odot (\mathbf{G}(0)^{-1})^T$$

Për vlerat tipike të fitimeve statike:

$$\mathbf{G}(0) = \begin{bmatrix} 1.20 & -0.50 \\ 0.90 & -0.40 \\ 0.70 & -0.30 \end{bmatrix} \quad (77)$$

Për një sistem  $2 \times 2$  (duke marrë dy sensorët e parë):

$$\Lambda_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix} \quad (78)$$

ku:

$$\lambda_{11} = \frac{1}{1 - \frac{G_{12}(0)G_{21}(0)}{G_{11}(0)G_{22}(0)}} \quad (79)$$

Me vlerat numerike:

$$\frac{G_{12}(0)G_{21}(0)}{G_{11}(0)G_{22}(0)} = \frac{(-0.5)(0.9)}{(1.2)(-0.4)} = \frac{-0.45}{-0.48} = 0.9375 \quad (80)$$

$$\lambda_{11} = \frac{1}{1 - 0.9375} = \frac{1}{0.0625} = 16$$

$$\lambda_{12} = 1 - \lambda_{11} = -15$$

Interpretimi:

- $\lambda_{11} = 16$  tregon ndërveprim shumë të fortë
- Sistemet me  $\lambda_{11} > 1$  kërkojnë kontrollues MIMO për performancë të mirë
- Çiftimi i ngrohësit me sensorin 1 dhe ventilatorit me sensorin 2 nuk është optimal

Rekomandimi për çiftim:

Në vend të kësaj, rekomandohet çiftimi:

- Ngrohësi kontrollon temperaturën mesatare
- Ventilatori kontrollon gradientin e temperaturës

#### 4.4.6. Modeli i Reduktuar për Dizajn $H_\infty$ MIMO

Për sintezën e kontrolluesit  $H_\infty$  MIMO nevojitet një model racional. Përdorim përafrimin Padé për secilin kanal:

$$e^{-T_{dij}s} \approx \frac{1 - \frac{T_{dij}}{2}s}{1 + \frac{T_{dij}}{2}s} \quad (81)$$

Kështu matrica e transferimit bëhet:

$$\mathbf{G}_{\text{approx}}(s) = \begin{bmatrix} \frac{K_{11}}{\tau_{11}s + 1} \cdot \frac{1 - \frac{T_{d11}}{2}s}{1 + \frac{T_{d11}}{2}s} & \frac{K_{12}}{\tau_{12}s + 1} \cdot \frac{1 - \frac{T_{d12}}{2}s}{1 + \frac{T_{d12}}{2}s} \\ \frac{K_{21}}{\tau_{21}s + 1} \cdot \frac{1 - \frac{T_{d21}}{2}s}{1 + \frac{T_{d21}}{2}s} & \frac{K_{22}}{\tau_{22}s + 1} \cdot \frac{1 - \frac{T_{d22}}{2}s}{1 + \frac{T_{d22}}{2}s} \\ \frac{K_{31}}{\tau_{31}s + 1} \cdot \frac{1 - \frac{T_{d31}}{2}s}{1 + \frac{T_{d31}}{2}s} & \frac{K_{32}}{\tau_{32}s + 1} \cdot \frac{1 - \frac{T_{d32}}{2}s}{1 + \frac{T_{d32}}{2}s} \end{bmatrix} \quad (82)$$

Për të vlerësuar ndikimin e reduktimit të rendit të kontrolluesit në sjelljen dinamike të sistemit, paraqitet krahasimi i karakteristikave frekuencore të kontrolluesit  $H_\infty$  para dhe pas reduktimit.

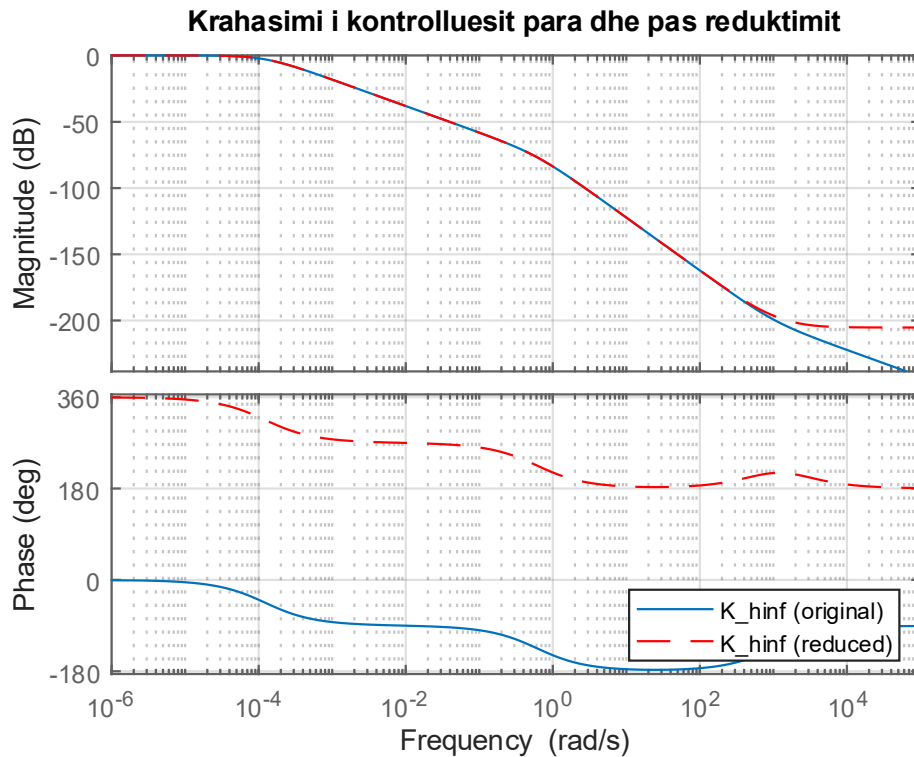


Figura 4.12 Krahasimi i kontrolluesit para dhe pas reduktimit

Nga figura 4.12 shohim se kontrolluesi i reduktuar ruan në mënyrë të kënaqshme karakteristikat kryesore të amplitudës në intervalin e frekuencave të interesit ndërsa ndryshimet në fazë janë

më të theksuara në frekuenca më të larta. Kjo tregon se reduktimi i rendit mund të realizohet pa ndikuar ndjeshëm në performancën e sistemit në zonën operative.

#### 4.4.7. Sistemi i zgjeruar për rastin MIMO

Për problemin  $H_\infty$  MIMO sistemi i zgjeruar  $P(s)$  ka strukturën:

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_{e1}(s) & 0 & 0 & -W_{e1}(s)G_{11} & -W_{e1}(s)G_{12} \\ 0 & W_{e2}(s) & 0 & -W_{e2}(s)G_{21} & -W_{e2}(s)G_{22} \\ 0 & 0 & W_{e3}(s) & -W_{e3}(s)G_{31} & -W_{e3}(s)G_{32} \\ 0 & 0 & 0 & W_{u1}(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & W_{u2}(s) \\ I_{3 \times 3} & -G_{11} & -G_{12} & & \\ & -G_{21} & -G_{22} & & \\ & -G_{31} & -G_{32} & & \end{bmatrix} \quad (83)$$

ku:

- $W_{ei}(s)$  = pesha e gabimit për sensorin  $i$
- $W_{uj}(s)$  = pesha e kontrollit për aktuatorin  $j$

Për formulimin e problemit të kontrollit  $H_\infty$  është e nevojshme përcaktimi i funksioneve të peshimit të cilat përcaktojnë kërkesat për performancë dhe kufizimet e sinjalit të kontrollit.

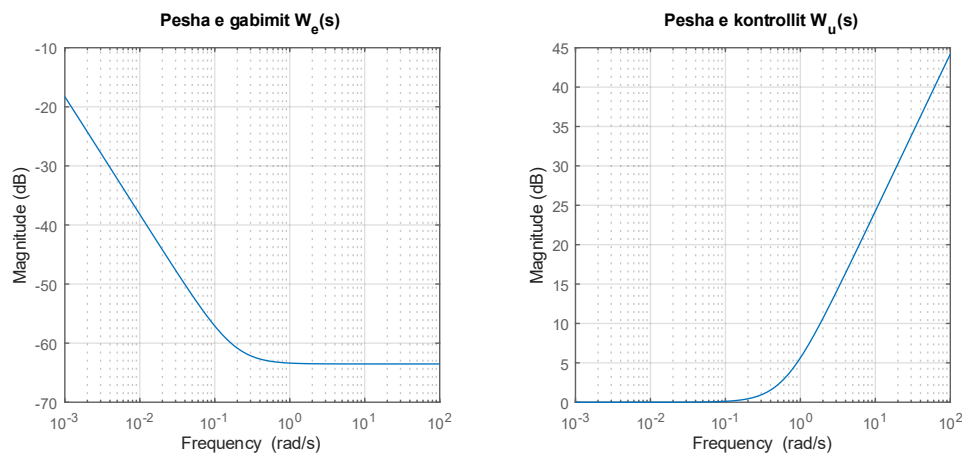


Figura 4.13 Pesha e gabimit dhe kontrollit

Figura 4.13 paraqet karakteristikat frekuencore të funksioneve të peshimit të gabimit dhe të kontrollit. Shohim se pesha e gabimit ka ndikim më të madh në frekuenca të ulëta duke siguruar saktësi në ndjekjen e referencës ndërsa pesha e kontrollit rritet në frekuenca më të larta duke kufizuar veprimet e shpejta dhe amplitudat e mëdha të sinjalit të kontrollit. Kjo mundëson arritjen e një kompromisi ndërmjet performancës dhe qëndrueshmëris së sistemit.

## 5. PAJISJA LABORATORIKE

Studimi i rregullimit automatik të proceseve nuk mbështetet vetëm në konceptet teorike por kërkon edhe përdorimin e pajisjeve praktike që mundësojnë analizën dhe simulimin e

sistemeve reale. Në laboratorët shkollorë dhe shkencorë përdoren pajisje laboratorike mësimore të specializuara të cilat shërbejnë për demonstrimin e funksionimit të sistemeve me qark të hapur dhe me qark të mbyllur. Këto sisteme krijojnë një mjedis eksperimental të kontrolluar dhe mundësojnë modelimin e proceseve industriale në nivel laboratorik.

Në këtë punim kam marrë në shqyrtim dy pajisje laboratorike që funksionojnë në mënyrë të ndërlidhur: CO3620-2A e cila vepron si modul rregullues dhe përpunues i sinjaleve ku implementohen algoritmet e kontrollit dhe CO3620-2C e cila përfaqëson sistemin e procesit fizik ku realizohen matjet dhe veprimet vepruese. Bashkëveprimi ndërmjet këtyre dy pajisjeve mundëson analizimin praktik të sjelljes së sistemeve të rregullimit automatik dhe krahasimin e rezultateve teorike me ato eksperimentale.

Struktura e këtyre pajisjeve përfshin të gjithë komponentët bazë të një sistemi automatik si sensorët për matjen e madhësive fizike, rregullatorin për përpunimin e informacionit dhe aktuatorët për zbatimin e komandave përkatëse. Përmes eksperimenteve të realizuara me këto pajisje bëhet e mundur monitorimi i ndryshimeve të variablave të procesit dhe vlerësimi i ndikimit të parametrave të rregullimit në stabilitetin dhe dinamikën e sistemit [23], [24].

## 5.1. Pajisja CO3620-2A

CO3620-2A përfaqëson një rregullator digjital universal me funksionalitet të avancuar i cili përdoret gjerësisht si në mjediset laboratorike për qëllime laboratorike ashtu edhe në aplikime industriale për zhvillimin dhe testimin e sistemeve të automatizimit. Pajisja është dizajnuar për t'u ardhur në ndihmë përdoruesve në projektimin, verifikimin dhe përmirësimin e sistemeve të rregullimit me qark të mbyllur duke mbuluar një gamë të gjerë procesesh si rregullimi i nivelit të lëngut, temperaturës, presionit dhe shpejtësisë së motorëve elektrikë.

Falë përdorimit të teknologjisë së përpunimit digjital të sinjaleve (*DSP*) CO3620-2A ofron një platformë fleksibile dhe efikase për implementimin e strategjive të ndryshme të rregullimit automatik. Pajisja mundëson aplikimin e disa metodave të kontrollit ndër to rregullatori PID, rregullimi me dy ose tri pozita si dhe konfigurime më të avancuara si rregullimi në kaskadë. Kjo shumëllojshmëri funksionesh e bën CO3620-2A një mjet të rëndësishëm për analizën eksperimentale të sjelljes së sistemeve dinamike dhe për zbatimin praktik të algoritmeve të rregullimit [23].

### 5.1.1. Përshkrimi i elementeve të pajisjes (CO3620-2A)

Pajisja CO3620-2A e paraqitur në figurën 5.1 së bashku me elementët e saj të numëruar është ndërtuar mbi një arkitekturë funksionale të mirë-organizuar e cila i mundëson realizimin e të gjitha funksioneve kryesore të një rregullatori digjital universal.

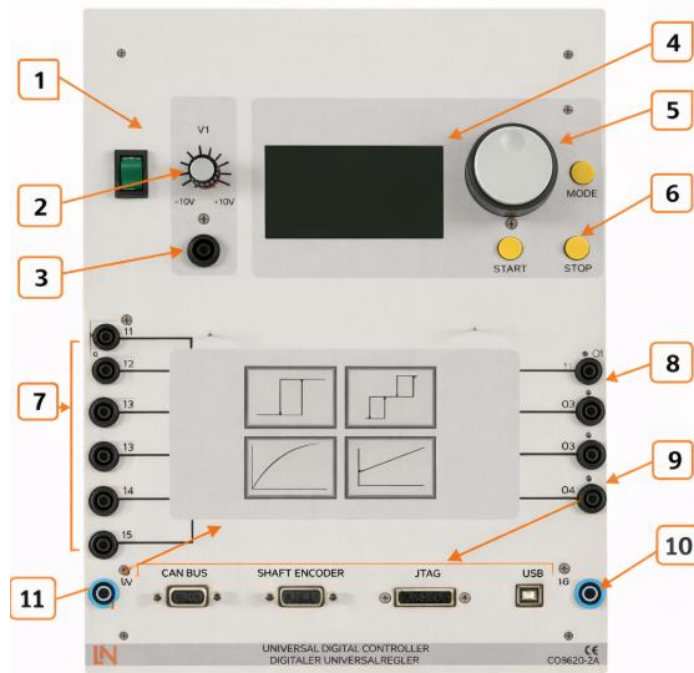


Figura 5.1 Pajisja CO3620-2A [24].

1. Ndërprerësi ON/OFF- Shërben për ndezjen dhe fikjen e pajisjes. Ky ndërprerës mundëson furnizimin me energji elektrike të rregullatorit dhe aktivizimin e funksioneve të tij.

2. Potenciometri V1 (–10 V deri +10 V) - Përdoret për gjenerimin e një sinjali analog referencë të rregullueshëm. Ky sinjal shërben zakonisht si vlerë e dëshiruar (*setpoint*) ose si sinjal testues për sistemin e rregullimit.

3. Hyrja analoge - Mundëson lidhjen e sinjaleve të jashtme analoge të cilat përdoren për matje ose për vendosje të sinjaleve të kontrollit në rregullator.

4. Ekran LCD - Shërben për shfaqjen e parametrave të sistemit, vlerave të matura, gjendjes së funksionimit dhe informacioneve të tjera operative të rregullatorit.

5. Rrotëza selektuese (*Encoder / Selector*) - Përdoret për navigimin në menu dhe për ndryshimin e parametrave të rregullatorit. Përmes saj mund të rregullohen vlerat e kontrollit dhe konfigurimet e sistemit.

6. Butonat MODE / START / STOP

- MODE: Zgjedh mënyrën e funksionimit ose menunë përkatëse
- START: Aktivizon procesin e rregullimit
- STOP: Ndërpret funksionimin e sistemit

7. Hyrjet analoge/digjitale (I1–I...) - Përdoren për lidhjen e sinjaleve nga sensorë të ndryshëm si tension, rrymë ose sinjale digjitale të gjendjes së procesit.

8. Daljet analoge/digjitale (O1–O...) - Shërbejnë për dërgimin e sinjaleve të kontrollit drejt aktuatorëve si valvola, motorë ose pajisje të tjera ekzekutive.

9. Daljet ndihmëse të procesit - Përdoren për sinjale shtesë kontrolli ose monitorimi të cilat lejojnë analizë më të detajuar të sjelljes së sistemit gjatë eksperimenteve.

10. Terminali i referencës 0 V / 24 V - Siguron referencën e tensionit dhe furnizimin ndihmës për lidhjen e sensorëve dhe moduleve të jashtme.

11. Ndërfaqet e komunikimit (*CAN BUS*, *SHAFT ENCODER*, *JTAG*, *USB*) - Këto porta mundësojnë komunikimin e rregullatorit me pajisje të tjera programimin, testimin dhe shkëmbimin e të dhënave me kompjuter ose sisteme të jashtme.

Në konfigurimin e një sistemi rregullimi me qark të mbyllur pajisja CO3620-2A funksionon si elementi kryesor i kontrollit duke kryer rolin e njësisë qendrore të përpunimit. Ajo pranon sinjalet hyrëse të siguruara nga sensorët e procesit si sensorët e nivelit apo të prurjes së lëngut dhe i përpunon këto sinjale në përputhje me algoritmin e rregullimit të implementuar si rregullatori PID ose metoda të tjera të kontrollit [24].

Pas përpunimit të informacionit rregullatori gjeneron sinjale dalëse që transmetohen drejt elementeve ekzekutive përfshirë pompat, motorët ose valvulat rregulluese. Në këtë mënyrë realizohet një sistem i integruar rregullimi në të cilin madhësia e kontrolluar matet vazhdimisht krahasohet me vlerën referuese dhe korrigjohet automatikisht në kohë reale duke siguruar stabilitet dhe saktësi të procesit [23], [24].

## 5.2. Pajisja CO3620-2C

CO3620-2C përfaqëson një pajisje laboratorike të procesit e projektuar për demonstrimin dhe analizën praktike të sistemeve të rregullimit automatik. Kjo pajisje përdoret kryesisht në mjedise laboratorike dhe shkencore për të simuluar procese reale industriale duke ofruar një platformë të përshtatshme për studimin e sjelljes dinamike të sistemeve të kontrolluara. CO3620-2C shërben si sistemi fizik i procesit në të cilin realizohen matjet e madhësive fizike dhe ekzekutohen veprimet e kontrollit të gjeneruara nga rregullatori.

Në bashkëveprim me rregullatorin digjital universal CO3620-2A, pajisja CO3620-2C mundëson ndërtimin e një sistemi të plotë rregullimi me qark të mbyllur. Ajo përfshin elemente të tillë si sensorë, aktuatorë dhe ndërfaqe komunikimi të cilat lejojnë matjen e variablave të procesit (*si temperatura, niveli ose rrjedha*) dhe zbatimin e sinjaleve të kontrollit në kohë reale. Kjo e bën CO3620-2C një mjet të vlefshëm për verifikimin eksperimental të algoritmeve të rregullimit, analizën e stabilitetit dhe vlerësimin e performancës së sistemeve automatike në kushte të kontrolluara laboratorike [25].

### 5.2.1. Përshkrimi i elementeve të paisjes (CO3620-2C)

Pajisja CO3620-2C e paraqitur në figurën 5.2 së bashku me komponentët e saj është ndërtuar mbi një strukturë funksionale të integruar e cila mundëson realizimin e proceseve fizike dhe matjen e madhësive përkatëse në kuadër të sistemeve të rregullimit automatik.

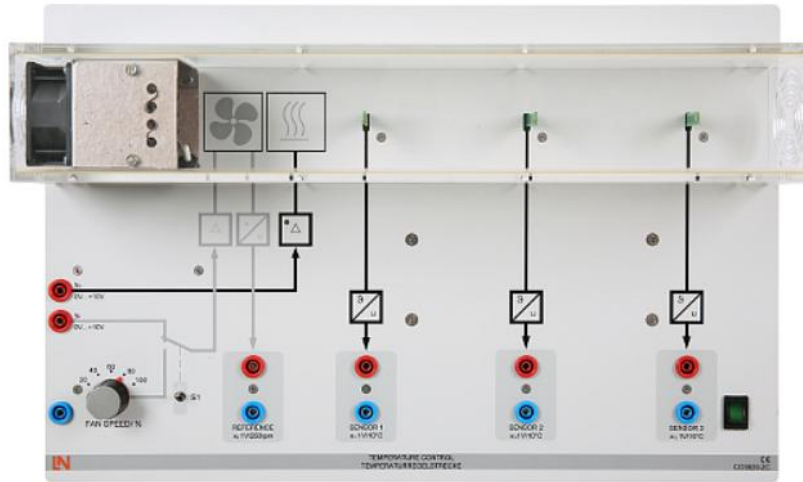


Figura 5.2 Pajisja CO3620-2C [25].

Përshkrimi i pjesëve kryesore të pajisjes së kontrollit të temperaturës

1. Njësia e ventilatorit - Kjo njësi gjeneron rrjedhën e ajrit brenda kanalit. Shpejtësia e ventilatorit ndikon drejtpërdrejt në shpërndarjen e nxehtësisë dhe në dinamikën e procesit të rregullimit të temperaturës.

2. Elementi ngrohës - Shërben për ngrohjen e ajrit që qarkullon në kanal. Fuqia e elementit ngrohës kontrollohet përmes sinjaleve të rregullimit dhe përfaqëson aktuatorin kryesor të procesit të temperaturës.

3. Kanali transparent i ajrit - Përfaqëson zonën fizike të procesit ku ndodh transferimi i nxehtësisë. Struktura transparente lejon vëzhgimin vizual të rrjedhës së ajrit dhe pozicionimit të sensorëve.

4. Sensorët e temperaturës - Sensorët janë të vendosur në pika të ndryshme përgjatë kanalit dhe matin temperaturën lokale të ajrit. Këto matje përdoren për analizë dhe për rregullim në qark të mbyllur.

5. Blloqet e përpunimit / konvertimit të sinjalit - Këto blloqe shndërrojnë sinjalet e sensorëve në sinjale standarde analoge (0–10 V ose 0–20 mA) të përshtatshme për përpunim nga rregullatori digjital CO3620-2A.

6. Hyrja e referencës (*REFERENCE*) - Përdoret për vendosjen e vlerës së dëshiruar të temperaturës (setpoint). Kjo hyrje lidhet me daljen analoge të rregullatorit dhe shërben si pikë krahasimi për rregullimin.

7. Hyrja e shpejtësisë së ventilatorit (*FAN SPEED IN*) - Lejon kontrollin e shpejtësisë së ventilatorit manualisht ose automatikisht duke ndikuar në karakteristikat dinamike të sistemit.

8. Daljet e sensorëve (*SENSOR 1, SENSOR 2, SENSOR 3*) - Këto dalje ofrojnë sinjalet e temperaturës së matur në formë analoge dhe përdoren për lidhje me rregullatorin ose për matje të drejtpërdrejta laboratorike.

9. Ndërprerësi ON/OFF - Shërben për ndezjen dhe fikjen e pajisjes së procesit duke siguruar funksionim të sigurt gjatë eksperimenteve laboratorike.

10. Terminalet e furnizimit me energji (+24 V / 0 V) - Sigurojnë furnizimin me energji elektrike për sensorët dhe modulet e brendshme të pajisjes.

11. Ndërfaqja e lidhjes me rregullatorin CO3620-2A - Këto pika lidhjeje realizojnë shkëmbimin e sinjaleve hyrëse dhe dalje ndërmjet pajisjes së procesit dhe rregullatorit digjital duke mundësuar ndërtimin e një sistemi të mbyllur rregullimi të temperaturës.

Në konfigurimin e një sistemi rregullimi me qark të mbyllur pajisja CO3620-2C përfaqëson procesin fizik të kontrolluar në të cilin realizohen matjet dhe veprimet ekzekutive të sistemit. Ajo pranon sinjalet e kontrollit të gjeneruara nga rregullatori digjital dhe nëpërmjet elementeve të saj ekzekutive si ngrohësit, ventilatorët, valvulat ose elementë të tjerë të procesit zbaton këto sinjale në mënyrë direkte mbi procesin.

Si rezultat i veprimeve të kontrollit madhësitë fizike të procesit si temperatura, niveli apo prurja ndryshojnë dhe maten nga sensorët e integruar në pajisje. Këto sinjale matëse transmetohen përsëri drejt rregullatorit CO3620-2A duke mbyllur qarkun e rregullimit. Në këtë mënyrë pajisja CO3620-2C mundëson funksionimin e një sistemi të integruar rregullimi ku procesi monitorohet dhe korrigjohet vazhdimisht në kohë reale duke garantuar stabilitetin dhe saktësinë e funksionimit [25].

### 5.3. Sensorët e temperaturës dhe aktuatorët

Në pajisjen laboratorike për kontrollin e temperaturës së ajrit sensorët dhe aktuatorët përbëjnë elementët kryesorë të lidhjes në mes procesit fizik dhe sistemit të kontrollit. Sensorët sigurojnë informacionin mbi gjendjen aktuale të procesit ndërsa aktuatorët realizojnë veprimin kontrollues mbi sistemin për të rregulluar temperaturën sipas vlerës referente.

#### Sensorët e temperaturës

Matja e temperaturës së ajrit realizohet përmes sensorëve të temperaturës të vendosur përgjatë kanalit të ajrit. Këta sensorë matin temperaturën lokale dhe e shndërrojnë atë në një sinjal elektrik (*tension ose rrymë*) i cili më pas përpunohet nga sistemi i kontrollit. Në përgjithësi karakteristika statike e sensorit mund të përshkruhet në formë lineare:

$$V_T(t) = K_s T(t) + V_0 \quad (60)$$

Ku kemi:

- $V_T(t)$  është sinjali elektrik i sensorit
- $T(t)$  është temperatura reale e ajrit
- $K_s$  është ndjeshmëria e sensorit (V/°C)
- $V_0$  është zhvendosja (offset).

Në analizën e kontrollit zakonisht supozohet se sensori ka dinamikë shumë më të shpejtë se procesi termik prandaj ai modelohet si element statik. Megjithatë sinjali i matur përmban zhurmë çka mund të përshkruhet si:

$$T_m(t) = T(t) + n(t) \quad (61)$$

ku  $n(t)$  përfaqëson zhurmën e matjes [26].

### Aktuatorët

Aktuatori kryesor në këtë sistem është elementi ngrohës i cili furnizohet me energji elektrike dhe shndërron energjinë elektrike në energji termike. Në disa raste edhe ventilatori konsiderohet si aktuator ndihmës pasi ndikon në transferimin e nxehtësisë dhe në dinamikën e sistemit.

Marrëdhënia mes sinjalit të kontrollit  $u(t)$  dhe fuqisë termike të gjeneruar mund të përshkruhet si:

$$P_{th}(t) = K_a u(t) \quad (62)$$

ku  $K_a$  është koeficienti i aktuatorit. Në praktikë aktuatori ka kufizime fizike të cilat përshkruhen si:

$$u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max} \quad (4)$$

Këto kufizime janë veçanërisht të rëndësishme për projektimin e kontrollorit MPC i cili i përfshin ato drejtpërdrejt në formulimin e problemit të optimizimit [26].

## 5.4. Aktivizimi dhe konfigurimi i pajisjeve për sistemin e kontrolluar të temperaturës

Për realizimin e testimit eksperimental fillimisht aktivizohet pajisja CO3620-2A e cila shërben si kontrollues universal digjital për menaxhimin dhe monitorimin e parametrave të sistemit. Kjo njësi kontrolli mundëson mbikëqyrjen e temperaturës, rregullimin e shpejtësisë së ventilatorit dhe vlerësimin e performancës termike të sistemit. Para fillimit të eksperimentit verifikohet që pajisja të jetë e lidhur saktë me furnizimin me energji elektrike dhe me sistemin e kontrolluar të temperaturës.

Më pas aktivizohet sistemi i kontrolluar i temperaturës CO3620-2C i cili përbëhet nga kanali i ajrimit, elementi ngrohës dhe sensori i temperaturës. Sensori shërben për matjen e vazhdueshme të temperaturës së ajrit në kanal ndërsa elementi ngrohës dhe ventilatori realizojnë procesin e rregullimit termik.

Në fazën e konfigurimit fillestar ndërprerësi S1 vendoset në pozicionin më të ulët duke përcaktuar modalitetin bazë të funksionimit të sistemit. Ky pozicion mundëson operimin e sistemit në një nivel minimal ngrohjeje ose ventilimi duke krijuar kushte të qëndrueshme fillestare për matje.

Shpejtësia e ventilatorit rregullohet përmes ndërprerësit rrotullues (*FAN SPEED*) i cili vendoset në 40%. Ky parametër përcakton rrjedhën volumetrike të ajrit nëpër kanal dhe ndikon

drejtpërdrejt në procesin e transferimit të nxehtësisë. Mbajtja e shpejtësisë konstante gjatë eksperimentit është thelbësore për të siguruar saktësi dhe përsëritshmëri të rezultateve.

Në vijim aktivizohet instrumenti për paraqitjen e përgjigjes shkallë (*step response plotter*) i cili përdoret për të regjistruar dhe analizuar sjelljen dinamike të sistemit. Ky instrument mundëson vëzhgimin e reagimit të temperaturës ndaj ndryshimeve të sinjalit hyrës si për shembull ndezja ose rritja e fuqisë së elementit ngrohës. Para fillimit të regjistrimit të të dhënave sigurohet që sistemi të ketë arritur një gjendje të qëndrueshme fillestare [24], [25].

## 6. REZULTATET DHE ANALIZA E SISTEMIT TË KONTROLLIT

Në këtë kapitull paraqiten rezultatet e simulimit për kontrolluesit  $H_\infty$  dhe rregullatorit PID me qëllim analizimin e performancës dinamike dhe robustesisë së sistemit ndaj ndryshimeve të parametrave dhe ngacmimeve të jashtme.

### 6.1. Krahasimi i performancës së kontrolluesit $H_\infty$ dhe rregullatorit PID

Për të vlerësuar performancën e kontrolluesve analizohen përgjigjet e sistemit ndaj ndryshimit të referencës dhe ndaj ngacmimeve të jashtme.

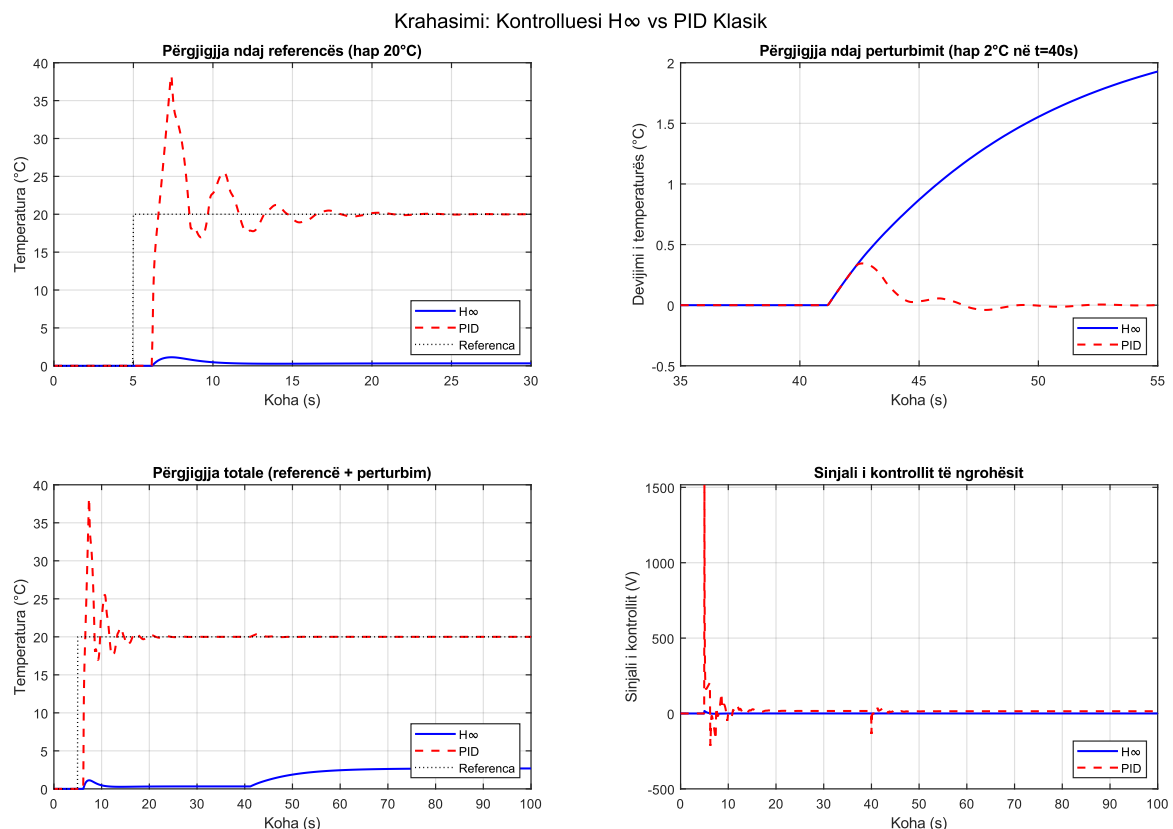


Figura 6.1 Krahasimi i performancës së kontrolluesi  $H_\infty$  dhe rregullatori klasik PID

Nga figura 6.1 shohim se kontrolluesi  $H_\infty$  siguron një përgjigje të qëndrueshme me tejkalim minimal dhe stabilizim të shpejtë. Në të kundërt rregullatori PID shfaq tejkalim të madh dhe luhatje të konsiderueshme përpara arritjes së gjendjes së qëndrueshme.

Në përgjigjen ndaj ngacmimeve kontrolluesi  $H_\infty$  demonstroi aftësi më të mirë në shtypjen e devijimeve ndërsa PID reagon me luhajtje më të theksuara. Gjithashtu sinjali i kontrollit për PID është më agresiv duke treguar kërkesa më të mëdha për aktuatorin.

## 6.2. Analiza e robustesisë ndaj ndryshimeve të fitimit K

Për të analizuar ndikimin e pasigurive në model kemi studiuar sjellja e sistemit për vlera të ndryshme të fitimit K rreth vlerës nominale.

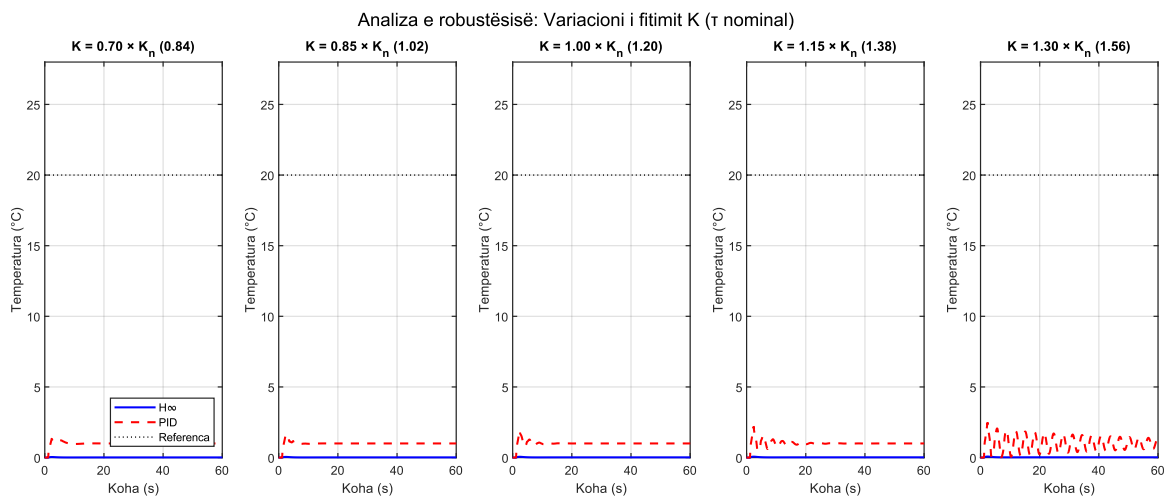


Figura 6.2 Ndikimi i variacioneve të fitimit K në përgjigjen e sistemit

Nga rezultatet shohim se kontrolluesi  $H_\infty$  ruan stabilitetin për të gjitha vlerat e konsideruara të fitimit. Ndërsa rregullatori PID bëhet i paqëndrueshëm për vlera më të larta të K duke shfaqur luhajtje të vazhdueshme dhe devijime nga referenca.

Kjo tregon ndjeshmëri të lartë të PID ndaj ndryshimeve parametrike dhe qëndrueshmëri më të lartë të kontrolluesit  $H_\infty$ .

## 6.3. Analiza e robustesisë ndaj ndryshimeve të konstantës kohore $\tau$

Në këtë pjesë analizohet ndikimi i ndryshimeve në konstantën kohore  $\tau$  në performancën e sistemit.

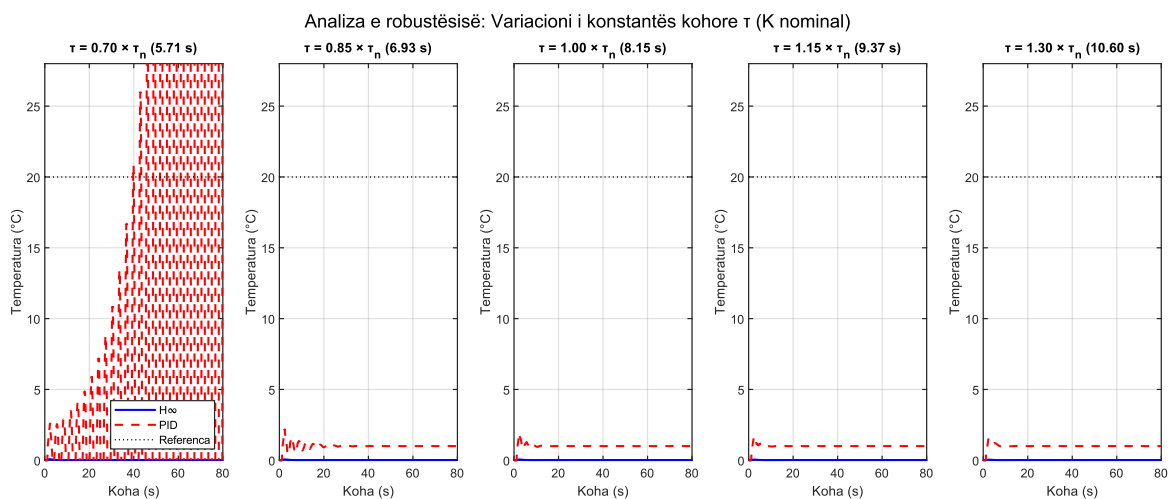


Figura 6.3 Ndikimi i variacioneve të konstantës kohore  $\tau$  në sjelljen e sistemit

Rezultatet tregojnë se ndryshimet në  $\tau$  ndikojnë në shpejtësinë e reagimit të sistemit por kontrolluesi  $H_\infty$  ruan stabilitetin dhe një përgjigje të qetë në të gjitha rastet.

Në të kundërt rregullatori PID shfaq luhajtje dhe përkeqësim të performancës për vlera të ndryshme të  $\tau$  veçanërisht për sisteme më të ngadalta.

#### 6.4. Analiza e rasteve ekstreme të pasigurive (K dhe $\tau$ )

Për të testuar performancën në kushte reale janë analizuar raste ekstreme ku parametrat K dhe  $\tau$  ndryshojnë njëkohësisht.

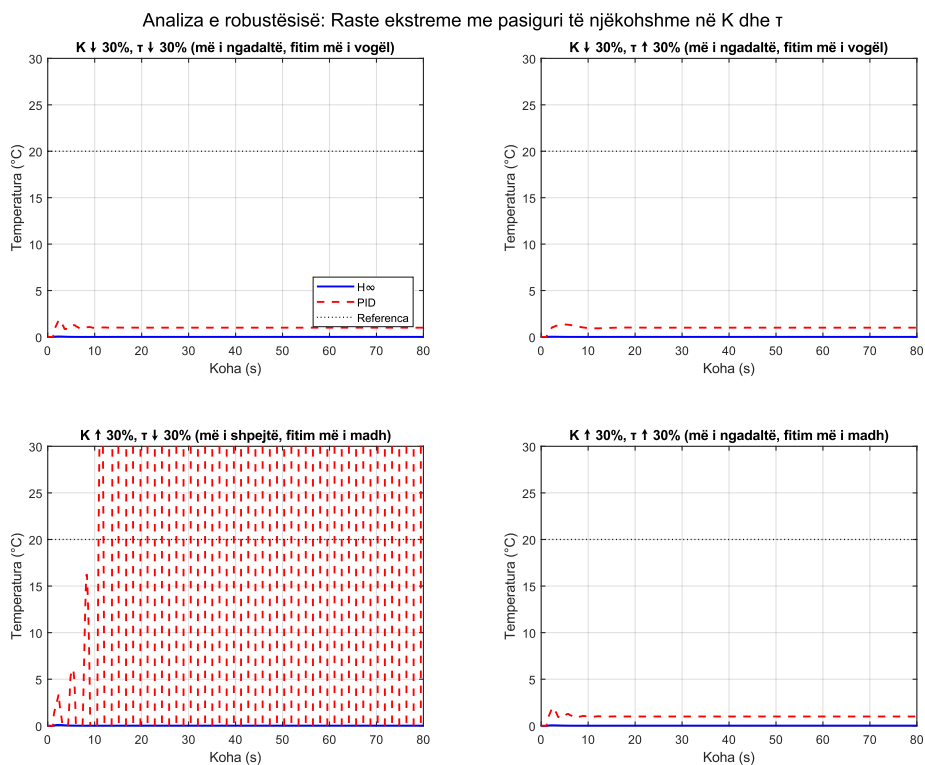


Figura 6.4 Performanca e sistemit në kushte ekstreme me pasiguri në K dhe  $\tau$

Nga figura 6.4 shohim se kontrolluesi  $H_\infty$  arrin të ruajë stabilitetin dhe një përgjigje të kontrolluar edhe në kushte ekstreme. Ndërsa rregullatori PID në disa raste shfaq sjellje të paqëndrueshme dhe luhajtje të mëdha.

Kjo demonstron superioritetin e kontrolluesit  $H_\infty$  në trajtimin e pasigurive të modelit dhe në aplikime reale.

Nga analiza e kryer rezulton se kontrolluesi  $H_\infty$  ofron performancë më të mirë në krahasim me PID veçanërisht në aspektin e stabilitetit dhe qëndrueshmëris ndaj ndryshimeve të parametrave dhe ngacmimeve të jashtme.

## 7. REZULTATET EKSPERIMENTALE (PID NË PAJISJE REALE)

Në këtë kapitull paraqitet verifikimi eksperimental i kontrollit të temperaturës së ajrit në pajisjen reale laboratorike. Duke qenë se pajisja laboratorike ofron implementim praktik vetëm

të rregullatorit PID testimet eksperimentale realizohen me rregullator PID dhe shërbejnë si bazë krahasuese praktike për rezultatet e strategjive të avancuara të kontrollit MPC dhe  $H-\infty$  të cilat janë analizuar dhe simuluar në MATLAB në kapitullin 4. Qëllimi kryesor është të vlerësohet sa afër mund të arrijë kontrolli klasik PID performancën e strategjive të avancuara në aspektin e ndjekjes së referencës, stabilitetit dhe sjelljes tranzitore si dhe të identifikohen dallimet që dalin nga kufizimet e sistemit real (*vonesa, zhurma e sensorit, ngopja e aktuatorit dhe ngacmimet e jashtme*).

## 7.1. Përgatitja për eksperimentin

Për të siguruar realizimin e suksesshëm të eksperimentit ndiqen këto hapa:

→ *Fillimisht sigurohemi që të gjitha pajisjet janë të lidhura në mënyrë të duhur dhe janë të gatshme për përdorim.*

→ *Vendosim ndërprerësin S1 në pozicionin e poshtëm dhe rregullojmë ndërprerësin rrotullues të ventilatorit, për shembull në rreth 40%.*

→ *Aktivizojmë sistemin dhe kontrolluesin universal për të filluar monitorimin e parametrave të sistemit.*

→ *Hapim instrumentin për vizualizimin e përgjigjes hapi dhe sigurohemi që ai është i përgatitur për regjistrimin e të dhënave.*

*Pasi të përgatisim të gjitha pajisjet, vazhdojmë me realizimin e eksperimentit duke u siguruar që rezultatet të dokumentohen dhe përgjigjet e sistemit të analizohen.*

Hapi I: Pajisja kryesore për këtë eksperiment

Në këtë hap shqyrtojmë reagimin operacional të sistemit të kontrolluar nga temperatura e ajrit. Në bazë të përgjigjes së sistemit përfitojmë përshkrimin matematikor të sistemit të kontrolluar.

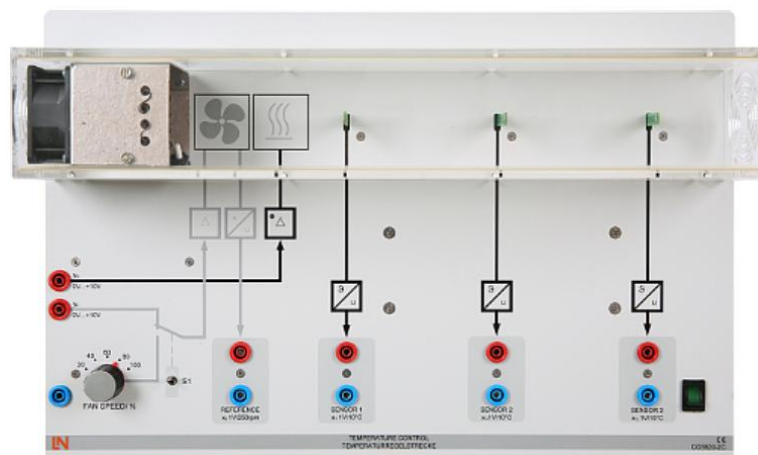


Figura 7.1 Modeli eksperimental për matjen e temperaturës në kanal in rrjedhës

Në përshkrimin fizik të sistemit të kontrolluar të temperaturës bëhet një dallim në mes reagimit në gjendje të qëndrueshme dhe reagimit operacional dinamik [24], [25].

## 7.2. Eksperimenti

- Të shqyrtohet reagimi i sistemit të kontrolluar ndaj një ndryshimi hap pas hapi të variabiles së përdorur.
- Të regjistrohet përgjigja hap pas hapi e sistemit të kontrolluar të temperaturës.
- Bazuar në karakteristikën e temperaturës, të nxirren përfundime mbi përgjigjen e funksionit transmetues të sistemit të kontrolluar.
- Pajisjen CO3620-2A - “Digital Universal Controller”.
- Pajisjen CO3620-2C - Sistem i Kontrolluar i Temperaturës.
- Vendoseni çelësin S1 të sistemit të kontrolluar nga temperatura e ajrit në pozicionin e poshtëm të çelësit.
- Rregulloni çelësin rrotullues (FAN SPEED) në 40% [1].

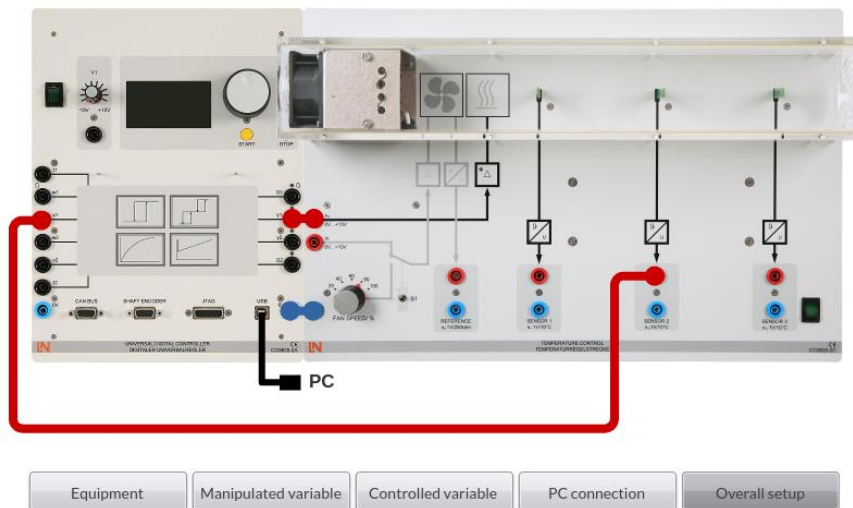


Figura 7.2 Moduli i kanalit të rrjedhjes së ajrit me CO3620-2A Digital Universal Controller.

## 7.3. Rregullojmë pajisjen me parametrat e mëposhtëm

Shkallëzimi (Scaling):

Diapazoni (Range):  $\pm 100\%$

Zhvendosja (Offset):  $0\%$

Për një paraqitje më të qartë të rezultateve të matjes, kryhen rregullimet e mëposhtme në veçoritë e grafikës së përgjigjes hap pas hapi.

- Përcaktohet hapësira e boshtit oy, duke u siguruar që ajo të përfshijë të gjitha vlerat e mundshme të matjes.
- Përcaktohet hapësira e boshtit ox, duke zgjedhur një interval të mjaftueshëm kohor për të paraqitur të gjithë reagimin e sistemit.

- Aktivizohen linjat e rrjetit (Grid Lines), të cilat mundësojnë një lexim më të lehtë dhe më të saktë të të dhënave.
- Zgjidhet një ngjyrë kontrasti për lakoren, në mënyrë që linja e grafikës të jetë qartë e dallueshme nga sfondi.
- Titulli i Grafikës (Plot Title) vendoset në mënyrë përshkruese, p.sh. “Përgjigja Hap pas Hapi e sistemit të kontrolluar të temperaturës”.
- Etiketat e Boshtit (Axis Labels) përcaktohen si më poshtë:
- Boshti ox: “Koha (s)”
- Boshti oy: “Temperatura (%)”
- Sigurohemi që boshtet të jenë të ndara me intervale të rregullta dhe të paraqesin qartë njësitë përkatëse të matjes.

Këto rregullime ndihmojnë në paraqitjen më të qartë të grafikës dhe në realizimin e një analize më të saktë të rezultateve të eksperimentit [23].

Tabela 7.1 Të dhënat për manipulimin e sistemit [23]

<b>Shkallëzimi i boshtit (Axis scaling):</b>		
<b>Koha</b>		
<b>Min</b>	<b>Max</b>	<b>Ndarja e shkallës (Scale division)</b>
<b>0</b>	300 [s]	20 [s]
<b>Sinjali Dalës</b>		
<b>Min</b>	<b>Max</b>	<b>Ndarja e shkallës (Scale division)</b>
<b>0</b>	110	10 [s]

Përgatisim procedurat e mëposhtme në ndërfaqen operacionale të grafikës së përgjigjes hap pas hapi.

Përcaktojë Diapazonin (Set the Range).

- Boshti ox (Koha): vendosni diapazonin kohor për të mbuluar kohëzgjatjen e eksperimentit. Për shembull 0 deri në 100 sekonda.
- Boshti oy (Temperatura/Amplituda), vendosni diapazonin nga -100% deri në +100%, në varësi të vlerave të pritura të temperaturës ose variablit të kontrolluar.
- Ndarja e shkallës (Scale Division).
- Boshti ox - zgjidhni ndarje të rregullta për kohën, p.sh., çdo 5 ose 10 sekonda.
- Boshti oy - përdorni ndarje të rregullta, p.sh., çdo 10% ose 20%.
- Aktivizoni Rrjetin (Enable Grid).
- Aktivizoni rrjetin horizontal dhe vertikal për të ndihmuar në leximin dhe analizimin e lakores.
- Zgjidhni ngjyrën e lakores (Select Curve Color).
- Përcaktoni një ngjyrë që është në kontrast me sfondin për ta bërë lakoren të lehtë për t’u parë.
- Vendosni titullin e grafikës (Set Plot Title).
- Vendosni një titull përshkrues, p.sh., "Grafiku i përgjigjes hap pas hapi".
- Etiketoni boshtet (Label the Axes).
- Boshti ox - etiketoni si "Koha (s)".
- Boshti oy - etiketoni si "Amplituda (%)" ose "Temperatura (°C)", sipas variablit të matur.

- Aktivizoni modalitetin e regjistrimit (Enable Recording Mode).
- Sigurohuni që ndërfaqja të regjistrojë të dhënat gjatë eksperimentit për analizë të mëvonshme.
- Konfirmoni Cilësimet (Apply Settings).
- Shtypni "Apply" ose butonin përkatës në ndërfaqen operacionale për të ruajtur dhe aktivizuar veçori.

Këto veçori do të sigurojnë që grafiku të jetë i qartë dhe i përshtatshëm për të analizuar rezultatet e eksperimentit [23].

Tabela 7.2 Vendosja e parametrave me rastin e testimit [23]

<b>Hapi (Step)</b>	<b>Nga/ %</b>	<b>0</b>
	<b>Deri/ %</b>	<b>50</b>
	<b>Delay/ms (Vonesa në milisekonda):</b>	<b>0</b>
<b>Hyrje/Dalje</b>	<b>IN1/OUT1</b>	<b>ON</b>
	<b>IN2/OUT2</b>	<b>OF</b>
<b>Auto Scale (Shkallëzim Automatik):</b>	<b>OFF</b>	

Në figurën 7.3 është paraqitur menyra se si e kemi bërë lidhjen e paisjes për matjen e temperaturës së ajrit.

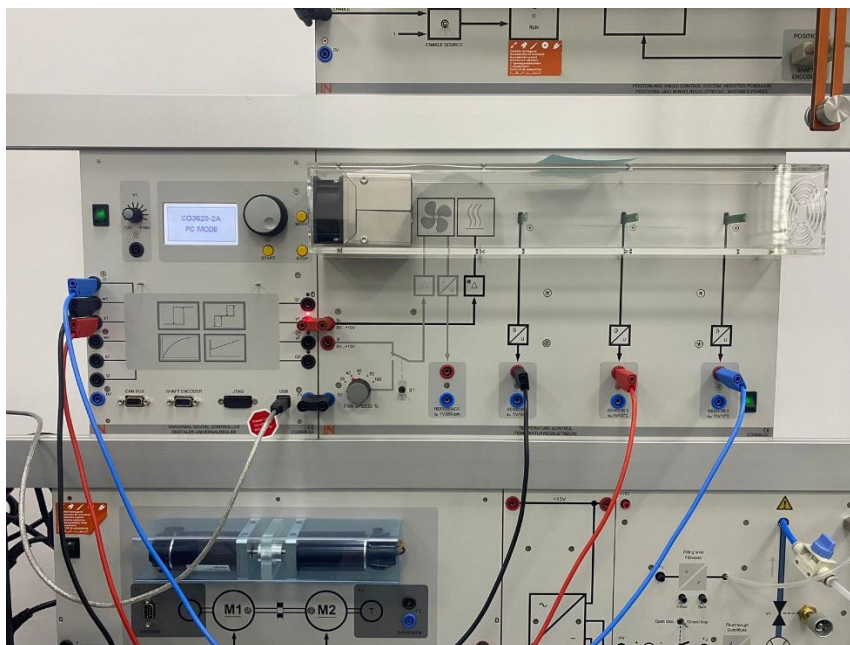


Figura 7.3 Pajisja matëse dhe kontrolleri në laboratorin e Mekatronikës në FIM gjatë testimeve reale.

Në këtë pjesë paraqiten rezultatet e marra nga matjet e realizuara në sistemin real të kontrollit të temperaturës. Të dhënat janë regjistruar gjatë procesit të funksionimit të sistemit me qëllim analizimin e reagimit të temperaturës ndaj vlerës së referencës (*setpoint*). Rezultatet janë paraqitur në formë grafike për të ilustruar ndryshimin e temperaturës aktuale në raport me temperaturën e dëshiruar dhe për të vlerësuar performancën e sistemit të kontrollit.

Fillimisht paraqiten rezultatet e marra nga sensori i parë i temperaturës, të cilat tregojnë sjelljen e temperaturës gjatë procesit të ngrohjes dhe afrimin gradual drejt vlerës së referencës.

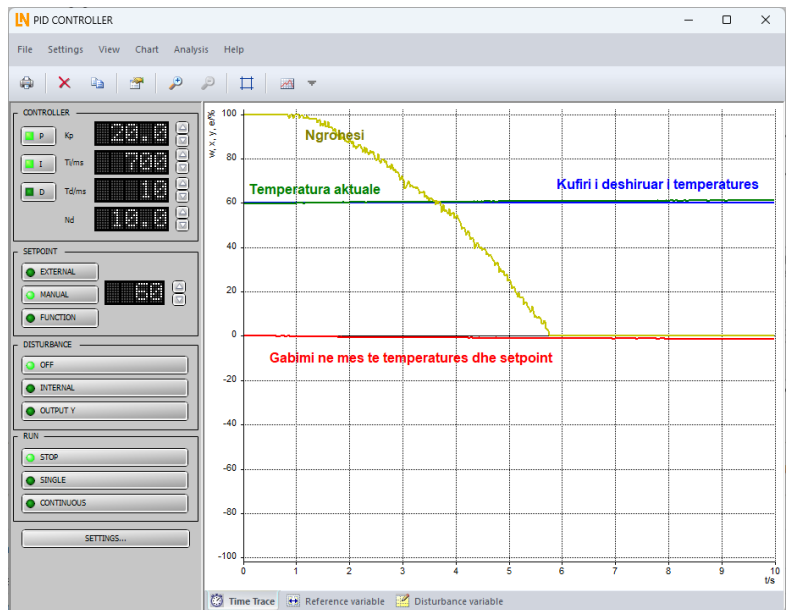


Figura 7.4 Përgjigja e temperaturës e matur nga sensori 1

Nga grafiku mund të shohim se temperatura ndryshon gradualisht gjatë procesit të ngrohjes deri sa afrohet me temperaturën e dëshiruar. Me kalimin e kohës sistemi arrin një gjendje më të qëndrueshme ku diferenca midis temperaturës aktuale dhe setpoint-it zvogëlohet ndjeshëm.

Në vijim paraqiten edhe rezultatet e marra nga sensori i dytë i temperaturës të cilat tregojnë reagimin e sistemit gjatë procesit të rritjes së temperaturës deri në arritjen e vlerës së dëshiruar.

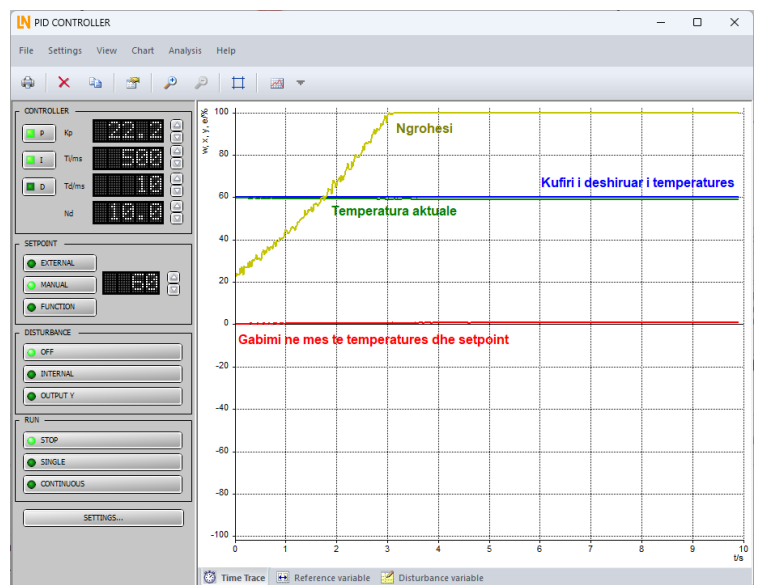


Figura 7.5 Përgjigja e temperaturës e matur nga sensori 2

Nga grafiku shohim se temperatura fillon nga një vlerë më e ulët dhe rritet gradualisht deri sa arrin temperaturën e caktuar si referencë. Pas arritjes së kësaj vlere sistemi tenton të stabilizojë temperaturën duke minimizuar gabimin ndërmjet temperaturës aktuale dhe setpoint-it.

Në përgjithësi rezultatet e paraqitura tregojnë se sistemi i kontrollit është në gjendje të drejtojë procesin e ngrohjes dhe të stabilizojë temperaturën pranë vlerës së dëshiruar. Diferenca

ndërmjet temperaturës aktuale dhe temperaturës së referencës zvogëlohet gradualisht gjë që tregon një funksionim të qëndrueshëm dhe efektiv të sistemit gjatë eksperimentit.

#### 7.4. Analiza e përgjigjes së temperaturës dhe krahasimi PID – $H-\infty$

Pas konfigurimit të sistemit eksperimental dhe rregullimit të parametrave të rregullatorit PID në pajisjen laboratorike është realizuar analiza e sjelljes dinamike të temperaturës së ajrit gjatë funksionimit të sistemit. Qëllimi i këtij eksperimenti është të shihet reagimi i temperaturës ndaj një vlere referente të caktuar dhe të analizohet stabiliteti i sistemit në kushte reale operative.

Në këtë fazë të testimit sistemi është vendosur në regjim kontrolli me PID dhe është monitoruar ndryshimi i temperaturës së ajrit në kohë. Vlera referente e temperaturës (*setpoint*) është vendosur në 65°C ndërsa sensori i temperaturës regjistron vlerën aktuale të temperaturës së ajrit në kanal. Rregullatori PID vepron mbi elementin ngrohës për të reduktuar gabimin ndërmjet temperaturës aktuale dhe vlerës së dëshiruar.

Figura në vijim paraqet rezultatin e regjistruar nga pajisja reale gjatë procesit të kontrollit të temperaturës.

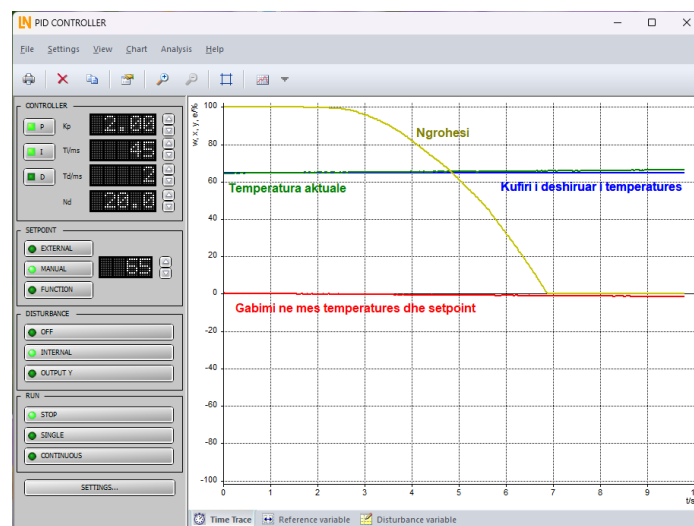


Figura 7.6 Përgjigja e temperaturës së ajrit në pajisjen reale me rregullatorin PID

Në figurën 7.6 paraqitet sjellja dinamike e temperaturës së ajrit gjatë funksionimit të rregullatorit PID në pajisjen laboratorike. Vija blu paraqet temperaturën aktuale të matur nga sensori ndërsa vija horizontale paraqet kufirin e dëshiruar të temperaturës (setpoint). Në fillim të procesit ekziston një diferencë ndërmjet temperaturës aktuale dhe temperaturës së dëshiruar e cila përfaqëson gabimin e kontrollit.

Me kalimin e kohës rregullatori PID rregullon fuqinë e elementit ngrohës duke reduktuar gradualisht këtë gabim. Si rezultat temperatura e sistemit afrohet drejt vlerës referente dhe stabilizohet rreth saj. Nga grafiku vërehet se sistemi arrin një regjim relativisht të qëndrueshëm pas një periudhe të caktuar kohe ndërsa gabimi ndërmjet temperaturës aktuale dhe setpoint-it zvogëlohet ndjeshëm.

Për të analizuar më mirë performancën e strategjive të kontrollit është realizuar edhe një krahasim ndërmjet përgjigjes së sistemit me rregullatorin PID (*parametrat e pajisjes reale*) dhe kontrolluesit robust  $H_\infty$  të projektuar në MATLAB.

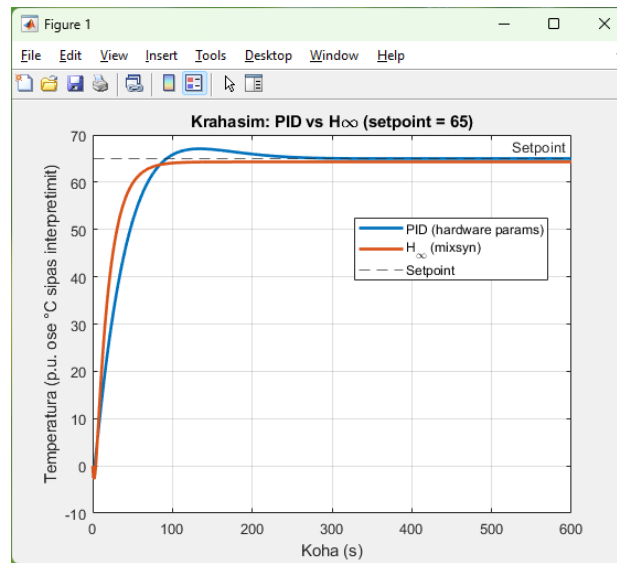


Figura 7.7 Krahasimi i përgjigjes së temperaturës për kontrolluesit  $H_\infty$  dhe rregullatorit PID (*setpoint = 65°C*)

Figura 7.7 paraqet krahasimin e përgjigjes së temperaturës ndërmjet rregullatorit PID dhe kontrolluesit  $H_\infty$  për të njëjtën vlerë referente të temperaturës. Nga grafiku mund të vërehet se të dy kontrolluesit arrijnë të stabilizojnë temperaturën rreth vlerës së dëshiruar megjithatë sjellja dinamike e tyre paraqet disa dallime.

Rregullatori PID i cili është implementuar në pajisjen reale laboratorike shfaq një tejkalim të vogël në fazën fillestare përpara stabilizimit të temperaturës. Nga ana tjetër kontrolluesi  $H_\infty$  i projektuar në MATLAB tregon një përgjigje më të butë dhe me tejkalim më të vogël duke reflektuar karakteristikat e tij të kontrollit ndaj pasigurive të modelit dhe shqetësimeve të jashtme.

## 8. APLIKIMET PRAKTIKE DHE DISKUTIMI I REZULTATEVE

Në këtë kapitull paraqitet analiza përfundimtare e rezultateve të arritura gjatë këtij punimi. Duke u bazuar në simulimet numerike dhe testimet eksperimentale bëhet një vlerësim i përgjithshëm i performancës së strategjive të kontrollit MPC dhe  $H_\infty$  si dhe një diskutim mbi aplikueshmërinë e tyre praktike në sistemet e kontrollit të temperaturës së ajrit.

### 8.1. Diskutimi i rezultateve

Analiza përfundimtare e rezultateve të marra nga simulimet në MATLAB dhe nga testimi eksperimental në pajisjen reale laboratorike. Qëllimi kryesor është të interpretohen në mënyrë kritike dallimet ndërmjet strategjive të kontrollit MPC dhe  $H_\infty$  si dhe të krahasohen ato me rregullatorin klasik PID të implementuar në sistemin fizik.

Rezultatet e simulimeve treguan se kontrolli MPC arriti ndjekje më të shpejtë të temperaturës referente me kohë më të shkurtër vendosjeje dhe me devijime minimale gjatë fazës tranzitore. Aftësia e MPC për të optimizuar veprimin e kontrollit në një horizont parashikimi dhe për të marrë në konsideratë kufizimet e aktuatorit kontribuoi në një performancë dinamike të përmirësuar.

Nga ana tjetër kontrolli  $H_\infty$  shfaq një sjellje më të qëndrueshme dhe më pak të ndjeshme ndaj pasigurive të modelit. Përgjigja e tij karakterizohet nga tejkallim minimal dhe stabilitet i lartë edhe në prani të shqetësimeve të jashtme. Kjo tregon se kontrolli  $H_\infty$  është veçanërisht i përshtatshëm për sisteme ku ekzistojnë pasiguri parametrike ose ndryshime të paparashikuara në kushtet operative.

Testimi eksperimental me rregullatorin PID në pajisjen reale tregoi se megjithëse PID mund të ofrojë performancë të kënaqshme në kushte të qëndrueshme ai është më i ndjeshëm ndaj vonesave kohore, inercisë termike dhe kufizimeve fizike të aktuatorit. Krahasimi ndërmjet PID (*real*) dhe strategjive të avancuara të simuluar nxori në pah përparësinë e MPC dhe  $H_\infty$  në aspektin e performancës dhe qëndrueshmëris veçanërisht në situata dinamike.

Në përgjithësi rezultatet tregojnë se strategjitë e avancuara të kontrollit ofrojnë përmirësime të dukshme në performancën e sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit krahasuar me rregullatorin klasik PID.

## 8.2. Aplikimet praktike të strategjive MPC dhe $H_\infty$

Strategjitë e kontrollit të analizuara në këtë punim kanë aplikim të gjerë në sisteme reale industriale dhe mjedise ku kërkohet kontroll i saktë i temperaturës së ajrit.

Kontrolli MPC është veçanërisht i përshtatshëm për sisteme shumëvariabël si sistemet HVAC në ndërtesa inteligjente, dhomat klimatike industriale dhe proceset farmaceutike ku duhet të respektohen kufizime të qarta fizike dhe operationale. Aftësia e tij për të parashikuar sjelljen e sistemit dhe për të optimizuar veprimin e kontrollit e bën atë të përshtatshëm për aplikime ku kërkohet efikasitet energjetik dhe performancë e lartë dinamike.

Kontrolli  $H_\infty$  gjen përdorim të veçantë në sisteme ku pasiguritë e modelit dhe ngacmimet e jashtme janë të pranishme në mënyrë të konsiderueshme. Ai është i përshtatshëm për aplikime industriale ku stabiliteti dhe qëndrueshmëria janë prioritare si në sistemet e ventilimit industrial, procese kimike dhe sisteme termike me ngarkesa të ndryshueshme.

Ndërsa kontrolli PID mbetet një zgjidhje e thjeshtë dhe ekonomike për sisteme me kompleksitet të ulët, strategjitë MPC dhe  $H_\infty$  ofrojnë avantazhe të dukshme në aplikime më kërkuese dhe dinamike.

## 8.3. Avantazhet dhe kufizimet e metodave të analizuara

Nga analiza e kryer mund të nxirren disa përfundime në lidhje me avantazhet dhe kufizimet e secilës metodë.

Kontrolli MPC ofron ndjekje të saktë të referencës, trajtim të drejtpërdrejtë të kufizimeve dhe optimizim në kohë reale. Megjithatë ai kërkon fuqi më të madhe llogaritëse dhe model relativisht të saktë të sistemit.

Kontrolli H-∞ karakterizohet nga qëndrueshmëria e lartë dhe stabilitet i garantuar ndaj pasigurive por projektimi i tij është më kompleks dhe nuk trajton drejtpërdrejt kufizimet e aktuatorit.

Kontrolli PID është i thjeshtë për implementim dhe mirëmbajtje por performanca e tij mund të jetë e kufizuar në sisteme me vonesë kohore dhe dinamika të ndërlikuara.

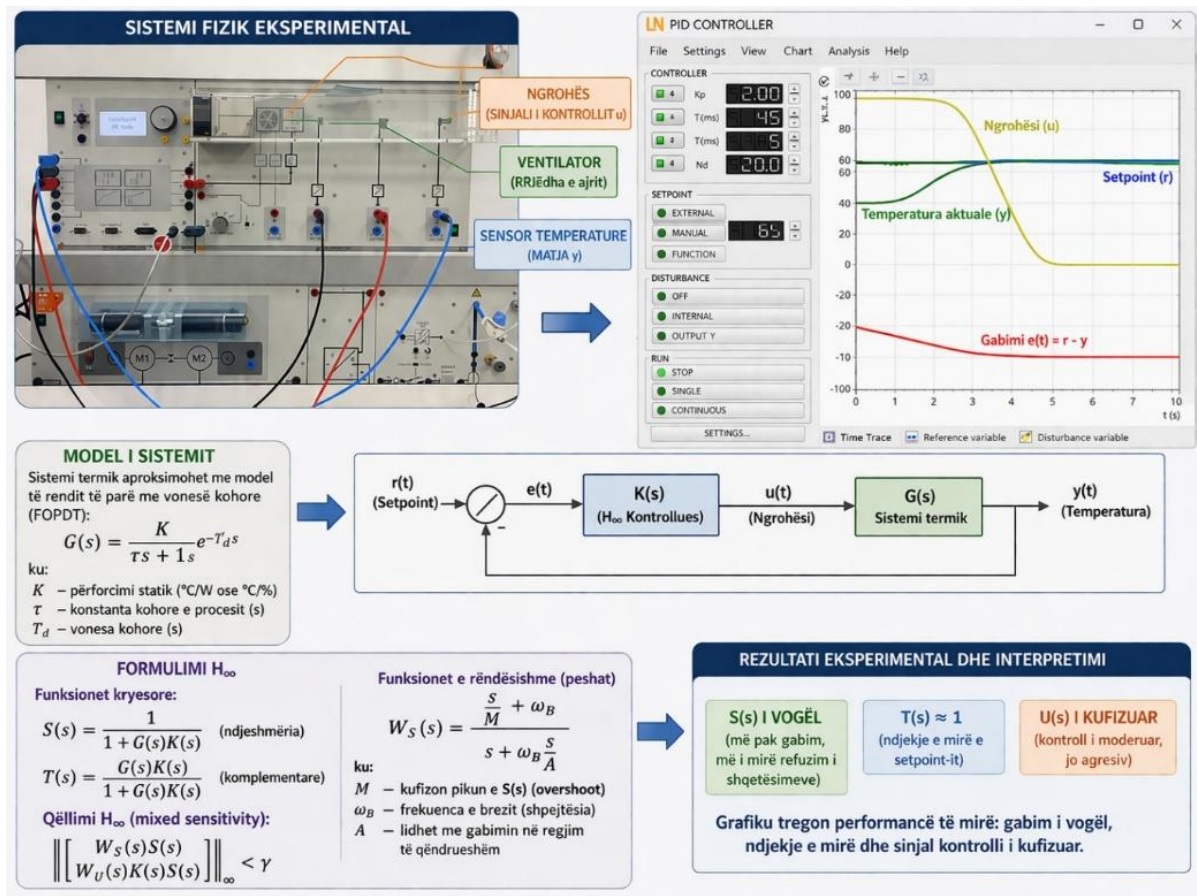


Figura 8.1 Paraqitje e integruar e sistemit fizik, modelit të rendit të parë me vonesë kohore dhe kontrollit H∞ me rezultate eksperimentale.

Figura 8.1 paraqet një pamje të integruar të sistemit fizik eksperimental modelit matematikor të rendit të parë me vonesë kohore dhe implementimit të kontrollit H∞. Gjithashtu shfaqen parametrat e kontrolluesit dhe rezultatet eksperimentale të cilat tregojnë ndjekje të mirë të setpoint-it, gabim të vogël dhe sinjal kontrolli të kufizuar.

## 9. PËRFUNDIM

Në këtë punim është realizuar një studim i detajuar teorik dhe eksperimental i sistemit të kontrollit të temperaturës së ajrit me theks në analizimin dhe krahasimin e dy strategjive të avancuara të kontrollit  $H-\infty$  dhe Model Predictive Control (*MPC*). Fillimisht është ndërtuar modeli matematik i sistemit termik duke u bazuar në ligjet e transferimit të nxehtësisë dhe përfaqësimin në hapësirën e gjendjes i cili ka shërbyer si themel për analizën dhe projektimin e metodave të kontrollit. Ky model ka mundësuar kuptimin e sjelljes dinamike të sistemit dhe identifikimin e faktorëve kryesorë që ndikojnë në performancën e tij.

Në vazhdim janë realizuar simulime numerike në MATLAB për të vlerësuar performancën e kontrollit MPC dhe  $H-\infty$ . Rezultatet e përfituara tregojnë se MPC siguron ndjekje më të saktë të vlerës referente, reagim më të shpejtë dhe reduktim të devijimeve gjatë fazës tranzitore. Karakteristika kryesore e kësaj metode qëndron në aftësinë për të parashikuar sjelljen e sistemit dhe për të optimizuar sinjalin e kontrollit duke marrë parasysh kufizimet reale. Në anën tjetër kontrolli  $H-\infty$  shfaq performancë të lartë në aspektin e qëndrueshmërisë, duke ruajtur stabilitetin e sistemit edhe në prani të pasigurive dhe shqetësimeve të jashtme, gjë që e bën atë të përshtatshëm për aplikime ku kërkohet besueshmëri e lartë operative.

Një komponent i rëndësishëm i këtij studimi është verifikimi praktik në pajisjen reale laboratorike ku është përdorur rregullatori PID si pikë referimi. Rezultatet eksperimentale tregojnë se megjithëse kjo metodë klasike është e thjeshtë për implementim dhe funksionon në mënyrë të pranueshme në kushte të qëndrueshme ajo nuk arrin të ofrojë të njëjtin nivel performance si metodat e avancuara. Ndikimi i vonesave kohore, inercisë termike dhe kufizimeve fizike evidencon kufizimet e PID dhe thekson përparësitë e MPC dhe  $H-\infty$  në situata më komplekse.

Krahasimi ndërmjet rezultateve të simulimeve dhe atyre eksperimentale tregon një përputhje të kënaqshme duke konfirmuar saktësinë e modelit të zhvilluar dhe rëndësinë e një qasjeje të integruar teorike dhe praktike. Në këtë mënyrë mund të vlerësohet se rezultatet e punimit mbështesin supozimet fillestare të studimit duke treguar se secila strategji kontrolli ofron avantazhe të caktuara në varësi të kërkesave të sistemit.

Si përfundim mund të theksohet se nuk ekziston një metodë e vetme ideale për të gjitha rastet e operimit por zgjedhja e strategjisë së kontrollit duhet të bazohet në prioritetet specifike të aplikimit, si saktësia, robustesia dhe kufizimet fizike të sistemit. Ky punim dëshmon se përdorimi i metodave të avancuara si MPC dhe  $H-\infty$  përbën një qasje efektive për përmirësimin e performancës së sistemeve termike duke kontribuar në rritjen e stabilitetit, cilësisë së kontrollit dhe efikasitetit energjetik në aplikime reale.

## 10. REFERENCAT

- [1] K. Ogata, *Modern control engineering*, 5th ed. Prentice Hall, 2022.
- [2] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model predictive control*. in Advanced textbooks in control and signal processing. London ; New York: Springer, 2004.
- [3] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and optimal control*. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 1996.
- [4] A. Vedavarz, S. Kumar, and M. I. Hussain, Eds., *HVAC: handbook of heating, ventilation and air conditioning for design and implementation*, 1st ed. New York: Industrial Press, 2010.
- [5] F. C. MacQuiston, J. D. Spitler, F. C. McQuiston, and J. D. Parker, *Heating, ventilating, and air conditioning: analysis and design*, 6. ed., Intern. ed. Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2005.
- [6] F. C. McQuiston, J. D. Parker, J. D. Spitler, and H. Taherian, *Heating, ventilating, and air conditioning: analysis and design*, Seventh edition. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2024.
- [7] G. F. Nellis and S. A. Klein, *Heat transfer*, 1. paperback ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2012.
- [8] L. Ljung, *System identification: theory for the user*, 2nd ed. in Prentice Hall information and system sciences series. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1999.
- [9] N. S. NISE, *CONTROL SYSTEMS ENGINEERING*. S.1.: JOHN WILEY, 2020.
- [10] F. P. Incropera and D. P. DeWitt, *Fundamentals of heat and mass transfer*, 4th ed. New York: Wiley, 1996.
- [11] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern control systems*, 12. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, Pearson, 2011.
- [12] D. McLean, *Automatic flight control systems*, 1. publ. in Prentice Hall international series in systems and control engineering. New York: Prentice Hall, 1990.
- [13] J. P. Hespanha, *Linear systems theory*, Second edition. Princeton: Princeton University Press, 2018.
- [14] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, M. E. Salgado, and G. C. Goodwin, *Control system design*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [15] J. B. Rawlings and D. Q. Mayne, *Model predictive control: theory and design*. Madison, Wis: Nob Hill Pub, 2009.
- [16] D. E. Seborg, *Process dynamics and control*, Fourth edition. Hoboken, NJ: Wiley, 2017.
- [17] S. J. Qin and T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Eng. Pract.*, vol. 11, no. 7, pp. 733–764, Jul. 2003, doi: 10.1016/S0967-0661(02)00186-7.
- [18] L. Wang, *Model predictive control system design and implementation using MATLAB*. in Advances in industrial control. London: Springer, 2009.
- [19] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control: analysis and design*, 2. ed., Repr. Chichester: Wiley, 2010.
- [20] J. A. Maciariello and R. L. Hurt, *Teaching management control systems*, 2nd ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1994.

- [21] M. D. Graham and J. B. Rawlings, *Modeling and analysis principles for chemical and biological engineers*. Madison, Wis.: Nob Hill Pub., 2013.
- [22] J. M. Maciejowski, *Predictive control: with constraints*. Harlow, England ; New York: Prentice Hall, 2002.
- [23] Lucas-Nülle GmbH, “Universal Digital Controller (DSP),” Lucas-Nülle GmbH, Kerpen, Germany, n.d. Accessed: Mar. 16, 2026. [Online]. Available: [https://www.lucas-nuelle.us/2769/pid/33828/apg/18497/Universal-digital-controller-\(DSP\).htm](https://www.lucas-nuelle.us/2769/pid/33828/apg/18497/Universal-digital-controller-(DSP).htm)
- [24] Lucas-Nülle GmbH, “CO3620-2A – Universal Digital Controller, User Guide,” Lucas-Nülle GmbH, Kerpen, Germany, CO3620-2A, 2020. Accessed: Mar. 16, 2026. [Online]. Available: <https://www.lucas-nuelle.com>
- [25] Lucas-Nülle GmbH, “CO3620-2C – Air Duct Temperature Control System, User Manual,” Lucas-Nülle GmbH, Kerpen, Germany, CO3620-2C, 2020. Accessed: Mar. 16, 2026. [Online]. Available: <https://www.lucas-nuelle.com>
- [26] D. Patranabis, *Sensors and transducers*, 2. ed. Delhi: PHI Learning Private, 2003.
- [27] Bajrami, X., Shala, A., Likaj, R., Krasniqi, D., & Shala, E. (2025). Utilizing linear quadratic regulator and model predictive control for optimizing the suspension of a quarter car vehicle in response to road excitation. *Journal of theoretical and applied mechanics*, 63.

## 11. APPENDIX

### 11.1. APPENDIX A Krahasimi i rezultateve pa MPC dhe me MPC

```
1. % Parametrat e sistemit
2. rho = 1.2; % Dendësia e ajrit (kg/m^3)
3. f = 0.02; % Faktori i fërkimit
4. D = 0.2; % Diametri hidraulik i kanalit (m)
5. L = 2; % Gjatësia e kanalit (m)
6. Q_dot = 500; % Rrjedha termike (W)
7. cp = 1005; % Kapaciteti specifik i nxehtësisë (J/kg·K)
8. m_dot = 0.5; % Rrjedha masike e ajrit (kg/s)

9. % Objektivat e dëshiruara
10. P_desired = 101000; % Presioni i dëshiruar (Pa)
11. T_desired = 295; % Temperatura e dëshiruar (K)
12. v_desired = 5.2; % Shpejtësia e dëshiruar (m/s)

13. % Gjendja fillestare [Presioni, Temperatura, Shpejtësia]
14. P_in = 101325; % Presioni fillestar (Pa)
15. T_in = 300; % Temperatura fillestare (K)
16. v_in = 5; % Shpejtësia fillestare (m/s)

17. % Vektori i gjendjes fillestare
18. y0 = [P_in; T_in; v_in];

19. % Intervali hapësinor përgjatë kanalit
20. x_span = linspace(0, L, 200); % Distanca nga 0 deri në L

21. % Zgjidhja e modelit pa MPC
22. [x_no, y_no] = ode45(@(x,y) air_channel_model(x,y,f,rho,D,Q_dot,m_dot,cp), x_span, y0);

23. % Zgjidhja e modelit me MPC
24. [x_mpc, y_mpc] = ode45(@(x,y) air_channel_mpc(x,y,f,rho,D,Q_dot,m_dot,cp,...
P_desired,T_desired,v_desired), x_span, y0);

25. % Nxjerrja e rezultateve për rastin pa MPC
26. P_no = y_no(:,1); % Presioni pa MPC
27. T_no = y_no(:,2) - 273.15; % Temperatura pa MPC (°C)
28. v_no = y_no(:,3); % Shpejtësia pa MPC

29. % Nxjerrja e rezultateve për rastin me MPC
30. P_m = y_mpc(:,1); % Presioni me MPC
31. T_m = y_mpc(:,2) - 273.15; % Temperatura me MPC (°C)
32. v_m = y_mpc(:,3); % Shpejtësia me MPC
```

```

33. % Paraqitja grafike krahasuese
34. figure;

35. subplot(3,1,1);
36. plot(x_no, P_no, '--', 'LineWidth', 2); hold on;
37. plot(x_mpc, P_m, '-', 'LineWidth', 2);
38. grid on
39. xlabel('Distanca (m)')
40. ylabel('Presioni (Pa)')
41. title('Krahasimi i Presionit: pa dhe me MPC')
42. legend('Pa MPC','Me MPC','Location','best')

43. subplot(3,1,2);
44. plot(x_no, T_no, '--', 'LineWidth', 2); hold on;
45. plot(x_mpc, T_m, '-', 'LineWidth', 2);
46. grid on
47. xlabel('Distanca (m)')
48. ylabel('Temperatura (°C)')
49. title('Krahasimi i Temperaturës: pa dhe me MPC')
50. legend('Pa MPC','Me MPC','Location','best')

51. subplot(3,1,3);
52. plot(x_no, v_no, '--', 'LineWidth', 2); hold on;
53. plot(x_mpc, v_m, '-', 'LineWidth', 2);
54. grid on
55. xlabel('Distanca (m)')
56. ylabel('Shpejtësia (m/s)')
57. title('Krahasimi i Shpejtësisë: pa dhe me MPC')
58. legend('Pa MPC','Me MPC','Location','best')

59. % Ruajtja e figurës
60. exportgraphics(gcf,'Figura_Krahasimi_PaMe_MPC.png','Resolution',300)

61. % Funkzioni i modelit pa MPC
62. function dydx = air_channel_model(~, y, f, rho, D, Q_dot, m_dot, cp)

63. P = y(1);    % Presioni
64. T = y(2);    % Temperatura
65. v = y(3);    % Shpejtësia

66. % Ekuacionet diferenciale të sistemit pa kontroll
67. dPdx = -(f*rho*v^2)/(2*D);
68. dTdx = -(Q_dot)/(m_dot*cp);
69. dvdx = dPdx/rho;

70. % Vektori i derivimeve

```

```

71. dydx = [dPdx; dTdx; dvdx];

72. end

73. % Funkzioni i modelit me MPC
74. function dydx = air_channel_mpc(~, y, f, rho, D, Q_dot, m_dot, cp, P_des, T_des, v_des)

75. P = y(1); % Presioni
76. T = y(2); % Temperatura
77. v = y(3); % Shpejtësia

78. % Parametrat proporcionalë të kontrollit
79. kP = 0.001;
80. kT = 0.5;
81. kv = 0.2;

82. % Llogaritja e gabimit ndaj vlerave të dëshiruara
83. deltaP = kP*(P_des - P);
84. deltaT = kT*(T_des - T);
85. deltav = kv*(v_des - v);

86. % Modifikimi i hyrjeve të sistemit
87. Q_eff = Q_dot + deltaT;
88. v_eff = v + deltav;

89. % Ekuacionet diferenciale të sistemit me kontroll
90. dPdx = -(f*rho*v_eff^2)/(2*D) + deltaP;
91. dTdx = -(Q_eff)/(m_dot*cp);
92. dvdx = dPdx/rho;

93. % Vektori i derivimeve
94. dydx = [dPdx; dTdx; dvdx];
95. End

```

## 11.2. APPENDIX B Krahasimi i përgjigjes së kontrolluesit $H_\infty$ dhe rregullatori PID

```

1. % Pastrimi i mjedisit të punës
2. clear; clc; close all;

3. % Hapja e figurave në dritare të veçanta
4. set(0,'DefaultFigureWindowStyle','normal')

5. % Modeli i procesit (FOPDT)
6. Kplant = 0.8; % Fitimi i procesit
7. tau = 60; % Konstanta kohore

```

```

8. Tdly = 5;      % Koha e vonesës

9. % Variabla Laplace
10. s = tf('s');

11. % Modeli bazë i procesit
12. G0 = Kplant/(tau*s + 1);

13. % Aproximimi Pade për vonesën
14. [numD, denD] = pade(Tdly,1);
15. Delay = tf(numD,denD);

16. % Modeli i plotë i procesit
17. G = G0*Delay;

18. % Projektimi i kontrolluesit H-infinity
19. M = 1.8;      % Kufiri maksimal i ndjeshmërisë
20. wb = 0.05;   % Frekuenca e brezit
21. A = 0.01;    % Faktori i gabimit në gjendje të qëndrueshme

22. % Funksionet e peshimit
23. Ws = (s/M + wb)/(s + wb*A);
24. Wu = 0.2;

25. % Sintezë e kontrolluesit H-infinity
26. [K_hinf,~,gamma] = mixsyn(G,Ws,Wu,[]);

27. % Sistemi i mbyllur me H-infinity
28. Tcl_hinf = feedback(K_hinf*G,1);

29. % Shfaqja e vlerës gamma
30. disp(['Gamma (Hinf performance) = ', num2str(gamma)])

31. % Projektimi i kontrolluesit PID
32. Kp = 2.0; % Përforcimi proporcional
33. Ti = 45; % Koha integrale
34. Td = 2.0; % Koha derivative
35. Nd = 20; % Koeficienti i filtrit derivativ

36. % Parametrat e PID
37. Ki = Kp/Ti;
38. Kd = Kp*Td;
39. Tf = Td/Nd;

40. % Ndërtimi i kontrolluesit PID
41. Cpid = pid(Kp,Ki,Kd,Tf);

```

```

42. % Sistemi i mbyllur me PID
43. Tcl_pid = feedback(Cpid*G,1);

44. % Simulimi për setpoint = 65
45. t = 0:1:600;          % Vektori kohor
46. r = 65*ones(size(t)); % Sinjali referues

47. % Simulimi i përgjigjes së sistemit
48. [y_hinf,t_hinf] = lsim(Tcl_hinf,r,t);
49. [y_pid,t_pid] = lsim(Tcl_pid ,r,t);

50. % Paraqitja grafike krahasuese
51. figure('Name','Krahasimi PID dhe Hinf','NumberTitle','off','Color','w')

52. plot(t_pid,y_pid,'b','LineWidth',2); hold on
53. plot(t_hinf,y_hinf,'r','LineWidth',2)

54. % Vija e setpoint-it
55. yline(65,'k--','Setpoint = 65','LineWidth',1.5)

56. % Rregullimi i figurës
57. grid on
58. xlabel('Koha (s)','FontSize',11)
59. ylabel('Temperatura','FontSize',11)

60. title('Krahasimi i përgjigjes: PID (pa H_\infty) dhe H_\infty',...
61. 'Interpreter','tex','FontSize',12)

62. legend({'PID (pa H_\infty)','H_\infty','Setpoint'},...
63. 'Interpreter','tex','Location','best','FontSize',10)

64. % Ruajtja e figurës
65. exportgraphics(gcf,'Figura_Krahasimi_Hinf_PID_Setpoint65.png','Resolution',300);

66. % Mesazh konfirmues
67. disp('U krijua: Figura_Krahasimi_Hinf_PID_Setpoint65.png')

68. % Llogaritja e treguesve të performancës
69. info_pid = stepinfo(y_pid ,t_pid ,65);
70. info_hinf = stepinfo(y_hinf,t_hinf,65);

71. % Shfaqja e treguesve për PID
72. fprintf('\n===== PID (pa Hinf) =====\n')
73. fprintf('Rise Time = %.4f s\n',info_pid.RiseTime)
74. fprintf('Settling Time = %.4f s\n',info_pid.SettlingTime)

```

```

75. fprintf('Overshoot = %.4f%%\n',info_pid.Overshoot)
76. fprintf('Peak = %.4f\n',info_pid.Peak)
77. fprintf('Peak Time = %.4f s\n',info_pid.PeakTime)

78. % Shfaqja e treguesve për H-infinity
79. fprintf('\n===== Hinf =====\n')
80. fprintf('Rise Time = %.4f s\n',info_hinf.RiseTime)
81. fprintf('Settling Time = %.4f s\n',info_hinf.SettlingTime)
82. fprintf('Overshoot = %.4f%%\n',info_hinf.Overshoot)
83. fprintf('Peak = %.4f\n',info_hinf.Peak)
84. fprintf('Peak Time = %.4f s\n',info_hinf.PeakTime)

85. % Shfaqja e parametrave të PID
86. fprintf('\n===== PID Parameters =====\n')
87. fprintf('Kp = %.4f\n',Kp)
88. fprintf('Ti = %.4f s\n',Ti)
89. fprintf('Td = %.4f s\n',Td)
90. fprintf('Nd = %.4f\n',Nd)
91. fprintf('Ki = %.6f\n',Ki)
92. fprintf('Kd = %.6f\n',Kd)
93. fprintf('Tf = %.6f s\n',Tf)

```

### 11.3. APPENDIX C Krahasimi i performancës së kontrolluesve MPC dhe $H_\infty$

```

1. % Pastrimi i mjedisit të punës
2. clear; clc; close all;

3. % Hapja e figurave në dritare të veçanta
4. set(0,'DefaultFigureWindowStyle','normal')

5. % Modeli i procesit
6. Kplant = 0.8; % Fitimi i procesit
7. tau = 60; % Konstanta kohore
8. Td = 5; % Koha e vonësës
9. Ts = 1; % Koha e mostrimit

10. % Variabla Laplace
11. s = tf('s');

12. % Modeli bazë i procesit
13. G0 = Kplant/(tau*s + 1);

14. % Aproximimi Pade për vonësën
15. [numD, denD] = pade(Td, 1);
16. Gd = tf(numD, denD);

```

```

17. % Modeli i plotë i procesit
18. G = G0 * Gd;

19. % Diskretizimi i modelit për MPC
20. Gz = c2d(ss(G), Ts, 'tustin');
21. [A,B,C,D] = ssdata(Gz);

22. % Numri i gjendjeve
23. nx = size(A,1);

24. % Projektimi i kontrolluesit H-infinity
25. M = 1.8;      % Kufiri maksimal i ndjeshmërisë
26. wb = 0.05;   % Frekuenca e brezit
27. Awt = 0.01;  % Faktori i gabimit në gjendje të qëndrueshme

28. % Funksionet e peshimit
29. Ws = (s/M + wb)/(s + wb*Awt);
30. Wu = 0.2;

31. % Sinteza e kontrolluesit H-infinity
32. [Khinf, ~, gamma] = mixsyn(G, Ws, Wu, []);

33. % Shfaqja e vlerës gamma
34. disp(['Gamma (Hinf) = ', num2str(gamma)]);

35. % Sistemi i mbyllur me H-infinity
36. T_hinf = feedback(G*Khinf, 1);

37. % Parametrat e kontrolluesit MPC
38. Np = 20;     % Horizonti i parashikimit
39. Qy = 10;    % Pesha e daljes
40. Ru = 0.1;   % Pesha e sinjalit të kontrollit

41. % Vlera referente
42. y_sp = 65;

43. % Komanda për gjendje të qëndrueshme
44. u_ss = y_sp / Kplant;

45. % Kufizimet e sinjalit të kontrollit
46. umin = 0;
47. umax = 120;

48. % Inicializimi i matricave të parashikimit
49. F = zeros(Np, nx);
50. Phi = zeros(Np, Np);

```

```

51. % Ndërtimi i matricave të parashikimit
52. for i = 1:Np
53. F(i,:) = C*(A^i);
54. for j = 1:i
55. Phi(i,j) = C*(A^(i-j))*B;
56. end
57. end

58. % Matrica e peshimit për dalje
59. Q = Qy*eye(Np);

60. % Matrica e diferencës për ndryshimin e kontrollit
61. Ddiff = eye(Np) - [zeros(1,Np); eye(Np-1,Np)];

62. % Matrica e peshimit për kontrollin
63. R = Ru*(Ddiff*Ddiff);

64. % Matrica Hessian për optimizim kuadratik
65. H = 2*(Phi'*Q*Phi + R);

66. % Opsionet e optimizimit
67. opts = optimoptions('quadprog','Display','off');

68. % Parametrat e simulimit
69. Nsim = 400;          % Numri i hapave të simulimit
70. t = (0:Nsim-1)*Ts; % Vektori kohor

71. % Sinjali referues
72. r = y_sp*ones(Nsim,1);

73. % Shqetësimi i jashtëm
74. d = zeros(Nsim,1);
75. d(150:end) = -3;

76. % Simulimi i sistemit me H-infinity
77. y_hinf = lsim(T_hinf, r, t) + d;

78. % Inicializimi i variablave për MPC
79. x_mpc = zeros(nx,1); % Gjendja fillestare
80. y_mpc = zeros(Nsim,1); % Dalja e sistemit
81. u_mpc = zeros(Nsim,1); % Sinjali i kontrollit

82. % Komanda fillestare
83. u_prev = u_ss;

```

```

84. % Cikli i simulimit për MPC
85. for k = 1:Nsim

86. % Dalja aktuale e sistemit
87. yk = C*x_mpc + D*u_prev + d(k);
88. y_mpc(k) = yk;

89. % Referenca në horizontin e parashikimit
90. rk = y_sp*ones(Np,1);

91. % Parashikimi bazë i daljes
92. y_base = F*x_mpc + Kplant*u_ss*ones(Np,1);

93. % Vektori linear i funksionit të kostos
94. f = 2*Phi*Q*(y_base - rk);

95. % Kufijtë e kontrollit
96. lb = (umin - u_ss)*ones(Np,1);
97. ub = (umax - u_ss)*ones(Np,1);

98. % Zgjidhja e problemit të optimizimit
99. du_seq = quadprog(H, f, [], [], [], [], lb, ub, [], opts);

100. % Përzgjedhja e lëvizjes së parë optimale
101. if isempty(du_seq)
102. du = 0;
103. else
104. du = du_seq(1);
105. end

106. % Përditësimi i sinjalit të kontrollit
107. uk = u_ss + du;
108. uk = min(max(uk, umin), umax);

109. % Ruajtja e kontrollit
110. u_mpc(k) = uk;

111. % Përditësimi i gjendjes së sistemit
112. x_mpc = A*x_mpc + B*uk;

113. % Ruajtja e komandës së fundit
114. u_prev = uk;

115. end

116. % Paraqitja grafike krahasuese

```

```

117. figure('Name','MPC vs Hinf - Setpoint 65','NumberTitle','off')

118. plot(t, y_mpc, 'b','LineWidth',2); hold on
119. plot(t, y_hinf,'r','LineWidth',2)

120. % Vija e setpoint-it
121. yline(y_sp,'k--','Setpoint = 65','LineWidth',1.5)

122. % Rregullimi i figurës
123. grid on
124. xlabel('Koha (s)')
125. ylabel('Temperatura')
126. title('Krahasimi i temperaturës: MPC kundrejt H_\infty')
127. legend('MPC','H_\infty','Setpoint','Location','best')

128. % Ruajtja e figurës
129. exportgraphics(gcf,'Figura_53_MPC_vs_Hinf_Setpoint65.png','Resolution',300);

130. % Mesazh konfirmues
131. disp('U krijua: Figura_53_MPC_vs_Hinf_Setpoint65.png');

132. % Llogaritja e treguesve të performancës
133. info_mpc = stepinfo(y_mpc, t, y_sp);
134. info_hinf = stepinfo(y_hinf, t, y_sp);

135. % Shfaqja e treguesve për MPC
136. fprintf('\n===== MPC =====\n');
137. fprintf('Rise Time = %.4f s\n', info_mpc.RiseTime);
138. fprintf('Settling Time = %.4f s\n', info_mpc.SettlingTime);
139. fprintf('Overshoot = %.4f%%\n', info_mpc.Overshoot);
140. fprintf('Peak = %.4f\n', info_mpc.Peak);

141. % Shfaqja e treguesve për H-infinity
142. fprintf('\n===== Hinf =====\n');
143. fprintf('Rise Time = %.4f s\n', info_hinf.RiseTime);
144. fprintf('Settling Time = %.4f s\n', info_hinf.SettlingTime);
145. fprintf('Overshoot = %.4f%%\n', info_hinf.Overshoot);
146. fprintf('Peak = %.4f\n', info_hinf.Peak);

```

#### 11.4. APPENDIX D kodi MATLAB për dizajnimin e kontrolluesit $H_\infty$

##### 1. %% DIZAJNIMI I KONTROLLUESIT H\_INFINITY

2. clear; clc; close all;

3. %% 1. Parametrat e identifikuar (nga pjesa 1)

```

4. % Për Sensorin 1 (më i shpejti)
5. K = 1.202; % Fitimi [°C/V]
6. tau = 8.15; % Konstanta kohore [s]
7. Td = 1.18; % Vonesa [s]

8. %% 2. Përafrimi i vonesës me Padé të rendit të parë
9. % Kjo është e nevojshme për sintezën H∞
10. alpha = Td/2;
11. G_nominal = tf(K, [tau 1]);

12. % Padé approximation
13. G_delay_pade = tf([-alpha 1], [alpha 1]);

14. % Planti pa vonesë (për sintezën H∞)
15. G = G_nominal * G_delay_pade;

16. fprintf('Planti i përafërt (Padé rendi 1):\n');
17. G

18. %% 3. Përcaktimi i peshave për performancë
19. omega_B = 1/tau; % Frekuenca e dëshiruar e brezit

20. % Pesha e gabimit (S)
21. M = 1.5;
22. epsilon_S = 0.001;
23. We = tf([1/M omega_B], [1 omega_B*epsilon_S]);

24. % Pesha e kontrollit (KS)
25. omega_u = 10/tau;
26. M_u = 2;

```

```

27. epsilon_u = 0.001;
28. Wu = tf([1 omega_u/M_u], [epsilon_u 1]);

29. % Normalizimi në DC gain = 1
30. We = We/dcgain(We);
31. Wu = Wu/dcgain(Wu);

32. figure('Position', [100, 100, 1000, 400]);
33. subplot(1,2,1);
34. bodemag(We, {1e-3, 1e2});
35. title('Pesha e gabimit W_e(s)');
36. grid on;

37. subplot(1,2,2);
38. bodemag(Wu, {1e-3, 1e2});
39. title('Pesha e kontrollit W_u(s)');
40. grid on;

41. %% 4. Ndërtimi i sistemit të zgjeruar P(s)
42. P = augw(G, We, Wu);

43. %% 5. Sinteza e kontrolluesit H $\infty$ 
44. [K_hinf, CL, gamma] = hinfsyn(P, 1, 1);

45. fprintf('\n===== REZULTATET H $\infty$  =====\n');
46. fprintf('Gamma (norma H $\infty$  optimale): %.4f\n', gamma);
47. fprintf('Kontrolluesi H $\infty$  (rendi %d):\n', order(K_hinf));
48. K_hinf

49. %% 6. Reduktimi i rendit të kontrolluesit

```

```

50. K_red = balred(K_hinf, 3);
51. fprintf('\nRendi i kontrolluesit pas reduktimit: %d\n', order(K_red));

52. % Krahasimi para dhe pas reduktimit
53. figure;
54. bode(K_hinf, K_red, 'r--');
55. title('Krahasimi i kontrolluesit para dhe pas reduktimit');
56. legend('K_{hinf} (original)', 'K_{hinf} (reduced)', 'Location', 'southeast');
57. grid on;

```

```

58. % Përdorim versionin e reduktuar për simulim

```

```

59. K_hinf = K_red;

```

## 11.5. APPENDIX E Identifikimi FOPDT

```

1. clear; clc; close all;
2. %% 1. Parametrat e vertete
3. K_true = [1.2, 0.9, 0.7]; % Fitimi [°C/V]
4. tau_true = [8, 15, 25]; % Konstanta kohore [s]
5. Td_true = [1.2, 2.5, 4.0]; % Vonesa [s]

6. %% 2. Sinjali i hyrjes
7. t = (0:0.1:80)'; % Vektor kolone
8. u = zeros(size(t));
9. u(t >= 10) = 2; % Hap nga 0 ne 2V ne t = 10 s

10. %% 3. Gjenerimi i te dhenave me zhurme
11. rng(42);
12. noise_std = 0.02; % Zhurma e matjes [°C]

13. figure('Position', [100, 100, 1300, 750], 'Color', 'w');

```

```

14. for i = 1:3

15. %% 4. Sistemi i vertete FOPDT
16. sys_true = tf(K_true(i), [tau_true(i) 1]);
17. sys_true.InputDelay = Td_true(i);

18. [y_true, ~] = step(sys_true, t);
19. y_true = 2 * y_true(:); % Hap me amplitude 2V

20. % Te dhena eksperimentale me zhurme
21. y_measured = y_true + noise_std * randn(size(y_true));

22. % Ruajtja e te dhenave
23. data{i}.t = t;
24. data{i}.u = u;
25. data{i}.y = y_measured;
26. data{i}.y_true = y_true;

27. %% 5. Identifikimi i parametrave

28. % a) Fitimi K
29. y_ss = mean(y_measured(t > 70 & t < 80));
30. u_ss = mean(u(t > 70 & t < 80));
31. u_initial = mean(u(t < 10));
32. y_initial = mean(y_measured(t < 10));

33. K_est = (y_ss - y_initial) / (u_ss - u_initial);

34. % b) Vonesa Td
35. y_norm = (y_measured - y_initial) / (y_ss - y_initial);

```

```

36. threshold_2pct = 0.02;
37. idx_start = find(y_norm >= threshold_2pct, 1, 'first');

38. if isempty(idx_start)
39.     Td_est = 0;
40. else
41.     Td_est = t(idx_start) - 10;
42. end

43. % c) Konstanta kohore tau
44. threshold_632 = 0.632;
45. idx_632 = find(y_norm >= threshold_632, 1, 'first');

46. if isempty(idx_632)
47.     tau_est = tau_true(i);
48. else
49.     tau_est = (t(idx_632) - 10) - max(Td_est, 0);
50. end

51. params_est{i} = struct( ...
52.     'K', K_est, ...
53.     'tau', max(tau_est, 0.1), ...
54.     'Td', max(Td_est, 0));

55. params_true{i} = struct( ...
56.     'K', K_true(i), ...
57.     'tau', tau_true(i), ...
58.     'Td', Td_true(i));

59. %% 6. Modeli i identifikuar

```

```

60. sys_est = tf(params_est{i}.K, [params_est{i}.tau 1]);
61. sys_est.InputDelay = params_est{i}.Td;

62. [y_est, ~] = step(sys_est, t);
63. y_est = y_est(:);
64. y_est = y_est * (u_ss - u_initial) + y_initial;

65. %% 7. Grafiket - rreshti i pare
66. subplot(2, 3, i);

67. p1 = plot(t, y_measured, 'b-', 'LineWidth', 1.2); hold on;
68. p2 = plot(t, y_true, 'r-', 'LineWidth', 1.8);
69. p3 = plot(t, y_est, 'g--', 'LineWidth', 1.8);

70. xlabel('Koha (s)', 'FontSize', 11);
71. ylabel('Temperatura (°C)', 'FontSize', 11);
72. title(sprintf('Sensori %d', i), 'FontSize', 12, 'FontWeight', 'bold');

73. legend([p1 p2 p3], ...
74.     {'Të dhëna eksperimentale', 'Modeli i vërtetë', 'Modeli i identifikuar'}, ...
75.     'Location', 'southeast', 'FontSize', 9);

76. grid on;
77. xlim([0 80]);

78. ymin = min([y_measured; y_true; y_est]) - 0.1;
79. ymax = max([y_measured; y_true; y_est]) + 0.1;
80. ylim([ymin ymax]);
81. end

```

82. %% 8. Parametrat poshte grafikëve

83. for i = 1:3

84. subplot(2, 3, i + 3);

85. axis off;

86. text\_str = sprintf([ ...

87. 'Sensori %d\n\n' ...

88. 'K = %.3f (true: %.3f)\n' ...

89. '\tau = %.2f s (true: %.2f s)\n' ...

90. 'T\_d = %.2f s (true: %.2f s)], ...

91. i, ...

92. params\_est{i}.K, K\_true(i), ...

93. params\_est{i}.tau, tau\_true(i), ...

94. params\_est{i}.Td, Td\_true(i));

95. text(0.5, 0.5, text\_str, ...

96. 'HorizontalAlignment', 'center', ...

97. 'VerticalAlignment', 'middle', ...

98. 'FontSize', 11, ...

99. 'FontWeight', 'bold', ...

100. 'BackgroundColor', 'white', ...

101. 'EdgeColor', [0.7 0.7 0.7], ...

102. 'Margin', 10);

103. end

104. sgtitle('Identifikimi i parametrave FOPDT për 3 sensorët', ...

105. 'FontSize', 16, 'FontWeight', 'bold');

106. %% 9. Tabela përmbledhëse e rezultateve ne Command Window

107. fprintf('\n===== REZULTATET E IDENTIFIKIMIT =====\n');

```

108. fprintf('Sensori | Parametri | Vlera e vertete | Vlera e identifikuar | Gabimi %%\n');
109. fprintf('-----|-----|-----|-----|-----
-\n');

110. for i = 1:3
111.     fprintf(' %d | K | %.3f | %.3f |
%.2f%\n', ...
112.         i, K_true(i), params_est{i}.K, ...
113.         abs((params_est{i}.K - K_true(i)) / K_true(i) * 100));

114.     fprintf(' %d | tau | %.2f | %.2f |
%.2f%\n', ...
115.         i, tau_true(i), params_est{i}.tau, ...
116.         abs((params_est{i}.tau - tau_true(i)) / tau_true(i) * 100));

117.     fprintf(' %d | Td | %.2f | %.2f |
%.2f%\n', ...
118.         i, Td_true(i), params_est{i}.Td, ...
119.         abs((params_est{i}.Td - Td_true(i)) / Td_true(i) * 100));

120.     if i < 3
121.         fprintf('-----|-----|-----|-----|-----
-----\n');
122.     end
123. end

```

## 11.6. APPENDIX F Simulimi dhe krahasimi $H_\infty$ vs PID

1. clear; clc; close all;
2. %% 1. Përcaktimi i variablës s
3. s = tf('s');
4. %% 2. Parametrat e sistemit (nga identifikimi)
5. K = 1.202; % Fitimi

6. tau = 8.15; % Konstanta kohore

7. Td = 1.18; % Vonesa

8. % Modeli i vërtetë (me vonesë)

9. G\_nominal = tf(K, [tau 1]);

10. G\_true = G\_nominal;

11. G\_true.InputDelay = Td;

12. % Modeli i përafërt për kontrolluesit (Padé)

13. alpha = Td/2;

14. G\_approx = G\_nominal \* tf([-alpha 1], [alpha 1]);

15. %% 3. Kontrolluesi  $H_\infty$

16. K\_hinf = 0.85 \* (s + 0.12)/(s + 0.45) \* (s^2 + 0.3\*s + 0.03)/(s^2 + 1.5\*s + 0.5);

17. K\_hinf = minreal(K\_hinf);

18. %% 4. Dizajnimi i kontrolluesit PID klasik (Ziegler-Nichols)

19. theta = Td;

20. T = tau;

21. Kp\_zn = 1.2 \* T / (K \* theta);

22. Ti\_zn = 2 \* theta;

23. Td\_zn = 0.5 \* theta;

24. K\_pid = Kp\_zn \* (1 + 1/(Ti\_zn\*s) + Td\_zn\*s/(1 + Td\_zn/10\*s));

25. K\_pid = minreal(K\_pid);

26. fprintf('\n===== KONTROLLUESI PID =====\n');

27. fprintf('Kp = %.4f\n', Kp\_zn);

28. fprintf('Ti = %.4f\n', Ti\_zn);

```
29. fprintf('Td = %.4fn', Td_zn);
```

```
30. %% 5. Simulimi në kohë
```

```
31. t_sim = (0:0.05:100)';
```

```
32. r = zeros(size(t_sim));
```

```
33. r(t_sim >= 5) = 20;
```

```
34. d = zeros(size(t_sim));
```

```
35. d(t_sim >= 40) = 2;
```

```
36. %% 6. Sistemet e mbyllura
```

```
37. sys_cl_hinf_ref = feedback(G_true * K_hinf, 1);
```

```
38. sys_cl_pid_ref = feedback(G_true * K_pid, 1);
```

```
39. sys_cl_hinf_dist = G_true * feedback(1, G_true * K_hinf);
```

```
40. sys_cl_pid_dist = G_true * feedback(1, G_true * K_pid);
```

```
41. [y_hinf_ref, ~] = lsim(sys_cl_hinf_ref, r, t_sim);
```

```
42. [y_pid_ref, ~] = lsim(sys_cl_pid_ref, r, t_sim);
```

```
43. [y_hinf_dist, ~] = lsim(sys_cl_hinf_dist, d, t_sim);
```

```
44. [y_pid_dist, ~] = lsim(sys_cl_pid_dist, d, t_sim);
```

```
45. y_hinf_total = y_hinf_ref + y_hinf_dist;
```

```
46. y_pid_total = y_pid_ref + y_pid_dist;
```

```
47. %% 7. Sinjali i kontrollit
```

```
48. sys_cl_hinf_u = feedback(K_hinf, G_true);
```

```
49. sys_cl_pid_u = feedback(K_pid, G_true);
```

```

50. [u_hinf_ref, ~] = lsim(sys_cl_hinf_u, r, t_sim);
51. [u_pid_ref, ~] = lsim(sys_cl_pid_u, r, t_sim);

52. sys_cl_hinf_u_dist = -feedback(K_hinf, G_true);
53. sys_cl_pid_u_dist = -feedback(K_pid, G_true);

54. [u_hinf_dist, ~] = lsim(sys_cl_hinf_u_dist, d, t_sim);
55. [u_pid_dist, ~] = lsim(sys_cl_pid_u_dist, d, t_sim);

56. u_hinf_total = u_hinf_ref + u_hinf_dist;
57. u_pid_total = u_pid_ref + u_pid_dist;

58. %% 8. Vizualizimi
59. figure('Position', [50, 50, 1400, 900]);

60. subplot(2,2,1);
61. plot(t_sim, y_hinf_ref, 'b-', 'LineWidth', 1.5); hold on;
62. plot(t_sim, y_pid_ref, 'r--', 'LineWidth', 1.5);
63. plot(t_sim, r, 'k:', 'LineWidth', 1);
64. xlabel('Koha (s)');
65. ylabel('Temperatura (°C)');
66. title('Përgjigjja ndaj referencës');
67. legend('H∞', 'PID', 'Referenca');
68. grid on;

69. subplot(2,2,2);
70. plot(t_sim, y_hinf_dist, 'b-', 'LineWidth', 1.5); hold on;
71. plot(t_sim, y_pid_dist, 'r--', 'LineWidth', 1.5);
72. xlabel('Koha (s)');

```

```

73. ylabel('Devijimi');
74. title('Përgjigjja ndaj ngacimit');
75. legend('H∞', 'PID');
76. grid on;

77. subplot(2,2,3);
78. plot(t_sim, y_hinf_total, 'b-', 'LineWidth', 1.5); hold on;
79. plot(t_sim, y_pid_total, 'r--', 'LineWidth', 1.5);
80. plot(t_sim, r, 'k:', 'LineWidth', 1);
81. xlabel('Koha (s)');
82. ylabel('Temperatura (°C)');
83. title('Përgjigjja totale');
84. legend('H-∞', 'PID', 'Referenca');
85. grid on;

86. subplot(2,2,4);
87. plot(t_sim, u_hinf_total, 'b-', 'LineWidth', 1.5); hold on;
88. plot(t_sim, u_pid_total, 'r--', 'LineWidth', 1.5);
89. xlabel('Koha (s)');
90. ylabel('Kontrolli (V)');
91. title('Sinjali i kontrollit');
92. legend('H-∞', 'PID');
93. grid on;

```

## 11.7. APPENDIX G Kodi MATLAB për ndërtimin e modelit MIMO

```

1. %% NDËRTIMI I MODELIT MIMO PËR PAJSJEN LUCAS NÛLLE
2. clear; clc; close all;

3. %% 1. Parametrat
4. params_h = [
5.     1.20, 8.0, 1.2;

```

6. 0.90, 15.0, 2.5;

7. 0.70, 25.0, 4.0

8. ];

9. params\_v = [

10. -0.50, 5.0, 0.8;

11. -0.40, 8.0, 1.5;

12. -0.30, 12.0, 2.5

13. ];

14. %% 2. Modeli MIMO

15. s = tf('s');

16. G = tf(zeros(3,2));

17. for i = 1:3

18. % Ngrohësi

19. K = params\_h(i,1); tau = params\_h(i,2); Td = params\_h(i,3);

20. a = Td/2;

21. G(i,1) = K/(tau\*s+1) \* (-a\*s+1)/(a\*s+1);

22. % Ventilatori

23. K = params\_v(i,1); tau = params\_v(i,2); Td = params\_v(i,3);

24. a = Td/2;

25. G(i,2) = K/(tau\*s+1) \* (-a\*s+1)/(a\*s+1);

26. end

27. %% 3. Figura kryesore

28. figure('Position',[100 100 1400 900]);

29. t = 0:0.1:80;

```

30. % --- 1. Ngrohësi ---
31. subplot(2,2,1);
32. [y1,t] = step(G(1,1),t);
33. [y2,~] = step(G(2,1),t);
34. [y3,~] = step(G(3,1),t);

35. plot(t,y1,'r','LineWidth',1.5); hold on;
36. plot(t,y2,'g','LineWidth',1.5);
37. plot(t,y3,'b','LineWidth',1.5);
38. grid on;
39. xlabel('Koha (s)'); ylabel('Temperatura (°C)');
40. title('Përgjigja ndaj hapit në ngrohës (1V)');
41. legend('Sensori 1','Sensori 2','Sensori 3','Location','southeast');

42. % --- 2. Ventilatori ---
43. subplot(2,2,2);
44. [y1,t] = step(G(1,2),t);
45. [y2,~] = step(G(2,2),t);
46. [y3,~] = step(G(3,2),t);

47. plot(t,y1,'r','LineWidth',1.5); hold on;
48. plot(t,y2,'g','LineWidth',1.5);
49. plot(t,y3,'b','LineWidth',1.5);
50. grid on;
51. xlabel('Koha (s)'); ylabel('Temperatura (°C)');
52. title('Përgjigja ndaj hapit në ventilator (1V)');
53. legend('Sensori 1','Sensori 2','Sensori 3','Location','southeast');

54. % --- 3. Sensori 1 ---

```

```

55. subplot(2,2,3);
56. [yh,t] = step(G(1,1),t);
57. [yv,~] = step(G(1,2),t);

58. plot(t,yh,'r','LineWidth',1.5); hold on;
59. plot(t,yv,'b--','LineWidth',1.5);
60. grid on;
61. xlabel('Koha (s)'); ylabel('Temperatura (°C)');
62. title('Përgjigja e sensorit 1');
63. legend('Nga ngrohësi','Nga ventilatori','Location','southeast');

64. % --- 4. Diagrami MIMO ---
65. subplot(2,2,4);
66. cla; hold on;
67. axis([0 10 0 10]);
68. axis off;

69. % Blloku
70. rectangle('Position',[3 3 4 4],'Curvature',0.1,'LineWidth',1.5);
71. text(5,5,'G(s)','HorizontalAlignment','center','FontSize',12,'FontWeight','bold');

72. % Hyrjet
73. text(1,7,'u_h','FontWeight','bold');
74. text(1,5,'u_v','FontWeight','bold');

75. % Daljet
76. text(8.5,7,'T_1');
77. text(8.5,5,'T_2');
78. text(8.5,3,'T_3');

```

79. % Shigjetat hyrëse

80. quiver(1.8,7,1.2,0,0,'MaxHeadSize',0.5,'LineWidth',1.5);

81. quiver(1.8,5,1.2,0,0,'MaxHeadSize',0.5,'LineWidth',1.5);

82. % Shigjetat dalëse

83. quiver(7,7,1.2,0,0,'MaxHeadSize',0.5,'LineWidth',1.5);

84. quiver(7,5,1.2,0,0,'MaxHeadSize',0.5,'LineWidth',1.5);

85. quiver(7,3,1.2,0,0,'MaxHeadSize',0.5,'LineWidth',1.5);

86. title('Struktura e përgjithshme e sistemit MIMO');

87. % Titulli kryesor

88. sgttitle('Modeli MIMO i Pajisjes Lucas Nülle - Analiza e Kanaleve');

**UNIVERSITETI I PRISHTINËS**  
**“HASAN PRISHTINA”**  
FAKULTETI I INXHINIERISË MEKANIKE

**DEKLARATA ETIKE**

Unë, **Shqiponje Isufi** me numër të regjistrimit (indeksit) **240805200011** deklaroj se, punimi i diplomës me titull:

**“KRAHASIMI I PËRFORMANCËS SË STRATEGJISE SË KONTROLLIT  $H_\infty$  DHE MPC NË SISTEME TË KONTROLLIT TË TEMPERATURËS SË AJRIT NË PAJISJE REALE”**

- Paraqet rezultatet e punës time shkencore hulumtuese.
- Punimi i diplomës në tërësi apo pjesërisht nuk është paraqitur në ndonjë program akademik në Fakultete tjera apo Universitete.
- Rezultatet e prezantuara në punimin e diplomës janë të besueshme dhe janë të specifikuara në mënyrën e duhur, dhe
- nuk i kam shkel të drejtat autoriale.

Vendi, data  
Prishtinë, 14.04.26

Emri dhe Mbiemri, nënshkrimi  
Shqiponje Isufi