



ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΩΝ
ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΣΠΟΥΔΩΝ
“ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΘΕΩΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΥ”

Αξιολόγηση συστημάτων αυτόματου ελέγχου βάσει κριτηρίων απόκρισης και βέλτιστης απόδοσης

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ακριβός Γ. Κακαμπέγκας

Επιβλέπων: Νικόλαος Καραμπετάκης
Καθηγητής Α.Π.Θ.

Θεσσαλονίκη, Δεκέμβριος 2014



ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΩΝ

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΣΠΟΥΔΩΝ

“ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΘΕΩΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΥ ”

Αξιολόγηση συστημάτων αυτόματου ελέγχου βάσει κριτηρίων απόκρισης και βέλτιστης απόδοσης

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ακριβός Γ. Κακαμπέγκας

Επιβλέπων: Νικόλαος Καραμπετάκης

Καθηγητής Α.Π.Θ.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ...η Δεκεμβρίου 2014.

.....
Ν. Καραμπετάκης
Καθηγητής Α.Π.Θ.

.....
Σ. Βουτετάκης
Ερευνητής Α' Ε.Κ.Ε.Τ.Α.

.....
Σ. Μπεζεργιάννη
Ερευνητής Β' Ε.Κ.Ε.Τ.Α.

Θεσσαλονίκη, Δεκέμβριος 2014

.....
Ακριβός Γ. Κακαμπέγκας

Πτυχιούχος Μηχανικός Βιομηχανικής Πληροφορικής Τ.Ε.Ι. Καβάλας

Copyright © Ακριβός Γ. Κακαμπέγκας, 2014.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευτεί ότι εκφράζουν τις επίσημες θέσεις του Α.Π.Θ.

Αφιερωμένο στη μνήμη του πατέρα μου

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η διπλωματική αυτή εργασία με θέμα «Αξιολόγηση συστημάτων αυτόματου ελέγχου βάσει κριτηρίων απόκρισης και βέλτιστης απόδοσης» έγινε στα πλαίσια ολοκλήρωσης του Μεταπτυχιακού Προγράμματος Σπουδών με τίτλο «Θεωρητική Πληροφορική και Θεωρία Συστημάτων και Ελέγχου». Είναι το τελευταίο μέρος του κύκλου σπουδών καθώς η παρακολούθηση των μαθημάτων έχει ολοκληρωθεί.

Η ιδέα για το θέμα της εργασίας προέκυψε από την ανάγκη που υπάρχει για σωστή και ομαλή ρύθμιση των συστημάτων ελέγχου που χρησιμοποιούνται στις πιλοτικές μονάδες του Εργαστηρίου Περιβαλλοντικών Καυσίμων και Υδρογονανθράκων του Εθνικού Κέντρου Έρευνας και Τεχνολογικής Ανάπτυξης (Ε.Κ.Ε.Τ.Α). Στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας εξετάστηκαν διάφορες μέθοδοι σχεδιασμού ρυθμιστικών συστημάτων και εφαρμόστηκαν σε ένα σύστημα ελέγχου της πιλοτικής μονάδας υδρογονοεπεξεργασίας VB01, υπεύθυνη της οποίας είναι η ερευνήτρια Δρ. Στέλλα Μπεζεργιάννη. Με τον τρόπο αυτό βγήκαν σημαντικά συμπεράσματα τόσο για τις μεθόδους ρύθμισης όσο και για τις διαφορές που υπάρχουν ανάμεσα στη θεωρητική εφαρμογή (σε MATLAB και SIMULINK) και στην πρακτική εφαρμογή σε συνθήκες πειράματος στην πιλοτική μονάδα.

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον Καθηγητή του τμήματος Νίκο Καραμπετάκη για την επίβλεψη της εργασίας αλλά και για τις πολύτιμες γνώσεις που μας μετέδωσε κατά τη διάρκεια του μεταπτυχιακού προγράμματος. Ήταν πάντα πρόθυμος για βοήθεια και η συνεργασία μας ήταν άριστη. Ιδιαίτερες ευχαριστίες προς την Ερευνήτρια Β' του Ε.Κ.Ε.Τ.Α, Δρ. Στέλλα Μπεζεργιάννη που χωρίς τη συνδρομή και τη βοήθεια της δεν θα ήταν δυνατή η πραγματοποίηση της Διπλωματικής Εργασίας. Σε όλη τη διάρκεια της υλοποίησης υπήρχε η καθοδήγηση της τόσο στο θεωρητικό όσο και στο πειραματικό στάδιο, παραχωρώντας βιβλία και σημειώσεις από το αρχείο της αλλά και την πιλοτική μονάδα στην οποία είναι υπεύθυνη για την πραγματοποίηση των πειραμάτων. Ελπίζω να φάνηκα αντάξιος των προσδοκιών που είχε όταν ξεκινήσαμε αυτή την εργασία. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον

διευθυντή του Εργαστηρίου Ανάπτυξης Ολοκληρωμένων Συστημάτων Διεργασιών, στο οποίο εργάζομαι, και μέλους της τριμελούς εξεταστικής επιτροπής της εργασίας Δρ. Σπύρο Βουτετάκη που μου έδωσε τη δυνατότητα να συμμετέχω σε αυτό το μεταπτυχιακό πρόγραμμα καθώς πολλές από τις ώρες των μαθημάτων ήταν σε εργάσιμες μέρες και ώρες. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους χειριστές της πιλοτικής μονάδας VB01 για τη συνεργασία που είχαμε κατά τη διάρκεια των πειραμάτων καθώς και όλους τους συναδέλφους μου στο Ε.Κ.Ε.Τ.Α. τους οποίους «παραμέλησα» σε κάποιο βαθμό μέχρι να ολοκληρώσω τη Διπλωματική Εργασία. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τον πατέρα μου Γιώργο, τη μητέρα μου Ευαγγελία, τη σύντροφό μου Φωτεινή, την αδερφή μου Χριστίνα, το γαμπρό μου Απόστολο και τη μικρή μου ανιψιά Εβελίνα για όσα μου έχουν προσφέρει και γιατί χωρίς αυτούς θα ήμουν ένας διαφορετικός άνθρωπος.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η βασική ιδέα στην οποία στηρίχθηκε η διπλωματική εργασία είναι η βελτίωση της ρύθμισης ενός πραγματικού ελεγκτή (σύστημα αυτομάτου ελέγχου) μιας χημικής διεργασίας. Η εργασία εκπονήθηκε τόσο σε θεωρητικό (ανάλυση φυσικού συστήματος, μαθηματική απεικόνιση, γραμμικοποίηση, προσδιορισμός συναρτήσεως μεταφοράς, προσομοίωση συστήματος ανοιχτού και κλειστού βρόχου) όσο και σε πειραματικό (σχεδιασμός ρυθμιστή και εφαρμογή στο σύστημα ρύθμισης σε πιλοτική μονάδα) επίπεδο. Ο συνδυασμός της θεωρητικής και της πειραματικής προσέγγισης επέτρεψε την βαθιά κατανόηση της αρχής σχεδιασμού βέλτιστων ρυθμιστικών συστημάτων καθώς και των πραγματικών προβλημάτων σχεδιασμού ρυθμιστών στη βιομηχανία. Η δομή της διπλωματικής αυτής εργασίας παρουσιάζεται εν συντομία παρακάτω.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια γενική αναφορά και εισαγωγή στις χημικές διεργασίες που υπάρχουν στη βιομηχανία. Αναφέρονται κάποιες προϋποθέσεις που θα πρέπει να τηρούνται και πως μέσα από αυτές γεννιέται η ανάγκη να υπάρχει συνεχής έλεγχος και ρύθμιση σε όλα σχεδόν τα υποσυστήματα μιας ολοκληρωμένης εγκατάστασης.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται αναφορά και επεξήγηση στη μοντελοποίηση διεργασιών. Γίνεται η περιγραφή του συστήματος που μελετήθηκε (σύστημα ελέγχου στάθμης μιας δεξαμενής νερού), η μοντελοποίηση του και η εξαγωγή της συνάρτησης μεταφοράς που το χαρακτηρίζει. Στη συνέχεια έγινε η προσομοίωση του συστήματος της δεξαμενής στο εργαλείο SIMULINK του προγράμματος MATLAB, αρχικά χωρίς ανάδραση (open loop) και έπειτα με την εισαγωγή ανάδρασης (closed loop).

Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στον αυτόματο έλεγχο διεργασιών και αναλύεται θεωρητικά η έννοια της ανάδρασης. Παρατίθενται οι βασικοί τύποι ρυθμιστών και οι συνδυασμοί που υπάρχουν ενώ γίνεται αναφορά στη λειτουργία, τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα του καθενός. Στο τέλος του κεφαλαίου υπάρχει

και μια αναφορά στα κριτήρια απόδοσης των ρυθμιστών έτσι ώστε να είμαστε σε θέση να αξιολογήσουμε τα αποτελέσματα που θα προκύψουν.

Στο τέταρτο κεφάλαιο περιγράφεται η ρύθμιση της στάθμης της δεξαμενής που έγινε σε θεωρητικό επίπεδο (στο μοντέλο του SIMULINK που έχει σχεδιαστεί) εφαρμόζοντας πέντε διαφορετικές μεθόδους ρύθμισης και σχολιάζοντας τα αποτελέσματα που προκύπτουν κάθε φορά.

Στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται μια δυναμική αξιολόγηση των ρυθμιστών που έχουν χρησιμοποιηθεί, βάσει κάποιων συγκεκριμένων κριτηρίων. Υπάρχει σύγκριση των μεθόδων μεταξύ τους και προσπάθεια επιλογής των βέλτιστων.

Στο επόμενο, έκτο, κεφάλαιο γίνεται πάλι μια αξιολόγηση των ρυθμιστών βάσει όμως ενός δείκτη (Δείκτης ελαχίστου μεταβλητότητας - ζ) που εκφράζει έναν ιδανικό (αλλά μη πραγματοποιήσιμο) ρυθμιστή. Υπάρχει και εδώ προσπάθεια εύρεσης του βέλτιστου ρυθμιστή σύμφωνα με το δείκτη ζ που προκύπτει σε κάθε περίπτωση.

Στο έβδομο κεφάλαιο παρουσιάζεται το πειραματικό μέρος της εργασίας. Αρχικά γίνεται αναφορά στην πιλοτική μονάδα VB01 στην οποία έγιναν τα πειράματά μας. Σε μια συσκευή (διαχωριστής) που πρέπει να ρυθμίζεται η στάθμη του παραγόμενου υγρού εφαρμόστηκαν στην πράξη κάποιες από τις μεθόδους (Trial & Error και Cohen – Coon) που μελετήθηκαν θεωρητικά στα προηγούμενα κεφάλαια. Έτσι μας δίνεται η ευκαιρία να διαπιστώσουμε τις διαφορές που υπάρχουν στα αποτελέσματα από την εφαρμογή των ρυθμιστών σε ένα θεωρητικό μοντέλο στο SIMULINK και σε ένα πραγματικό σύστημα.

Τέλος, στο όγδοο κεφάλαιο, γίνεται μια σύνοψη της διπλωματικής και αναφορά σε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα. Επίσης γίνεται μια αναφορά στο πως θα μπορούσε να συνεχιστεί η μελέτη αυτή στα πλαίσια μιας άλλης διπλωματικής εργασίας, ή μιας δημοσίευσης σε κάποιο επιστημονικό περιοδικό ή ακόμη και στα πλαίσια μιας διδακτορικής διατριβής.

ABSTRACT

The main premise of this Master Thesis is the improvement of a real controller of a chemical process. The Thesis was conducted both in a theoretical (analysis of the prototype system, mathematical modeling, linearization, open- and closed-loop system simulation) and in an experimental level (controller design and test in a pilot plant). The combination of the theoretical and the experimental approaches enabled deep understanding of the main principles of designing and tuning controlled systems, as well as the problems that can occur in an industrial environment. The Master Thesis is outlined below.

In the first chapter, an introduction to the chemical processes that we can find in an industry is provided. Some specifications that must be met are described, together with the need to have continuous control in all the subsystems of an integrated plant.

In the second chapter, the principles of process modelling are presented. Moreover, the chapter includes a description of the system that was studied (level control system of a water tank), the underlying mathematical modelling leading to the corresponding process transfer function. In addition to the above, the simulation of the system in MATLAB's SIMULINK tool, both open- and closed-loop, is presented.

The explanation of automated process control and the theoretical analysis of feedback control are specified in the third chapter. The basic types of control systems are presented and their combinations, as well as the operations and pros and cons of each type. At the end of the chapter there is reference to the controller performance criteria in order to be able to evaluate them according to the upcoming results.

In the fourth chapter, the tank level control is defined in a theoretical level (via the aforementioned SIMULINK model) using five different tuning methods, including the comments from the performance of each one.

The fifth chapter presents the dynamic evaluation of the controllers used in the previous chapter, according to certain time-domain performance criteria. A comparison of the controllers and an attempt to identify the optimal ones is also provided.

The evaluation of the controllers based on an assessment index (Minimum Variance Index or MVI, ξ) which denotes an ideal but theoretical (not feasibly in practice) controller, is done in chapter six. Furthermore, a comparison of the results and an effort to locate the best of our controllers is also presented.

In the seventh chapter, the experimental part of the Thesis is described. Initially, the pilot plant VB01 where the experiments were conducted is presented. On the separator subsystem, where the level of the produced liquid must be regulated, some control methods (Trial & Error and Cohen-Coon) that were studied theoretically in previous chapters were applied in practice. As a result, we have the opportunity to note the differences between a theoretical model in SIMULINK with a real system.

Finally, in the last eighth chapter, a summary of the Master Thesis is outlined, including some useful conclusions. Moreover, some suggestions are given on how this work could be continued via another Master Thesis, a publication or a PhD.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	v
ΠΕΡΙΛΗΨΗ	vii
ABSTRACT	ix
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ	xi
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΔΙΕΡΓΑΣΙΕΣ	1
2. ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΕΡΓΑΣΙΩΝ	4
2.1 Γενικά για τις αρχές της μοντελοποίησης	4
2.2 Μοντελοποίηση συστήματος ανοικτής δεξαμενής νερού	5
2.3 Εφαρμογή μοντέλου προσομοίωσης στο MATLAB SIMULINK	8
3. ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΔΙΕΡΓΑΣΙΩΝ	13
3.1 Η έννοια της ανάδρασης στη ρύθμιση ενός συστήματος	13
3.2 Τύποι ρυθμιστών ενός συστήματος	14
3.2.1 Αναλογικός ρυθμιστής (P controller)	15
3.2.2 Αναλογικός - Ολοκληρωτικός ρυθμιστής (PI controller)	16
3.2.3 Αναλογικός – Ολοκληρωτικός - Διαφορικός ρυθμιστής (PID controller)	19
3.3 Ευστάθεια συστημάτων ρύθμισης	21
3.4 Απλά κριτήρια απόδοσης	23
4. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΗ ΣΤΑΘΜΗΣ ΔΕΞΑΜΕΝΗΣ	26
4.1 Μέθοδος ρύθμισης Δοκιμής και Σφάλματος (Trial and Error)	28
4.2 Μέθοδος ρύθμισης κατά Ziegler – Nichols	33
4.3 Μέθοδος ρύθμισης κατά Tyreus – Luyben	36
4.4 Μέθοδος ρύθμισης κατά Cohen – Coon	39
4.5 Βέλτιστη αυτόματη ρύθμιση του MATLAB SIMULINK	46
5. ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΡΥΘΜΙΣΤΩΝ	47
5.1 Αξιολόγηση ρυθμιστών στάθμης δεξαμενής βάσει δυναμικών κριτηρίων	49
6. ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΗ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΡΥΘΜΙΣΤΩΝ	55

7. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΕ ΡΥΘΜΙΣΤΗ ΣΤΑΘΜΗΣ ΠΙΛΟΤΙΚΗΣ ΜΟΝΑΔΑΣ	60
7.1 Περιγραφή πιλοτικής μονάδας υδρογονοεπεξεργασίας VB01	60
7.2 Σχεδιασμός ρυθμιστή PID με τη μέθοδο Δοκιμής και Σφάλματος	66
7.3 Σχεδιασμός ρυθμιστών P, PI, PID με τη μέθοδο Cohen – Coon	72
8. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	78
8.1 Συμπεράσματα της έως τώρα δουλειάς	78
8.2 Προτάσεις για μελλοντικά βήματα	79
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	81
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ	82

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 – ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΔΙΕΡΓΑΣΙΕΣ

Χημική εγκατάσταση είναι μια διάταξη μονάδων επεξεργασίας (αντιδραστήρων, εναλλακτών θερμότητας, αντλιών, αποστακτικών στηλών, μονάδων απορρόφησης ή εξάτμισης δεδομένων κ.τ.λ.), συγκροτημένων με συστηματικό και λογικό τρόπο σε ένα ενιαίο σύνολο. Η διάταξη αυτή αποτελείται από ένα σύνολο διεργασιών. Ο γενικός και αντικειμενικός σκοπός της εγκατάστασης είναι η μετατροπή συγκεκριμένων πρώτων υλών (τροφοδοσία) σε επιθυμητά προϊόντα με χρησιμοποίηση των διαθέσιμων πηγών ενέργειας με τον πιο οικονομικό τρόπο.

Κατά τη διάρκεια της λειτουργίας της, μια εγκατάσταση (ή αλλιώς ένα σύνολο διεργασιών) πρέπει να ικανοποιεί ορισμένες απαιτήσεις που έχουν τεθεί από τους σχεδιαστές της και τις γενικές, τεχνικές, οικονομικές και κοινωνικές συνθήκες, παρουσία συνεχώς μεταβαλλόμενων εξωτερικών επιδράσεων (διαταραχών). Μεταξύ αυτών των απαιτήσεων είναι και οι ακόλουθες:

1. *Ασφάλεια*: Η ασφαλής λειτουργία μιας διεργασίας είναι πρωταρχική απαίτηση για την ευημερία των εργαζομένων στην εγκατάσταση και τη συνεχή συμβολή της στην οικονομική ανάπτυξη. Έτσι, οι λειτουργικές πιέσεις, θερμοκρασίες, συγκεντρώσεις χημικών ουσιών κ.ο.κ. πρέπει πάντα να βρίσκονται μέσα σε επιτρεπτά όρια. Για παράδειγμα, αν ένας αντιδραστήρας έχει σχεδιαστεί για να λειτουργεί σε πίεση μέχρι 100 psi, θα πρέπει να υπάρχει ένα σύστημα ρύθμισης της πίεσης που να τη διατηρεί κάτω από αυτή την τιμή.
2. *Προδιαγραφές παραγωγής*: Μια εγκατάσταση, μέσω των διεργασιών που υπάρχουν σε αυτή, πρέπει να παράγει τις επιθυμητές ποσότητες και ποιότητες τελικών προϊόντων. Για παράδειγμα, μπορεί να απαιτείται η παραγωγή χιλίων τόνων αιθυλενίου την ημέρα, καθαρότητας 95%. Άρα, χρειαζόμαστε ένα

σύστημα ρύθμισης που να εξασφαλίζει το επίπεδο παραγωγής (χίλιοι τόνοι ανά μέρα) και τις προδιαγραφές καθαρότητας (95% αιθυλένιο).

3. *Κανονισμοί προστασίας περιβάλλοντος:* Υπάρχουν διάφοροι Κρατικοί και Κοινοτικοί νόμοι που καθορίζουν τα όρια των θερμοκρασιών, τις συγκεντρώσεις χημικών ουσιών και διάφορες άλλες παραμέτρους που εμπλέκονται στις αλυσίδες παραγωγής των εγκαταστάσεων, με γνώμονα την προστασία του περιβάλλοντος. Για παράδειγμα, οι ποσότητες SO₂ που εκπέμπονται από μια εγκατάσταση στην ατμόσφαιρα ή η ποιότητα του νερού που αποβάλλεται σε μια λίμνη ή σε ένα ποτάμι, πρέπει να είναι πλήρως ελεγχόμενα και οριοθετούμενα, για να μην υπάρχει πρόβλημα με μόλυνση του περιβάλλοντος. Οι διεργασίες που υπάρχουν στην εγκατάσταση θα πρέπει να διασφαλίζουν ότι τα όρια που έχουν τεθεί, δεν θα παραβιάζονται σε καμία περίπτωση.
4. *Λειτουργικοί περιορισμοί:* Οι διάφοροι τύποι του εξοπλισμού που χρησιμοποιείται σε μια χημική εγκατάσταση υπόκεινται σε περιορισμούς που οφείλονται στη λειτουργία τους. Τέτοιοι περιορισμοί θα πρέπει να ικανοποιούνται σε όλη τη διάρκεια της λειτουργίας της εγκατάστασης. Για παράδειγμα, οι αντλίες πρέπει να διατηρούν μια συγκεκριμένη καθαρή θετική αναρρόφηση, τα δοχεία δεν πρέπει να υπερχειλίζουν ή να αδειάζουν εντελώς, οι αποστακτικές στήλες δεν πρέπει να πλημμυρίζουν, η θερμοκρασία στον καταλυτικό αντιδραστήρα δεν πρέπει να υπερβαίνει ένα ανώτατο όριο κ.ο.κ. Οι λειτουργικοί αυτοί περιορισμοί ικανοποιούνται μόνο αν υπάρχουν κάποια συστήματα ρύθμισης που ελέγχουν τις διεργασίες που υπάρχουν στην εγκατάσταση.
5. *Οικονομικοί περιορισμοί:* Η λειτουργία μιας εγκατάστασης πρέπει να προσαρμόζεται στις συνθήκες της αγοράς, που είναι η διαθεσιμότητα των πρώτων υλών και η ζήτηση των τελικών προϊόντων. Επιπλέον, πρέπει να είναι όσο το δυνατό πιο φειδωλή στη χρησιμοποίηση των πρώτων υλών, της ενέργειας, του κεφαλαίου και του ανθρώπινου δυναμικού. Για τους λόγους αυτούς απαιτείται η ρύθμιση των διεργασιών σε βέλτιστα επίπεδα που ελαχιστοποιούν το κόστος λειτουργίας και μεγιστοποιούν το κέρδος.

Όλες οι απαιτήσεις που περιγράφονται παραπάνω υπαγορεύουν την ανάγκη για συνεχή καταγραφή, των συνθηκών λειτουργίας μιας χημικής εγκατάστασης, και εξωτερική παρέμβαση (έλεγχος) για την εξασφάλιση της ικανοποίησης των λειτουργικών σκοπών. Αυτό πραγματοποιείται μέσω της λογικής διευθέτησης του σχετικού εξοπλισμού (συσκευές μέτρησης, βάνες, ρυθμιστές, υπολογιστές) και της ανθρώπινης παρέμβασης (σχεδιαστές, χειριστές) που μαζί αποτελούν το σύστημα ρύθμισης.

Μία τυπική βιομηχανική διεργασία αποτελείται από εκατοντάδες και πολλές φορές χιλιάδες συστήματα κλειστού βρόχου με αυτόματο έλεγχο (ρυθμιστές). Οι μηχανικοί των αντίστοιχων συστημάτων γενικά συντηρούν αυτά στα συστήματα, αλλά όχι αρκετά συχνά. Είναι σημαντικό για τους μηχανικούς αυτοματισμού να έχουν αποτελεσματικούς τρόπους παρακολούθησης και αξιολόγησης της συμπεριφοράς των ρυθμιστών. Η εξέταση και αξιολόγηση της συμπεριφοράς των ρυθμιστών αυτών θα μας απασχολήσει στα επόμενα κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 - ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΕΡΓΑΣΙΩΝ

2.1 Γενικά για τις αρχές της μοντελοποίησης

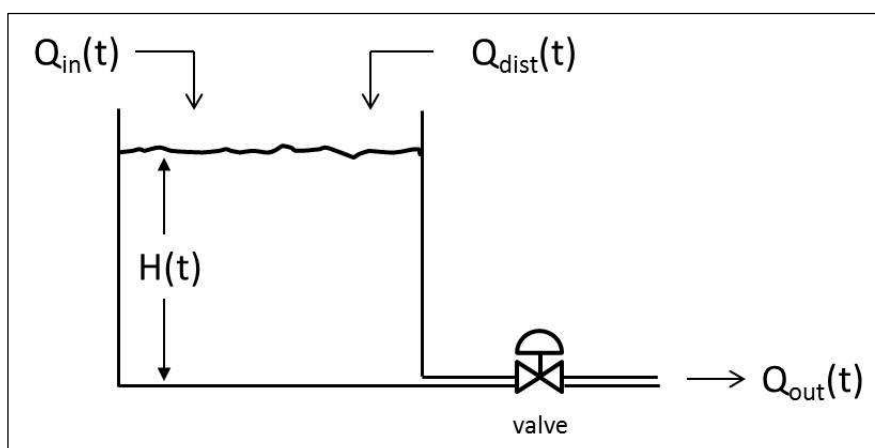
Η μοντελοποίηση διεργασιών, η δημιουργία δηλαδή μαθηματικών μοντέλων που προσομοιώνουν τη λειτουργία ενός συστήματος ή μιας διεργασίας, είναι πολύ χρήσιμη σε όλες τις φάσεις της χημικής μηχανικής, από την έρευνα και την ανάπτυξη ως την λειτουργία μονάδων ακόμη και στην οικονομική και εμπορική μελέτη. Αναπτύσσοντας ένα μαθηματικό μοντέλο για ένα σύστημα γίνεται πιο εύκολη η κατανόηση του, γίνεται πιο ξεκάθαρο το γεγονός που «ενεργοποιεί» την διεργασία και μας βοηθάει στο να εντοπίσουμε τις σχέσεις αιτίας-αποτελέσματος μεταξύ των διαφόρων μεταβλητών.

Η προσομοίωση που κάνουμε μέσω των μοντέλων στοχεύει στη χρήση γνωστών και αποδεδειγμένων φυσικών νόμων όπως ισοζύγιο μάζας, ισοζύγιο ενέργειας, νόμος Νεύτωνα και πολλοί άλλοι για την επεξήγηση φυσικών φαινομένων που υπάρχουν σε μία δεδομένη διεργασία. Συνήθως οι φυσικοί νόμοι καταλήγουν σε μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις. Ωστόσο για να αποτυπωθεί η δυναμική της διεργασίας απαιτείται ο μετασχηματισμός Laplace των αντίστοιχων διαφορικών εξισώσεων, που όμως εφαρμόζεται μόνο σε γραμμικά συστήματα. Για τον λόγο αυτό, η προσομοίωση των μη – γραμμικών εξισώσεων προϋποθέτει μία γραμμικοποίηση όπως π.χ. με τη χρήση της σειράς Taylor.

Στις παραγράφους που ακολουθούν θα περιγραφεί βήμα-βήμα η μοντελοποίηση ενός συστήματος ανοικτής δεξαμενής που περιέχει νερό. Θα αποτυπωθούν οι φυσικοί νόμοι (ισοζύγιο μάζας), θα γραμμικοποιηθούν για να γίνει ο μετασχηματισμός Laplace και στη συνέχεια θα προσομοιωθεί η δυναμική στάθμης του νερού για διάφορα συστήματα και διαταραχές.

2.2 Μοντελοποίηση συστήματος ανοικτής δεξαμενής νερού

Στα πλαίσια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκε μία φυσική διεργασία που αφορά την υδροστατική δυναμική ενός συστήματος μίας ανοικτής δεξαμενής νερού (βλ. σχήμα 2.1).



Σχήμα 2.1. Σχηματική απεικόνιση συστήματος στάθμης νερού ανοικτής δεξαμενής

Όπως βλέπουμε στο παραπάνω σχήμα, το σύστημα μας αποτελείται από μια ανοικτή δεξαμενή νερού. Το σύστημα αυτό είναι ένα σύστημα ανοικτού βρόγχου, δηλαδή δεν υπάρχει έλεγχος (control) της ροής εισόδου στη δεξαμενή. Από το επάνω μέρος γίνεται η εισροή νερού στη δεξαμενή $Q_{in}(t)$, ενώ στο κάτω μέρος της δεξαμενής υπάρχει μια βάννα η οποία επιτρέπει να υπάρχει μια ροή εξόδου νερού από την δεξαμενή $Q_{out}(t)$. Το ύψος της στάθμης του νερού στη δεξαμενή είναι $H(t)$. Ο όγκος του νερού μέσα στη δεξαμενή είναι $V(t)$, ενώ ισχύει $V(t) = A * H(t)$ όπου A το εμβαδό της δεξαμενής. Επίσης υπάρχει και μια διαταραχή στον όγκο του υγρού, δηλαδή μια ανεξέλεγκτη ροή εισόδου $Q_{dist}(t)$.

Σε κατάσταση ισορροπίας ισχύουν : $H(t) = H_s$ και $Q_{dist}(t) + Q_{in}(t) = Q_{out}(t) = Q_s$

Βάση του ισοζυγίου μάζας για το σύστημα μας έχουμε:

$$(\text{Νερό που μπαίνει στο σύστημα}) = (\text{Νερό που βγαίνει από το σύστημα})$$

ή καλύτερα :

$$\begin{aligned} (\text{Ρυθμός μεταβολής όγκου νερού στη δεξαμενή}) &= (\text{Παροχή νερού που μπαίνει}) - \\ &(\text{Παροχή νερού που βγαίνει}) \end{aligned}$$

Εισάγοντας τώρα στην παραπάνω σχέση τις μεταβλητές μας θα έχουμε:

$$\frac{dV(t)}{dt} = Q_{in}(t) - Q_{out}(t) + Q_{dist}(t) \Rightarrow A * \frac{dH(t)}{dt} = Q_{in}(t) - Q_{out}(t) + Q_{dist}(t) \quad (2.1)$$

Όμως, ο ρυθμός ροής $Q_{out}(t)$ εξαρτάται από την υδροστατική πίεση του νερού, επομένως και από το ύψος της στάθμης του νερού στη δεξαμενή και τα χαρακτηριστικά της βάνας που υπάρχει στην έξοδο του νερού, που περιγράφονται από την παρακάτω σχέση:

$$Q_{out}(t) = k * \sqrt{H(t)} \quad (2.2)$$

όπου $k = C_d * \alpha * \sqrt{2g}$ = σταθερό, (C_d, α = γεωμετρικές παράμετροι βάνας).

Η εξίσωση (2.2) δείχνει ότι το $Q_{out}(t)$ έχει μη γραμμική σχέση με το $H(t)$. Επειδή όμως αυτό δεν είναι επιθυμητό, γραμμικοποιούμε το $Q_{out}(t)$ βάση της παρακάτω σειράς Taylor:

$$f(x) = f(a) + \frac{f'(a)}{1!} * (x - a) \Rightarrow f(x) = f(a) - \frac{f'(a)}{1!} * a + \frac{f'(a)}{1!} * x$$

όπου a : σταθερό σημείο αναφοράς.

Οπότε προσαρμόζοντας την παραπάνω εξίσωση στο σύστημα μας έχουμε:

$$Q_{out}(t) = Q_{out}(H_s) + \frac{Q'_{out}(H_s)}{1!} * (H(t) - H_s)$$

και ορίζοντας την παροχή νερού στην έξοδο σε κατάσταση ισορροπίας $Q_{out}(H_s) = Q_s$

, η παραπάνω σχέση δίνει:

$$Q_{out}(t) = Q_s + \frac{k}{2 * \sqrt{H_s}} * (H(t) - H_s) \quad (2.3)$$

Στη συνέχεια αντικαθιστούμε τη γραμμικοποιημένη παροχή εξόδου $Q_{out}(t)$ από τη σχέση (2.3) στην εξίσωση (2.1) και το ισοζύγιο μάζας νερού γίνεται:

$$A * \frac{dH(t)}{dt} = Q_{in}(t) - Q_s - \frac{k}{2 * \sqrt{H_s}} * (H(t) - H_s) + Q_{dist}(t) \quad (2.4)$$

Η εξίσωση (2.4) μπορεί να απλοποιηθεί αν χρησιμοποιηθούν μεταβλητές απόκλισης (deviation variables):

$$h(t) = H(t) - H_s$$

$$q(t) = Q_{in}(t) - Q_s + Q_{dist}(t)$$

μετατρέποντας την εξίσωση (2.4) όπως παρακάτω:

$$A * \frac{d(h(t) + H_s)}{dt} = q(t) - \frac{k}{2 * \sqrt{H_s}} * h(t) \Rightarrow A * \frac{dh(t)}{dt} = q(t) - \frac{k}{2 * \sqrt{H_s}} * h(t) \quad (2.5)$$

Για να γίνει εύκολα η επίλυση της παραπάνω διαφορικής εξίσωσης, χρησιμοποιούμε μετασχηματισμούς Laplace μέσω των οποίων η εξίσωση (2.5) γίνεται:

$$A * S * h(s) = q(s) - \frac{k}{2 * \sqrt{H_s}} * h(s) \quad \text{ενώ} \quad \text{θέτοντας} \quad R = \frac{2 * \sqrt{H_s}}{k} \quad \text{η} \quad \text{σχέση}$$

απλοποιείται περαιτέρω:

$$A * S * h(s) = q(s) - \frac{1}{R} * h(s) \Rightarrow \left(A * S + \frac{1}{R} \right) * h(s) = q(s) \Rightarrow$$

$$\frac{h(s)}{q(s)} = \frac{K_p}{t_p * s + 1} \quad (2.6)$$

όπου $K_p = R$, $t_p = A * R$ και $R = \frac{2 * \sqrt{H_s}}{k}$

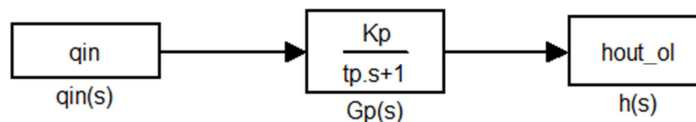
Η εξίσωση (2.6) αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόγχου του συστήματος της δεξαμενής. Είναι εμφανές από την εξίσωση (2.6) ότι η δυναμική του ανοιχτού συστήματος της δεξαμενής νερού που αναλύσαμε είναι μία συνάρτηση πρώτου βαθμού.

2.3 Εφαρμογές του μοντέλου προσομοίωσης στο SIMULINK

Η προσομοίωση ενός συστήματος γίνεται εύκολα στο SIMULINK Toolbox του MATLAB. Για την προσομοίωση στο SIMULINK απαιτείται να υπάρχει η συνάρτηση ή οι συναρτήσεις μεταφοράς που διέπουν τη δυναμική ενός συστήματος, όπως για παράδειγμα η συνάρτηση μεταφοράς για το σύστημα της ανοικτής δεξαμενής νερού σχετικά με το ισοζύγιο μάζας του νερού (εξίσωση 2.6).

Σύστημα ανοικτού βρόγχου (OL model)

Με βάση τη συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου του συστήματος μας (εξίσωση 2.6) δημιουργήσαμε το παρακάτω μοντέλο OL_model.mdl στο SIMULINK (βλ. Σχήμα 2.2). Το μοντέλο λαμβάνει τιμές για τις παραμέτρους του από το βοηθητικό αρχείο OL_input.m (βλ. Παράρτημα Α).



Σχήμα 2.2 . Μοντέλο ανοικτού βρόγχου SIMULINK OL_model

Το παραπάνω μοντέλο συνδέεται άμεσα με το ισοζύγιο μάζας του νερού που περιγράφηκε προηγουμένως και συγκεκριμένα: $q_{in}(s) = q(s)$, $h_{out_ol}(s) = h(s)$, $K_p = R$ και $t_p = A * R$. Οι παράμετροι K_p και t_p του συστήματος ανοικτού βρόγχου που έχουμε δημιουργήσει θέλοντας να προσομοιώσουμε την λειτουργία της δεξαμενής φαίνονται στον πίνακα 2.1.

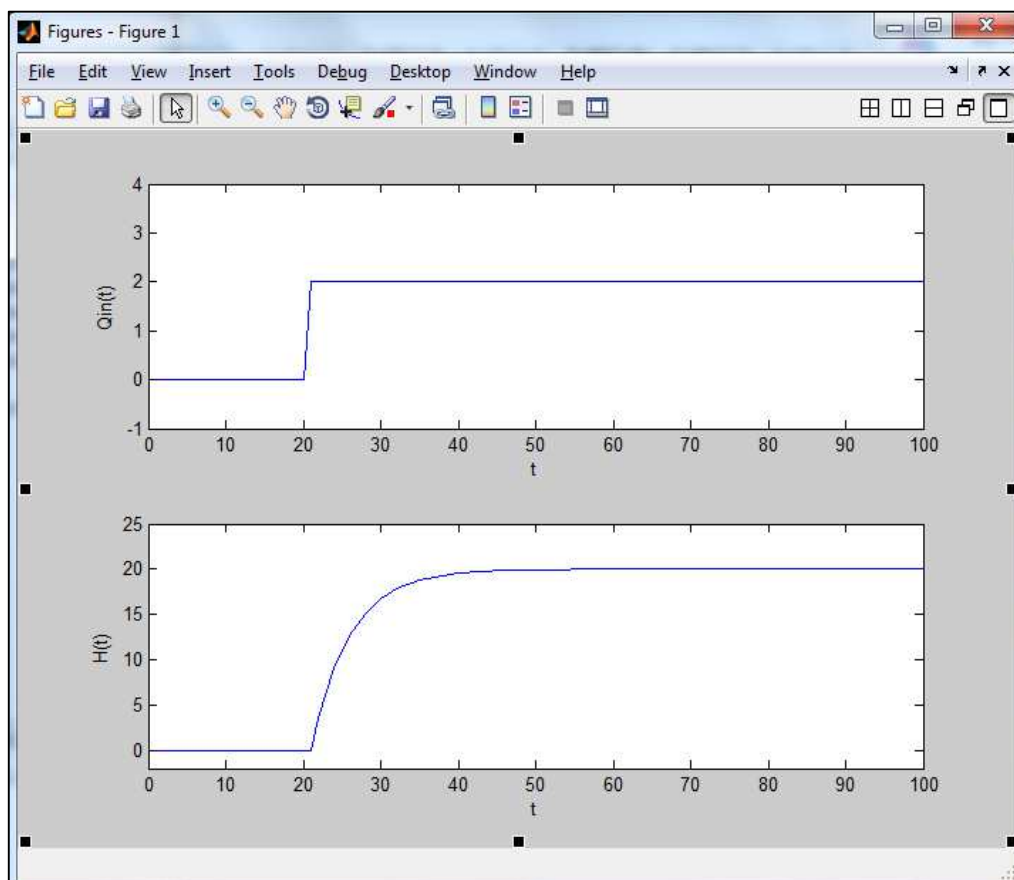
Πίνακας 2.1 . Τιμές παραμέτρων προσομοίωσης

Παράμετρος	Τιμή	Περιγραφή
K_p	10	Εξαρτάται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της βάνας εξόδου (βλ. σχήμα 2.1)
t_p	5	Εξαρτάται από το εμβαδό της δεξαμενής (A) και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της βάνας εξόδου

Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

- a) Μεταβλητή εισόδου : η ροή εισόδου $Q_{in}(t)$ του νερού
- b) Μεταβλητή εξόδου : το ύψος $H(t)$ της στάθμης του νερού της δεξαμενής
- c) Συνάρτηση 1^{ου} βαθμού: Συσχέτιση ύψους και ροής εισόδου του νερού βάσει των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της δεξαμενής και της βάνας εξόδου ροής καθώς και του αρχικού ύψους/στάθμης H_s .

Για να μελετήσει κανείς τη συμπεριφορά της δεξαμενής βάσει του παραπάνω μοντέλου, μπορεί να προσομοιωθεί η απόκριση του συστήματος για συγκεκριμένες μεταβολές της μεταβλητής εισόδου $Q_{in}(t)$. Για παράδειγμα, εάν θέλουμε να αυξήσουμε τη στάθμη της δεξαμενής τότε θα πρέπει να ανοίξουμε τη ροή εισόδου $Q_{in}(t)$. Αν προσομοιώσουμε με βηματική μεταβολή τη μεταβλητή εισόδου $Q_{in}(t)$, θεωρώντας το σύστημά μας βάσει των παραμέτρων K_p και t_p που φαίνονται στον πίνακα 2.1, παίρνουμε την απόκριση / μεταβλητή εξόδου για το ύψος της δεξαμενής $H(t)$ που φαίνεται παρακάτω:



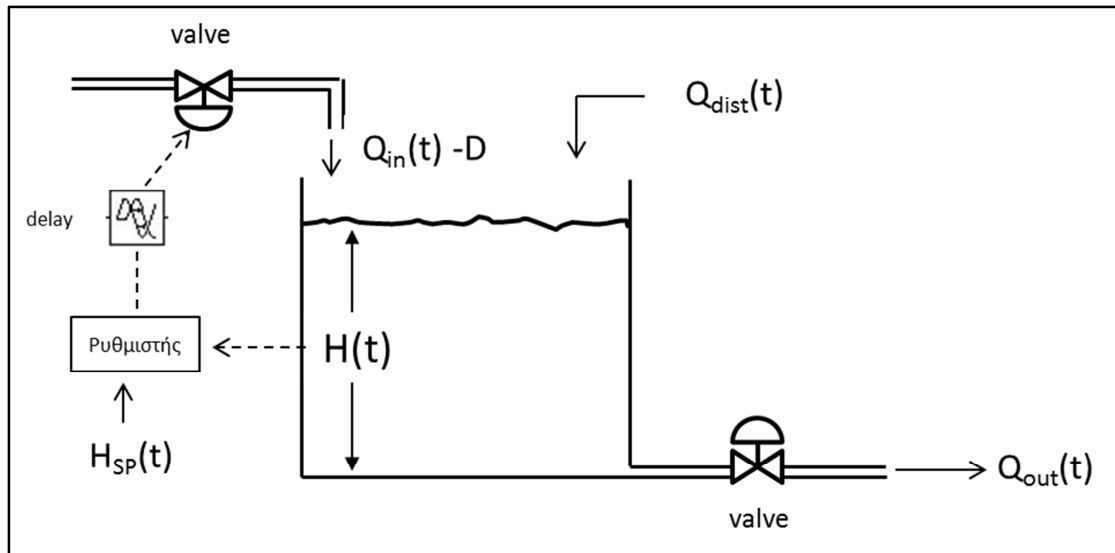
Σχήμα 2.3. Απεικόνιση εξόδου OL_model σε σχέση με την είσοδο Q_{in}

Πρακτικά, η βηματική μεταβολή στη μεταβολή εισόδου $Q_{in}(t)$ προσομοιώνει την περίπτωση της απότομης αύξησης της παροχής εισόδου του νερού (εισροή), η οποία μπορεί να επέλθει λόγω ηθελημένης αύξησης της παροχής νερού στη δεξαμενή ή ακόμα και από ανθρώπινο λάθος. Η απόκριση του συστήματος σε μία τέτοια μεταβολή θα φανεί ουσιαστικά στο πώς μεταβάλλεται αντίστοιχα η μεταβλητή εξόδου $H(t)$ που αντιπροσωπεύει το ύψος της στάθμης του νερού της δεξαμενής. Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα της απόκρισης του συστήματος της δεξαμενής σε μία βηματική μεταβολή της ροής εισόδου, το ύψος της στάθμης της δεξαμενής θα αυξηθεί μέσω μιας δυναμικής συνάρτησης πρώτου βαθμού και θα σταθεροποιηθεί σε μία νέα κατάσταση ισορροπίας (steady state). Η νέα κατάσταση ισορροπίας, δηλαδή το νέο ύψος της στάθμης του νερού, δεν μπορεί να ελεγχθεί μέσω του συστήματος ανοιχτού βρόγχου, καθώς δεν υπάρχουν μεταβλητές ελέγχου του ισοζυγίου μάζας του νερού και κατ' επέκταση της στάθμης αυτού στη δεξαμενή.

Ωστόσο αν μετατρέψουμε το σύστημα ανοιχτού βρόγχου σε σύστημα κλειστού βρόγχου, όπως θα δούμε στα επόμενα κεφάλαια μπορούμε να ελέγξουμε την νέα κατάσταση ισορροπίας του συστήματος.

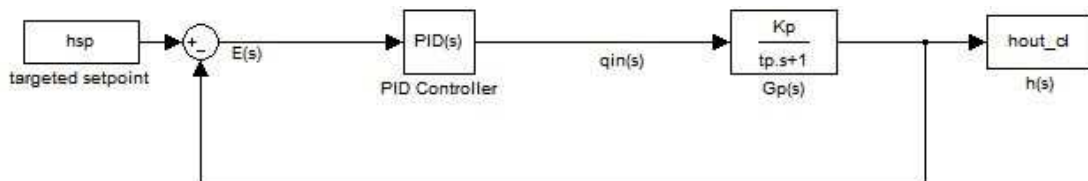
Σύστημα κλειστού βρόγχου (CL model)

Αν θέλουμε να ελέγξουμε τη στάθμη του νερού στη δεξαμενή, $H(t)$, τότε θα πρέπει να επιλέξουμε μία μεταβλητή ελέγχου, δηλαδή μία μεταβλητή μέσω της οποίας μπορεί να ελεγχθεί το ισοζύγιο μάζας του νερού και κατ' επέκταση το ύψος της στάθμης της δεξαμενής $H(t)$. Αφού επιλεγθεί η μεταβλητή ελέγχου, θα πρέπει να αναπτυχθεί ένα σύστημα ελέγχου (ρυθμιστής) που θα ρυθμίζει/ελέγχει τη μεταβλητή ελέγχου ώστε να επιτευχθεί η διατήρηση της στάθμης $H(t)$, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4.



Σχήμα 2.4. Δεξαμενή νερού με χρήση ρυθμιστή

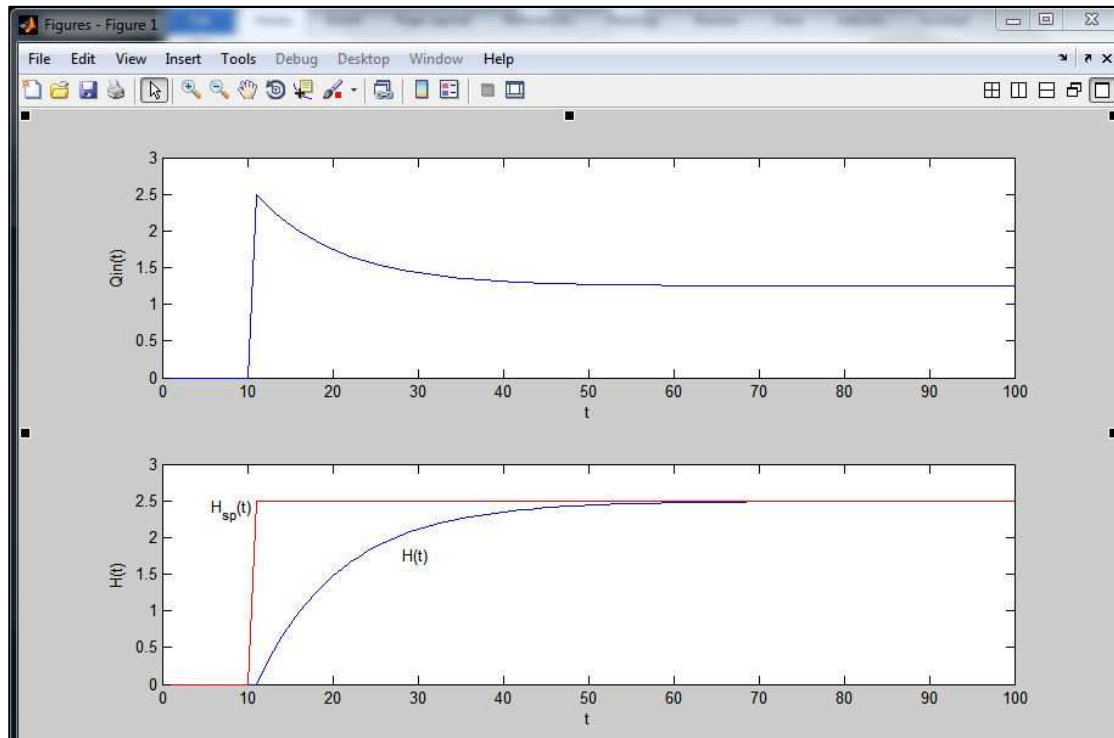
Όπως και στην περίπτωση του συστήματος ανοιχτού βρόχου, έτσι και σ' αυτή την περίπτωση κλειστού βρόχου μπορεί να γίνει η προσομοίωση του συστήματος με τη βοήθεια του SIMULINK Toolbox του MATLAB. Ένα απλοποιημένο σύστημα κλειστού βρόχου στο SIMULINK φαίνεται στο σχήμα 2.5, όπου πρέπει να σημειωθεί ότι η μεταβλητή εισόδου είναι πλέον η μεταβλητή στόχου (set-point) του ύψους της δεξαμενής. Επίσης θα πρέπει να σημειωθεί ότι στο σύστημα κλειστού βρόχου η ελεγχόμενη μεταβλητή είναι η μεταβλητή εισόδου του συστήματος ανοιχτού βρόχου $Q_{in}(t)$.



Σχήμα 2.5 . Απλοποιημένο μοντέλο κλειστού βρόχου SIMULINK CL_model_simple

Χάρη στο σύστημα κλειστού βρόχου μπορούμε να ανεβάσουμε τη στάθμη της δεξαμενής με ελεγχόμενο τρόπο όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6. Συγκεκριμένα, ζητώντας την αύξηση της στάθμης της δεξαμενής κατά 2.5 μέτρα μέσω της

αντίστοιχης βηματικής μεταβολής του $H_{sp}(t)$, καταφέρνουμε την σταδιακή αύξηση της στάθμης $H(t)$ στο επιθυμητό νέο ύψος. Για να επιτευχθεί η σταδιακή αύξηση της στάθμης, ο ρυθμιστής δεν άνοιξε απλά τη βάνα εισόδου Q_{in} όπως έγινε στο σύστημα ανοιχτού βρόγχου, αλλά της έδωσε μια δυναμική τροχιά για να επιτευχθεί με βέλτιστο τρόπο η αλλαγή στο νέο ύψος στάθμης της δεξαμενής.

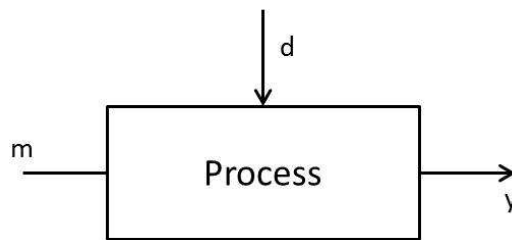


Σχήμα 2.6. Απεικόνιση εξόδου CL_model σε σχέση με την είσοδο Q_{in}

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 – ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΔΙΕΡΓΑΣΙΩΝ

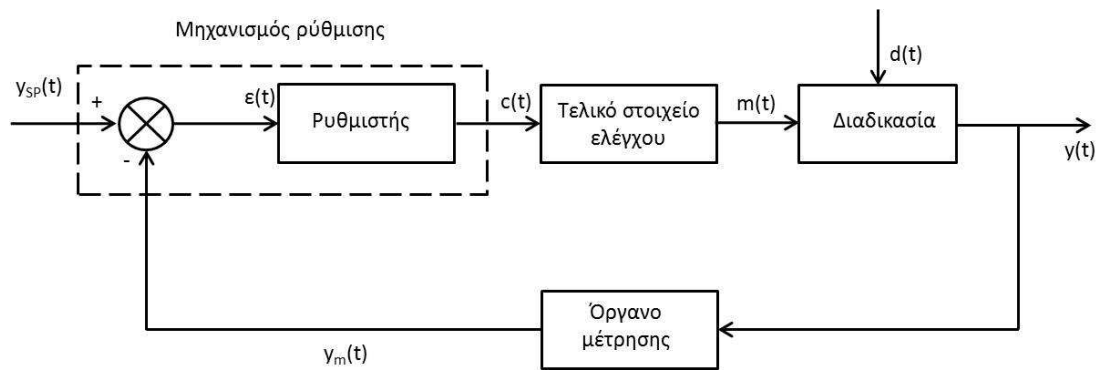
3.1 Η έννοια της ανάδρασης στη ρύθμιση ενός συστήματος ^[6]

Για να κατανοήσουμε την έννοια της ανάδρασης θα εξετάσουμε τα 2 συστήματα που φαίνονται στα σχήματα 3.1 και 3.2 .



Σχήμα 3.1. Γενικευμένη διεργασία

Στο πρώτο σχήμα φαίνεται μια γενικευμένη διεργασία . Έχει μια έξοδο y , μια πιθανή διαταραχή d και μια ρυθμιζόμενη μεταβλητή m . Η διαταραχή d (που λέγεται και φορτίο ή φορτίο διεργασίας) μεταβάλλεται με τρόπο που δεν μπορεί να προβλεφθεί και στόχος της ρύθμισης είναι η έξοδος y να μπορεί να ελέγχεται και να διατηρείται σε επιθυμητά επίπεδα.



Σχήμα 3.2. Κύκλωμα ανάδρασης

Η δράση της ρύθμισης ανάδρασης ακολουθεί τα παρακάτω βήματα:

1. Μετράει την τιμή της εξόδου (ροής, πίεσης, στάθμης υγρού κλπ.) χρησιμοποιώντας την κατάλληλη συσκευή μέτρησης. Έστω ότι η τιμή που δείχνει το αισθητήριο της συσκευής μέτρησης είναι y_m .
2. Συγκρίνει την τιμή της ένδειξης y_m με την επιθυμητή τιμή y_{SP} (set point). Έστω ότι η απόκλιση (σφάλμα) είναι $\varepsilon = y_{SP} - y_m$.
3. Η τιμή της απόκλισης ε τροφοδοτείται ως είσοδος στον ρυθμιστή. Στη συνέχεια αυτός μεταβάλλει την τιμή της ρυθμιζόμενης μεταβλητής με τέτοιο τρόπο, ώστε να μειωθεί το μέγεθος της απόκλισης ε . Συνήθως ο ρυθμιστής δεν επηρεάζει την ρυθμιζόμενη απευθείας αλλά μέσω μιας άλλης συσκευής (συνήθως βάνας) που αναφέρεται και ως *τελικό στοιχείο ρύθμισης ή ελέγχου*.

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται συνοπτικά η λειτουργία της ανάδρασης μέσω των βημάτων αυτών. Το σύστημα του σχήματος 3.1 είναι γνωστό ως ανοιχτό κύκλωμα, ενώ το σύστημα του σχήματος 3.2 που περιέχει ρύθμιση ανάδρασης είναι γνωστό ως κλειστό κύκλωμα. Επίσης όταν η τιμή της διαταραχής d μεταβάλλεται, η απόκριση του πρώτου καλείται *απόκριση ανοιχτού κυκλώματος*, ενώ η απόκριση του δεύτερου καλείται *απόκριση κλειστού κυκλώματος*.

3.2 Τύποι ρυθμιστών ενός συστήματος

Μεταξύ της συσκευής μέτρησης και του τελικού στοιχείου ρύθμισης υπάρχει και ο ρυθμιστής, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2. Ο ρυθμιστής, αφού δεχθεί το μετρημένο

σήμα εξόδου $y_m(t)$ και το συγκρίνει με το Setpoint (y_{SP}) παράγει ένα σήμα ελέγχου $c(t)$ τέτοιο ώστε η έξοδος να επιστρέφει στην επιθυμητή τιμή y_{SP} . Έτσι, η είσοδος του ρυθμιστή είναι το σφάλμα $\varepsilon(t) = y_{SP} - y_m(t)$, ενώ η έξοδος του είναι $c(t)$. Οι διάφοροι τύποι των συνεχών ρυθμιστών ανάδρασης διαφέρουν στον τρόπο που συσχετίζουν το $\varepsilon(t)$ με το $c(t)$. Το σήμα εξόδου ενός ρυθμιστή ανάδρασης εξαρτάται από την κατασκευή του και μπορεί να είναι πνευματικό σήμα για πνευματικούς ρυθμιστές ή ηλεκτρικό σήμα για ηλεκτρονικούς ρυθμιστές.

Υπάρχουν τρεις βασικοί τύποι ρυθμιστών ανάδρασης:

1. Αναλογικός ρυθμιστής (Proportional)
2. Αναλογικός – Ολοκληρωτικός ρυθμιστής (Proportional – Integral)
3. Αναλογικός – Ολοκληρωτικός – Διαφορικός ρυθμιστής (Proportional – Integral – Derivative)

Παρόλο που η αναλογική ρύθμιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί από μόνη της, αυτό δεν συμβαίνει σχεδόν ποτέ με την ολοκληρωτική ή τη διαφορική ρυθμιστική δράση. Αντίθετα συνήθως χρησιμοποιείται ο αναλογικός – ολοκληρωτικός (PI) και ο αναλογικός – ολοκληρωτικός – διαφορικός (PID) ρυθμιστής που θέτουν σε λειτουργία την ολοκληρωτική και την διαφορική ρύθμιση.

Οι κατασκευαστικές λεπτομέρειες μπορεί να διαφέρουν ανάλογα με τον κατασκευαστή, αλλά η λειτουργία τους είναι κατά βάση η ίδια. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε ξεχωριστά τους τρεις αυτούς τύπους ρυθμιστών.

3.2.1 Αναλογικός ρυθμιστής (P Controller)

Το σήμα στην έξοδο είναι ανάλογο προς το σφάλμα:

$$c(t) = K_c \varepsilon(t) + c_s \quad (3.1)$$

όπου K_c = αναλογική σταθερά του ρυθμιστή και c_s = σήμα πόλωσης του ρυθμιστή (δηλαδή το σήμα εξόδου όταν $\varepsilon = 0$).

Ο αναλογικός ρυθμιστής περιγράφεται από την τιμή της αναλογικής σταθεράς του K_c ή , ισοδύναμα, από την αναλογική ζώνη του PB, όπου $PB = 100/K_c$.

Η αναλογική ζώνη χαρακτηρίζει το εύρος κατά το οποίο πρέπει να μεταβληθεί

το σφάλμα ώστε το σήμα εξόδου του ρυθμιστή να μετακινηθεί από το ένα άκρο της κλίμακας του στο άλλο. Συνήθως ισχύει:

$$1 \leq PB \leq 500$$

Το συμπέρασμα είναι ότι όσο μεγαλύτερη είναι η σταθερά K_c , ή ισοδύναμα όσο μικρότερη είναι η αναλογική ζώνη, τόσο μεγαλύτερη είναι η ευαισθησία του σήματος εξόδου του ρυθμιστή στις αποκλίσεις του ε .

Αν ορίσουμε την απόκλιση $c'(t)$ του σήματος εξόδου σαν:

$$c'(t) = c(t) - c_S$$

Οπότε προκύπτει:

$$c'(t) = K_c \varepsilon(t) \quad (3.2)$$

Η τελευταία εξίσωση δίνει την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς για έναν αναλογικό ρυθμιστή:

$$G_c(s) = K_c \quad (3.3)$$

Ένα χαρακτηριστικό του P-ρυθμιστή είναι ότι η τελική απόκριση ($t \rightarrow \infty$) ποτέ δεν φτάνει το επιθυμητό νέο σημείο αναφοράς και υπάρχει πάντοτε μία ασυμφωνία που καλείται απόκλιση (offset). Μάλιστα η απόκλιση (offset) ελαττώνεται καθώς η σταθερά K_c αυξάνει.

3.2.2 Αναλογικός – Ολοκληρωτικός ρυθμιστής (PI Controller)

Είναι πιο γνωστός ως αναλογικός ρυθμιστής με επαναφορά (proportional-plus-reset controller). Το σήμα εξόδου του σχετίζεται με το σφάλμα σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

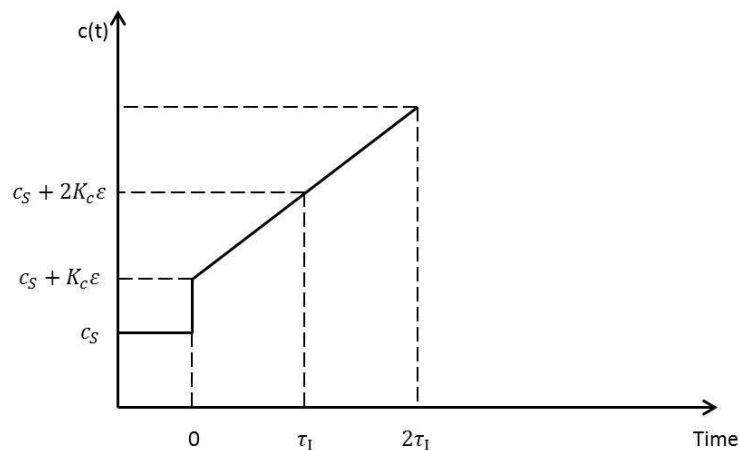
$$c(t) = K_c \varepsilon(t) + \frac{K_c}{\tau_I} \int \varepsilon(t) dt + c_S \quad (3.4)$$

όπου τ_I είναι η *ολοκληρωτική χρονική σταθερά* ή *χρόνος επαναφοράς* σε λεπτά. Ο χρόνος επαναφοράς είναι μια επιλεγόμενη παράμετρος και μερικές φορές αναφέρεται σαν *λεπτά ανά επανάληψη*. Συνήθως οι τιμές της παραμέτρου αυτής κυμαίνονται στην περιοχή:

$$0.1 \leq \tau_I \leq 50 \text{ min}$$

Μερικοί κατασκευαστές δεν βαθμονομούν τους ρυθμιστές τους ως προς το τ_I αλλά ως προς το αντίστροφο του $1/\tau_I$ (επαναλήψεις ανά λεπτό) που είναι γνωστό σαν *ταχύτητα επαναφοράς*.

Στη συνέχεια θα εξηγηθεί ο όρος «επαναφορά» που χρησιμοποιήθηκε παραπάνω. Έστω ότι το σφάλμα μεταφέρεται κατά ένα βήμα μεγέθους ε . Το Σχήμα 3.3 δείχνει την απόκριση της εξόδου ενός ρυθμιστή όπως υπολογίζεται από την εξίσωση (3.4).



Σχήμα 3.3. Απόκριση του PI ρυθμιστή σε βηματική μεταβολή του σφάλματος

Παρατηρούμε ότι αρχικά η έξοδος του ρυθμιστή είναι $K_c \varepsilon$ (η συνεισφορά του ολοκληρωτικού όρου είναι μηδέν). Μετά από ένα διάστημα τ_I λεπτών η συνεισφορά του ολοκληρωτικού όρου είναι:

$$\frac{K_c}{\tau_I} \int_0^{\tau_I} \varepsilon(t) dt = \frac{K_c}{\tau_I} \varepsilon \tau_I = K_c \varepsilon$$

δηλαδή η ολοκληρωτική δράση του ρυθμιστή έχει «επαναλάβει» την απόκριση της αναλογικής δράσης. Αυτή η επανάληψη συμβαίνει κάθε τ_I λεπτά και δίνει το όνομα της στο χρόνο επαναφοράς. Οπότε *Χρόνος επαναφοράς είναι ο χρόνος που απαιτείται ώστε ο ρυθμιστής να επαναλάβει την αρχική μεταβολή λόγω αναλογικής δράσης στην έξοδο του.*

Η ολοκληρωτική δράση αναγκάζει την έξοδο του ρυθμιστή $c(t)$ να μεταβάλλεται για όσο διάστημα υπάρχει σφάλμα στην έξοδο της διεργασίας. Για αυτό, ένας τέτοιος ρυθμιστής μπορεί να εξαλείψει και μικρά σφάλματα. Από την εξίσωση (3.4) είναι εύκολο ναδειχθεί ότι η συνάρτηση μεταφοράς ενός αναλογικού – ολοκληρωτικού ρυθμιστή δίνεται από την

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} \right) \quad (3.5)$$

Ο αναλογικός όρος ενός PI ρυθμιστή αναγκάζει την έξοδο του να μεταβάλλεται για όσο διάστημα υπάρχει μη-μηδενικό σφάλμα. Συχνά τα σφάλματα δεν μπορούν να εξαλειφθούν γρήγορα και, αν περάσει αρκετή ώρα, δημιουργούν όλο και μεγαλύτερες τιμές για τον ολοκληρωτικό όρο, ο οποίος με τη σειρά του συνεχίζει να αυξάνει τη ρυθμιστική δράση μέχρι αυτή να κορεσθεί (δηλ. η βάννα να είναι τελείως ανοιχτή ή τελείως κλειστή). Αυτή η κατάσταση λέγεται *integral windup*. Σε αυτή την περίπτωση ακόμη και αν το σφάλμα μηδενισθεί, η ρυθμιστική δράση παραμένει κορεσμένη. Ένας PI ρυθμιστής χρειάζεται ειδικές προστατευτικές λειτουργίες για να αντιμετωπίσει το *integral windup*.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η ολοκληρωτική δράση αυξάνει την τάξη της δυναμικής απόκρισης κλειστού κυκλώματος. Ως αποτέλεσμα, η παρουσία της ολοκληρωτικής ρυθμιστικής δράσης αναμένεται να κάνει την απόκριση του συστήματος πιο αργή. Η ταχύτητα απόκρισης ωστόσο, μπορεί να βελτιωθεί με

την επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού αναλογικής και ολοκληρωτικής ρύθμισης.

Ο συνδυασμός της αναλογικής και της ολοκληρωτικής ρύθμισης έχει τα ακόλουθα αποτελέσματα στην απόκριση ενός κλειστού κυκλώματος:

1. Η τάξη της απόκρισης αυξάνει (επίδραση ολοκληρωτικής δράσης)
2. Η απόκλιση εξαλείφεται (επίδραση ολοκληρωτικής δράσης)
3. Καθώς το K_c αυξάνει, η απόκριση σε μεταβολές του σημείου αναφοράς γίνεται ταχύτερη (επίδραση αναλογικής δράσης) και με περισσότερες ταλαντώσεις (δηλαδή η υπέρβαση και ο λόγος απόσβεσης αυξάνουν - επίδραση ολοκληρωτικής δράσης). Μεγάλες τιμές του K_c κάνουν την απόκριση πολύ ευαίσθητη και μπορεί να οδηγήσουν σε αστάθεια
4. Καθώς το τ_I ελαττώνεται, για σταθερό K_c , η απόκριση γίνεται ταχύτερη αλλά με περισσότερες ταλαντώσεις, μεγαλύτερες αποκλίσεις και λόγους απόσβεσης (επίδραση της ολοκληρωτικής δράσης)

3.2.3 Αναλογικός – Ολοκληρωτικός – Διαφορικός ρυθμιστής (PID Controller)

Στη βιομηχανία ο ρυθμιστής αυτός είναι συνήθως γνωστός ως *αναλογικός ρυθμιστής με επαναφορά και ταχύτητα* (proportional – plus – reset – plus – rate controller). Η έξοδος αυτού του ρυθμιστή δίνεται από τη σχέση:

$$c(t) = K_c \varepsilon(t) + \frac{K_c}{\tau_I} \int \varepsilon(t) dt + K_c \tau_D \frac{d\varepsilon}{dt} + c_S \quad (3.6)$$

όπου τ_D είναι η διαφορική χρονική σταθερά σε λεπτά.

Χάρη στην παρουσία του διαφορικού όρου ($d\varepsilon/dt$), ο PID ρυθμιστής προβλέπει ποιο θα είναι το σφάλμα στο άμεσο μέλλον και εφαρμόζει μια ρυθμιστική δράση ανάλογα με την τρέχουσα ταχύτητα μεταβολής του σφάλματος. Λόγω αυτής της ιδιότητας η διαφορική δράση του ρυθμιστή αναφέρεται μερικές φορές ως προβλεπτικός έλεγχος.

Τα σοβαρότερα μειονεκτήματα της διαφορικής δράσης είναι τα παρακάτω:

- Στην περίπτωση απόκρισης με σταθερό μη μηδενικό σφάλμα, δεν δίνει καμία ρυθμιστική δράση αφού $de/dt=0$
- Στην περίπτωση απόκρισης με θόρυβο αλλά με σχεδόν μηδενικό σφάλμα μπορεί να υπολογίσει μεγάλα διαφορικά και έτσι να δώσει μεγάλη ρυθμιστική δράση παρόλο που αυτή δεν απαιτείται

Από την εξίσωση (3.6) μπορεί εύκολα να εξαχθεί η συνάρτηση μεταφοράς ενός PID ρυθμιστή:

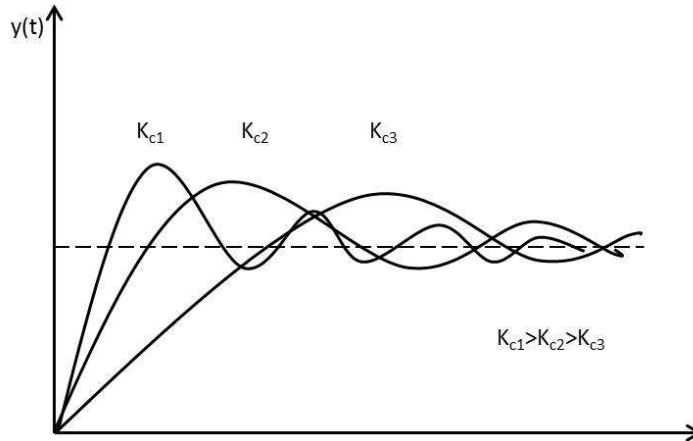
$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s \right) \quad (3.7)$$

Λόγω της τάξης της συνάρτησης μεταφοράς ενός PID ρυθμιστή, πρέπει να σημειωθεί ότι η διαφορική ρύθμιση δεν μεταβάλλει την τάξη της απόκρισης, αλλά η απόκριση γίνεται βραδύτερη από αυτή της αρχικής διεργασίας (σύστημα ανοιχτού βρόχου). Ωστόσο με την επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού των τριών ρυθμιστικών δράσεων (αναλογικής, ολοκληρωτικής και διαφορικής) μπορεί η απόκριση να γίνει ταχύτερη.

Ο συνδυασμός των τριών ρυθμιστικών δράσεων οδηγεί σε απόκριση κλειστού κυκλώματος που έχει γενικά τα ίδια ποιοτικά δυναμικά χαρακτηριστικά με εκείνα που προκύπτουν από την PI ρύθμιση. Παρακάτω θα περιγραφεί το κύριο όφελος από την διαφορική ρυθμιστική δράση.

Η παρουσία ολοκληρωτικής ρυθμιστικής δράσης επιβραδύνει την απόκριση κλειστού κυκλώματος μιας διεργασίας. Η απόκριση αυτή μπορεί να επιταχυνθεί αν αυξηθεί η τιμή της σταθεράς K_c του ρυθμιστή. Αν όμως το K_c αυξηθεί αρκετά ώστε να αυξηθεί ικανοποιητικά η ταχύτητα της απόκρισης, η τελευταία θα έχει περισσότερες ταλαντώσεις, γεγονός που ίσως οδηγήσει σε αστάθεια. Η εισαγωγή της διαφορικής δράσης έχει σταθεροποιητική επίδραση στο σύστημα. Έτσι, μπορεί να επιτευχθεί ικανοποιητική ταχύτητα απόκρισης με επιλογή της κατάλληλης τιμής για το K_c , ενώ συγχρόνως οι υπερβάσεις και οι λόγοι απόσβεσης θα παραμένουν χαμηλά.

Στο σχήμα (3.4) συνοψίζεται η επίδραση του PID ρυθμιστή στην απόκριση μιας ρυθμιζόμενης διεργασίας. Παρατηρείται ότι παρόλο που η αύξηση του K_c οδηγεί σε ταχύτερες αποκρίσεις, η υπέρβαση παραμένει σχεδόν ίδια και ο χρόνος ανάκτησης της μόνιμης κατάστασης ελαττώνεται. Και τα δυο φαινόμενα είναι αποτελέσματα της διαφορικής ρυθμιστικής δράσης.



Σχήμα 3.4. Επίδραση της αναλογικής σταθεράς στην απόκριση κλειστού κυκλώματος συστημάτων πρώτης τάξης με PID ρύθμιση

3.3 Ευστάθεια συστημάτων ρύθμισης

Στις παραπάνω παραγράφους εξετάστηκαν τα δυναμικά χαρακτηριστικά της απόκρισης συστημάτων σε κλειστό κύκλωμα και αναπτύχθηκαν οι συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού κυκλώματος που περιγράφουν τη δυναμική τέτοιων συστημάτων. Θα πρέπει να δοθεί και πάλι έμφαση στο ότι η παρουσία συσκευών μέτρησης, ρυθμιστών και τελικών στοιχείων ρύθμισης μεταβάλλει τα δυναμικά χαρακτηριστικά μιας διεργασίας σε σχέση με τα χαρακτηριστικά της χωρίς ρύθμιση. Έτσι, μη ταλαντωτικές διεργασίες πρώτης τάξης μπορεί να αποκτήσουν ταλαντωτική συμπεριφορά κάτω από PI ρύθμιση. Ταλαντωτικές διεργασίες δεύτερης τάξης μπορεί να γίνουν ασταθείς με έναν PI ρυθμιστή και ατυχής επιλογή των K_c και t_i .

Κατά τον σχεδιασμό ενός συστήματος ρύθμισης με ανάδραση (δηλ. επιλογή των συστατικών μερών του και των παραμέτρων του ρυθμιστή) έχουν μεγάλη σημασία οι ιδιότητες του σε σχέση με την ευστάθεια. Για το λόγο αυτό παρακάτω θα μελετηθεί η

έννοια της ευστάθειας έτσι ώστε να μπορεί να γίνεται αντιληπτό πότε ένα σύστημα είναι ή τείνει να γίνει ευσταθές.

Ένα σύστημα ορίζεται ως ασταθές αν, μετά την επιβολή μιας διαταραχής μέσω κάποιας μεταβολής της εισόδου του, η απόκρισή του μεταβάλλεται και δεν επιστρέφει ποτέ στην αρχική μόνιμη κατάσταση.

Πώς ορίζεται ένα σύστημα σαν ευσταθές ή ασταθές; Υπάρχουν διάφοροι τρόποι ανάλογα με τη μαθηματική πληρότητα του ορισμού και την πρακτική του χρήση σε πραγματικές εφαρμογές. Στη συνέχεια παρατίθεται ένας ορισμός που συχνά αναφέρεται ως *ευστάθεια φραγμένης εισόδου, φραγμένης εξόδου*:

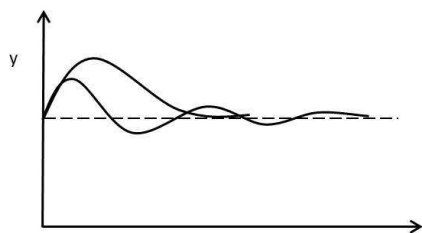
Ένα δυναμικό σύστημα θεωρείται ευσταθές αν για κάθε φραγμένη είσοδο παράγει φραγμένη έξοδο, ανεξάρτητα από την αρχική του κατάσταση.

Κάθε σύστημα που σύμφωνα με τον παραπάνω ορισμό δεν είναι ευσταθές, θα καλείται ασταθές. Για να είναι πλήρης ο ορισμός θα πρέπει να αναφερθεί ότι:

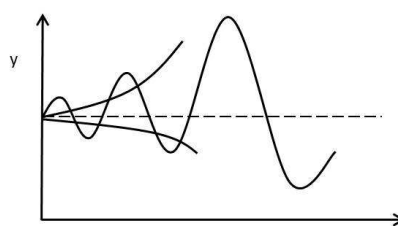
Μια είσοδος είναι «φραγμένη» όταν παραμένει πάντοτε μεταξύ ενός άνω και κάτω ορίου (όπως είναι η ημιτονοειδής, η βηματική αλλά όχι ή γραμμική).

Μη φραγμένες έξοδοι υπάρχουν μόνο στη θεωρία και όχι στην πράξη, μιας και όλες οι φυσικές ποσότητες έχουν κάποιο όριο. Για το λόγο αυτό ο όρος «μη φραγμένη» σημαίνει πολύ μεγάλη.

Σύμφωνα με τον παραπάνω ορισμό, ένα σύστημα του οποίου η απόκριση έχει τη μορφή που απεικονίζεται στο σχήμα 3.5 είναι ευσταθές, ενώ το σχήμα 3.6 απεικονίζει τις αποκρίσεις ασταθών συστημάτων.



Σχήμα 3.5. Ευσταθείς αποκρίσεις

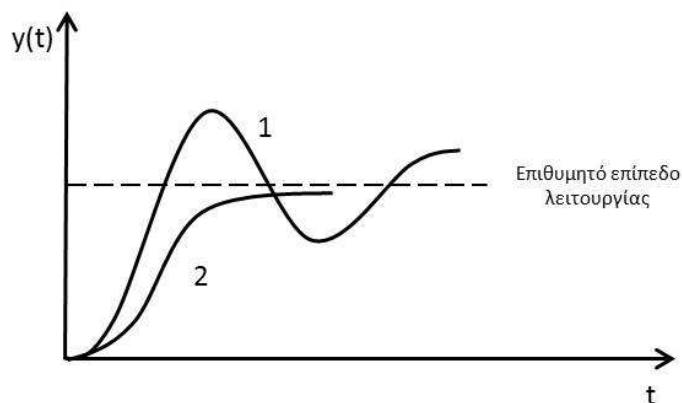


Σχήμα 3.6. Ασταθείς αποκρίσεις

3.4 Απλά κριτήρια απόδοσης

Πριν μελετήσουμε την ευστάθεια και την απόδοση ενός συστήματος, θα πρέπει να γίνει μια εισαγωγή στα κριτήρια απόδοσης έτσι ώστε να δημιουργηθεί μια βάση για τη σύγκριση εναλλακτικών τρόπων σχεδιασμού ρυθμιστών. Η επιλογή αυτής της βάσης συνιστά την πρωταρχική δυσκολία κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος ανάδρασης.

Έστω δυο διαφορετικά συστήματα ρύθμισης ανάδρασης που παράγουν τις δυο αποκρίσεις κλειστού κυκλώματος που φαίνονται στο σχήμα 3.7. Η απόκριση 1 έφτασε στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας γρηγορότερα απ' ό,τι η απόκριση 2. Αν το κριτήριο για το σχεδιασμό του ρυθμιστή είναι η επιστροφή στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας όσο το δυνατό γρηγορότερα, τότε πρέπει να επιλεγθεί ο ρυθμιστής που δίνει απόκριση κλειστού κυκλώματος της μορφής 1. Όμως, αν το κριτήριο είναι η διατήρηση όσο το δυνατό χαμηλότερης μέγιστης απόκλισης ή η επιστροφή στο επιθυμητό επίπεδο λειτουργίας και η παραμονή κοντά σε αυτό, τότε θα πρέπει να επιλεγθεί ο άλλος ρυθμιστής που δίνει απόκριση κλειστού κυκλώματος της μορφής 2. Παρόμοια διλήμματα συναντώνται πολύ συχνά κατά το σχεδιασμό ενός ρυθμιστή.



Σχήμα 3.7. Εναλλακτικές περιπτώσεις αποκρίσεων κλειστού κυκλώματος

Για κάθε εφαρμογή σε ρύθμιση διεργασίας, διακρίνονται:

- Κριτήρια απόδοσης μόνιμης κατάστασης
- Κριτήρια απόδοσης δυναμικής κατάστασης

Το κύριο κριτήριο απόδοσης μόνιμης κατάστασης είναι συνήθως το μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση. Έχει ήδη αναφερθεί ότι στις περισσότερες περιπτώσεις ο αναλογικός ρυθμιστής δεν μπορεί να πετύχει μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, ενώ ένας PI ρυθμιστής μπορεί. Επίσης έχει αποδειχθεί ότι για αναλογική ρύθμιση το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση (offset) τείνει στο μηδέν καθώς $K_c \rightarrow \infty$.

Η εκτίμηση της δυναμικής λειτουργίας ενός συστήματος σε κλειστό κύκλωμα βασίζεται σε δυο τύπους κριτηρίων που χρησιμοποιούνται συνήθως:

1. Κριτήρια που χρησιμοποιούν λίγα μόνο σημεία της απόκρισης. Είναι απλούστερα αλλά προσεγγιστικά
2. Κριτήρια που χρησιμοποιούν όλη την καμπύλη της απόκρισης κλειστού κυκλώματος από $t=0$ έως $t=\text{πολύ μεγάλο}$. Αυτά είναι ακριβέστερα αλλά και πιο δύσχρηστα

Τα απλά κριτήρια απόδοσης βασίζονται σε μερικά χαρακτηριστικά γνωρίσματα της απόκρισης κλειστού κυκλώματος ενός συστήματος. Τα πιο συνηθισμένα είναι:

- Υπέρβαση
- Χρόνος ανύψωσης (δηλ. χρόνος που απαιτείται για να φτάσει η απόκριση στην επιθυμητή τιμή για πρώτη φορά)
- Χρόνος αποκατάστασης (δηλ. χρόνος που απαιτείται για να αποκατασταθεί η απόκριση μέσα στο $\pm 5\%$ της επιθυμητής τιμής)
- Λόγος απόσβεσης
- Συχνότητα ταλαντώσεων στο μεταβατικό στάδιο

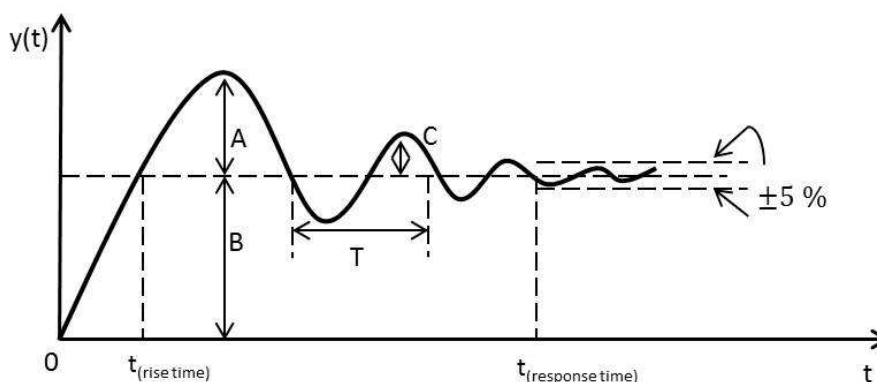
Κάθε ένα από τα παραπάνω χαρακτηριστικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί από το σχεδιαστή σαν βασικό κριτήριο για την επιλογή του ρυθμιστή και των τιμών των προσαρμόσιμων παραμέτρων του. Μπορούμε επομένως να σχεδιάσουμε ένα ρυθμιστή έτσι ώστε να έχει ελάχιστη υπέρβαση ή χρόνο ανύψωσης κ.ο.κ. Πρέπει να τονισθεί ωστόσο, ότι για την περιγραφή της επιθυμητής δυναμικής απόκρισης δεν αρκεί ένα μοναδικό χαρακτηριστικό. Συνήθως, απαιτείται η ικανοποίηση περισσότερων στόχων (δηλ. ελαχιστοποίηση υπέρβασης, ελαχιστοποίηση χρόνου ανύψωσης κ.ο.κ.). Δυστυχώς, οι σχεδιασμοί ρυθμιστών που στηρίζονται σε πολλαπλά κριτήρια οδηγούν σε αλληλοσυγκρουόμενα χαρακτηριστικά απόκρισης. Για

παράδειγμα, το σχήμα 3.4 δείχνει ότι, για έναν PID ρυθμιστή, αύξηση της τιμής της υπέρβασης (μέσω ελάττωσης της τιμής της ενίσχυσης K_c) αυξάνει και το χρόνο αποκατάστασης. Τέτοιες αντιφάσεις θα εμφανίζονται πάντα όταν χρησιμοποιούνται απλά κριτήρια σχεδιασμού όπως τα παραπάνω. Ο σχεδιαστής του ρυθμιστή πρέπει να παρέμβει και να αντισταθμίσει αντικειμενικά τα αντιφατικά χαρακτηριστικά.

Από όλα τα παραπάνω κριτήρια απόδοσης, ο λόγος απόσβεσης είναι ο πλέον δημοφιλής για τους μηχανικούς στην πράξη. Ειδικότερα, έχει αποδειχθεί ότι ένας λόγος απόσβεσης :

$$\frac{C}{A} = \frac{1}{4}$$

αποτελεί λογικό συμβιβασμό μεταξύ ενός σύντομου χρόνου ανύψωσης και ενός λογικού χρόνου αποκατάστασης. Αυτό το κριτήριο είναι συνήθως γνωστό ως κριτήριο λόγου απόσβεσης ενός τετάρτου (σχήμα 3.8).



Σχήμα 3.8. Ενδεικτική καμπύλη απόκρισης σύμφωνα με το Κριτήριο λόγου απόσβεσης ενός τετάρτου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 – ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ

ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΗ

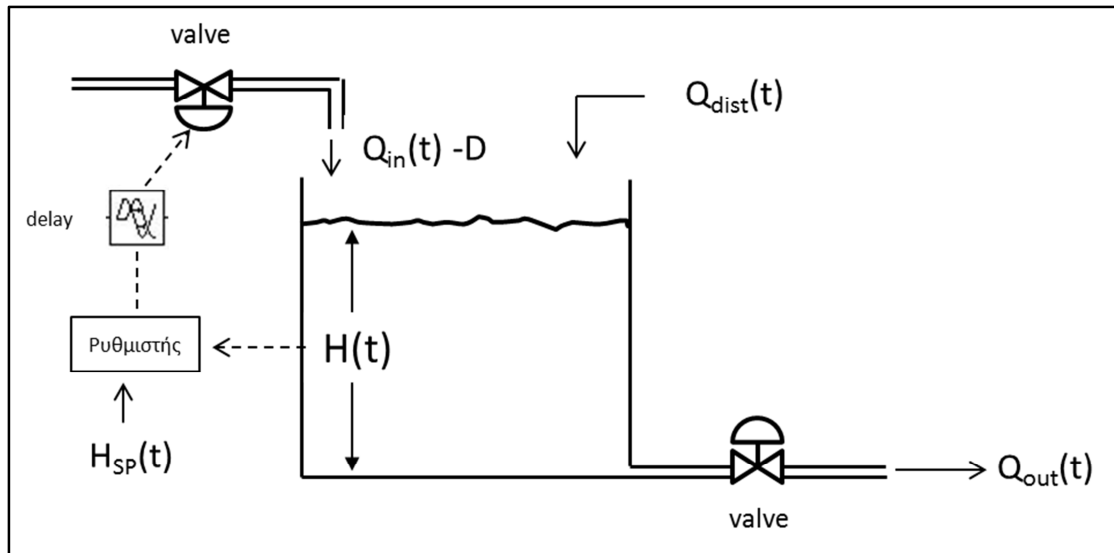
ΣΤΑΘΜΗΣ ΔΕΞΑΜΕΝΗΣ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί η εφαρμογή διαφόρων συστημάτων ρύθμισης της στάθμης μίας δεξαμενής νερού. Συγκεκριμένα, στο ανοιχτό σύστημα δεξαμενής νερού που περιγράφηκε με λεπτομέρεια στο κεφάλαιο 2, θα εφαρμοστούν διάφορα συστήματα ελέγχου με ανάδραση τύπου PID, όπως γενικά παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3. Στη συνέχεια θα γίνει η σύγκριση των διαφόρων συστημάτων βάσει των αποκρίσεων τους σε διάφορες μεταβολές.

Σύστημα κλειστού βρόγχου (CL_model)

Το φυσικό σύστημα μίας δεξαμενής νερού χωρίς ρύθμιση (σύστημα ανοιχτού βρόγχου) παρουσιάστηκε με λεπτομέρεια στο κεφάλαιο 2, καταλήγοντας στην αναγωγή του ισοζυγίου μάζας νερού σε μία συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόγχου που συνδέει το ύψος / στάθμη της δεξαμενής $H(t)$ με την παροχή εισόδου του νερού $Q_{in}(t)$ (βλ. κεφάλαιο 2 –εξίσωση 2.6).

Στην περίπτωση που θέλουμε να ελέγχουμε τη στάθμη του νερού στη δεξαμενή, θα πρέπει να συνδέσουμε την παροχή εισόδου με ένα ρυθμιστή που θα ελέγχει τη ροή εισόδου της δεξαμενής βάσει της επιθυμητής τιμής στόχου ή set-point, $H_{SP}(t)$, μετατρέποντας το αρχικό σύστημα σε ένα σύστημα κλειστού βρόγχου (closed-loop system), όπως φαίνεται στο σχήμα 4.1. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ένα σύστημα κλειστού βρόγχου όπως αυτό που φαίνεται στο σχήμα 4.1, μπορεί να ελέγξει και εξωτερικές μη μετρίσιμες μεταβολές (disturbances), $Q_{dist}(t)$.



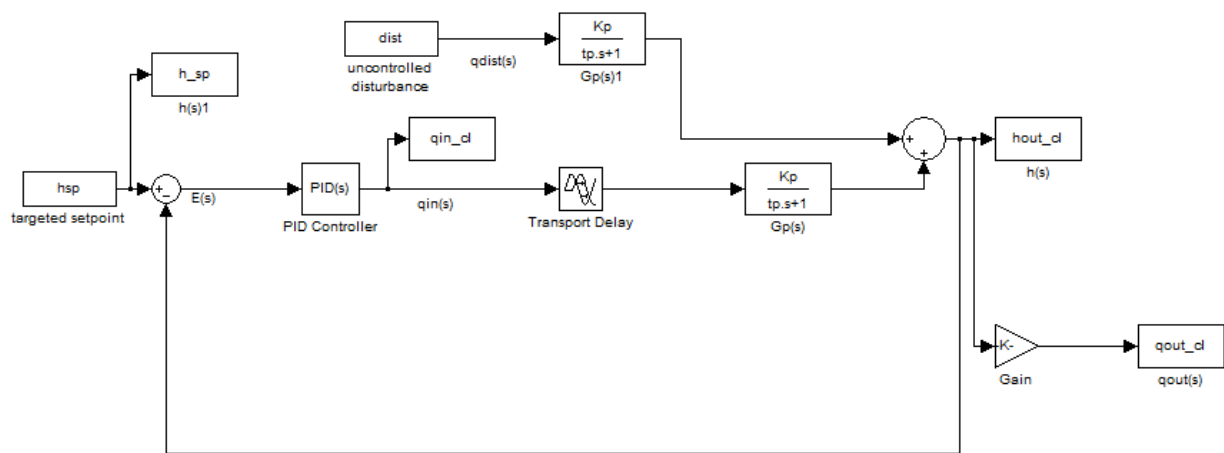
Σχήμα 4.1. Δεξαμενή νερού με χρήση ρυθμιστή

Όπως και στην περίπτωση του συστήματος ανοιχτού βρόχου, έτσι και στην περίπτωση του συστήματος κλειστού βρόχου, χρησιμοποιήθηκε το SIMULINK toolbox του MATLAB. Συγκεκριμένα, για να προσομοιωθεί η λειτουργία του συστήματος κλειστού βρόχου, αναπτύχθηκε το CL_model στο SIMULINK, που σχηματικά παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.2. Το μοντέλο λαμβάνει τιμές για τις παραμέτρους του από το βοηθητικό αρχείο CL_input.m (βλ. Παράρτημα Β).

Ομοίως με το σύστημα ανοιχτού βρόχου και εδώ χρησιμοποιήθηκαν συναρτήσεις μεταφοράς Laplace τόσο για την διεργασία (φυσικό σύστημα δεξαμενής) όσο και για τον ρυθμιστή. Στην περίπτωση του φυσικού συστήματος της δεξαμενής, η συνάρτηση μεταφοράς $G_p(s)$ είναι η ίδια που είχε δοθεί στο κεφάλαιο 2 – εξίσωση (2.6), έχοντας όμως και μία επιπλέον συνάρτηση μεταφοράς $\text{TransportDelay} = e^{-t_d s}$ που αντιπροσωπεύει την υστέρηση μεταξύ της μέτρησης της τρέχουσας στάθμης και της ρύθμισης της ροής εισόδου μέσω βάνας. Η συνάρτηση μεταφοράς του ρυθμιστή τύπου PID καθορίζεται κάθε φορά βάσει τις παραμέτρους του εκάστοτε ρυθμιστή (βλ. κεφάλαιο 3).

Στο μοντέλο αυτό η στάθμη / ύψος δεξαμενής είναι $hout_cl = h(s)$, η επιθυμητή τιμή της στάθμης είναι $h_{SP} = h_{SP}(s)$ ενώ η μη μετρήσιμη μεταβολή είναι $dist = q_{DIST}(s)$. Επίσης, από το μοντέλο μπορούν να υπολογιστούν οι ακριβείς παροχές εισόδου $q_{in_cl} = q_{IN}(s)$ (που ρυθμίζονται από το σύστημα ελέγχου) αλλά και

η ροή εξόδου $q_{out_cl} = q_{OUT}(s)$, που αλλάζει βάσει της εκάστοτε υδροστατικής πίεσης της δεξαμενής. Όπως και στην περίπτωση του ανοιχτού βρόγχου ισχύουν: $K_p = R$ και $T_p = A * R$ (βλ. κεφάλαιο 2).



Σχήμα 4.2. Μοντέλο SIMULINK CL_model

Πέντε μέθοδοι σχεδιασμού ρυθμιστών τύπου PID χρησιμοποιήθηκαν για το παραπάνω σύστημα κλειστού βρόχου:

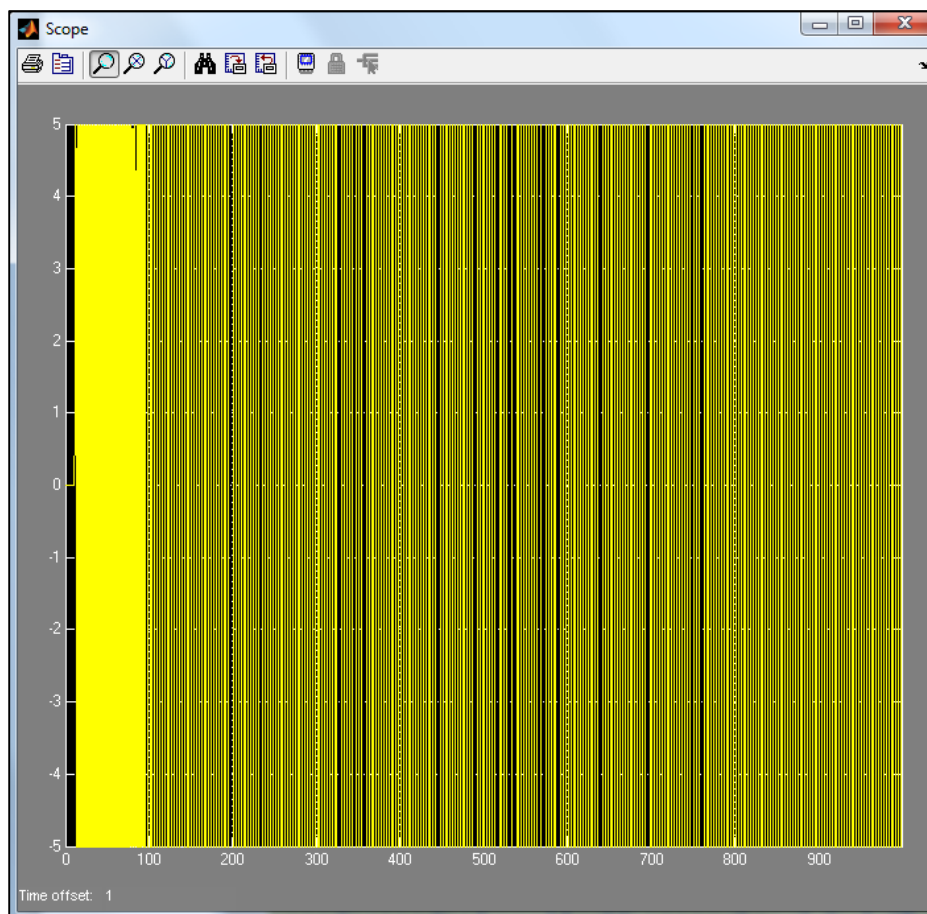
1. Μέθοδος Δοκιμής και Σφάλματος (trial and error)
2. Μέθοδος Ziegler – Nichols
3. Μέθοδος Tyreus – Luyben
4. Μέθοδος Cohen – Coon
5. Βέλτιστος ρυθμιστής του MATLAB SIMULINK (με anti-windup)

4.1 Μέθοδος ρύθμισης Δοκιμής και Σφάλματος (Trial and Error)

Η μέθοδος Δοκιμής και Σφάλματος είναι η πιο απλοϊκή από αυτές που θα εξετάσουμε, όμως είναι αυτή που χρησιμοποιείται περισσότερο σε πραγματικά συστήματα. Αυτό συμβαίνει, επειδή δεν απαιτεί καμία απολύτως πρότερη γνώση της δυναμικής της διεργασίας, $G_p(s)$.

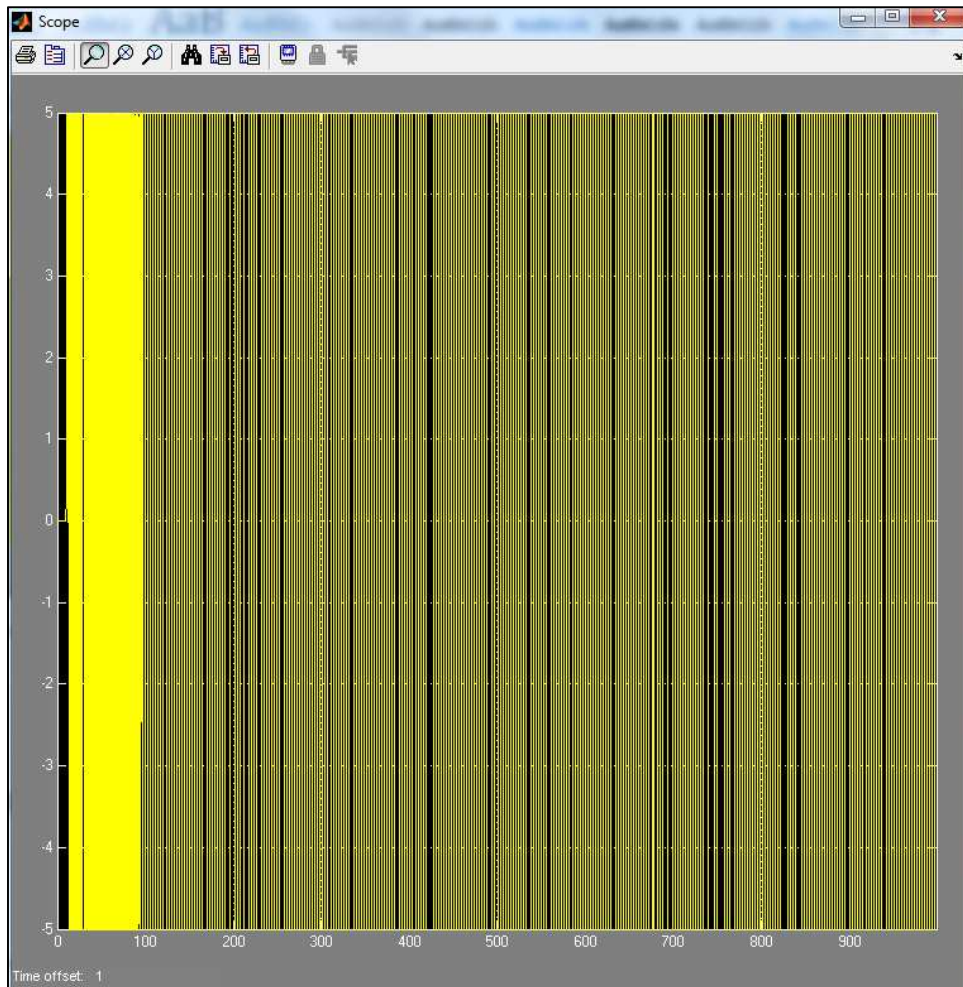
Οι δοκιμές που θα κάνουμε θα γίνουν στο CL_model (σχήμα 4.2) που έχουμε αναπτύξει και αντικατοπτρίζει το σύστημά μας. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή βάζουμε μια βηματική είσοδο στο σύστημα, η οποία για τα πρώτα 10 δευτερόλεπτα έχει την

τιμή 0 και στη συνέχεια την τιμή 2.5 (μεταβλητή h_{sp} στο CL_input.m – παράρτημα B). Η τιμή της μεταβλητής t_d θα είναι $t_p/100$ (CL_input.m – παράρτημα B). Η μεταβλητή t_d αντιπροσωπεύει την χρονική υστέρηση απόκρισης (βλ. transport delay στο CL_model). Στον ελεγκτή τώρα (PID controller στο CL_model) αρχικά θέτουμε $T_D = 0.01$ (μηδενική διαφορική δράση), $T_I = 50$ (μέγιστη ολοκληρωτική δράση) και $K_C = 0.5$ (αρχική αναλογική δράση σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή). Παρατηρούμε την απόκριση του συστήματος με αυτές τις τιμές εισόδου (σχήμα 4.3).



Σχήμα 4.3 Αρχική απόκριση μεθόδου Δοκιμής και Σφάλματος

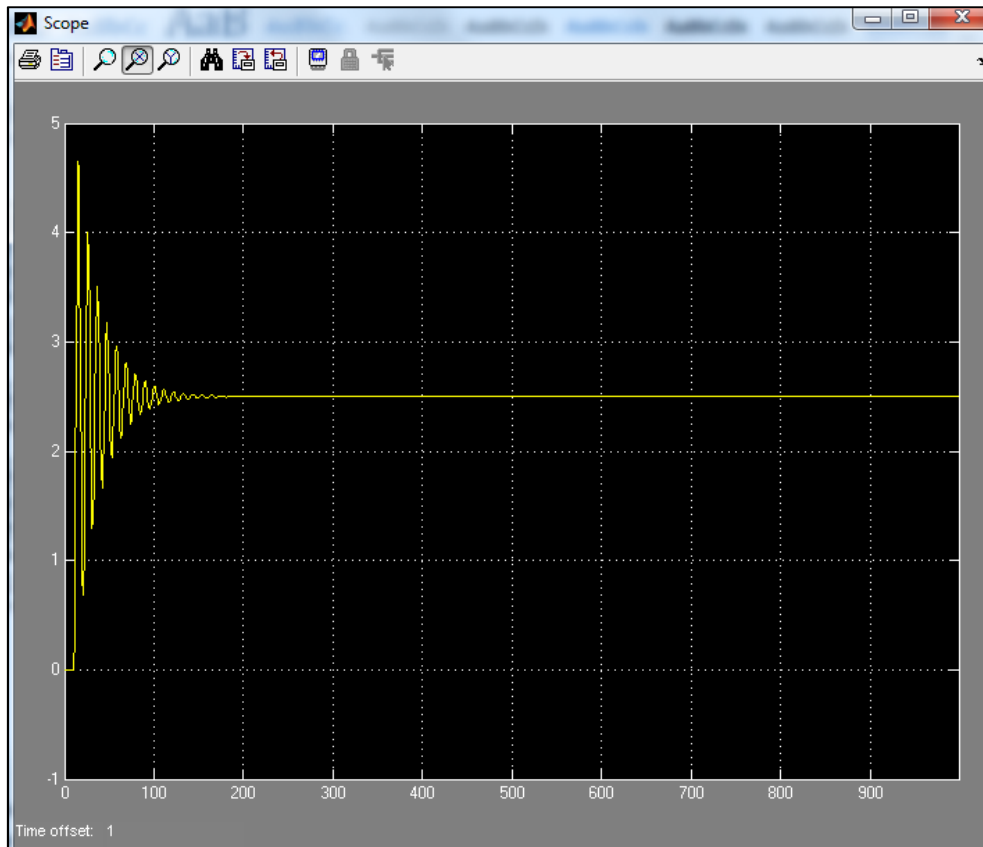
Παρατηρούμε ότι η απόκριση του συστήματος δεν είναι καθόλου καλή. Έχει πολλές ταλαντώσεις και δεν σταθεροποιείται. Έπειτα διπλασιάζουμε την αναλογική δράση ($K_C = 1$) και παρατηρούμε πάλι την έξοδο (σχήμα 4.4).



Σχήμα 4.4 Απόκριση μεθόδου Δοκιμής και Σφάλματος με $T_p = 1$

Βλέπουμε ότι δεν έχουμε σημαντική βελτίωση στην έξοδο μας καθώς οι ταλαντώσεις και εδώ είναι πάρα πολύ έντονες, ενώ μετά από σημαντικό χρονικό διάστημα ($t \cong 850$) δεν έχει σταθεροποιηθεί ακόμη. Στη συνέχεια ελαττώνουμε την ολοκληρωτική δράση ($T_I = T_I/2$) και βλέπουμε πως διαμορφώνεται η έξοδος του συστήματος. Συνεχίζουμε την ίδια διαδικασία μέχρι να πάρουμε την επιθυμητή απόκριση, δηλαδή μέχρι να έχουμε ελάχιστη ταλάντωση και γρήγορη απόκριση και σταθεροποίηση της εξόδου. Στον πίνακα που ακολουθεί βλέπουμε τις τιμές που βάλαμε στο T_I και τις παρατηρήσεις στην απόκριση του συστήματος.

Το παρακάτω σχήμα απεικονίζει την θεαματική βελτίωση της απόκρισης του συστήματος όταν το T_I έγινε από 6.25 \rightarrow 3.125.



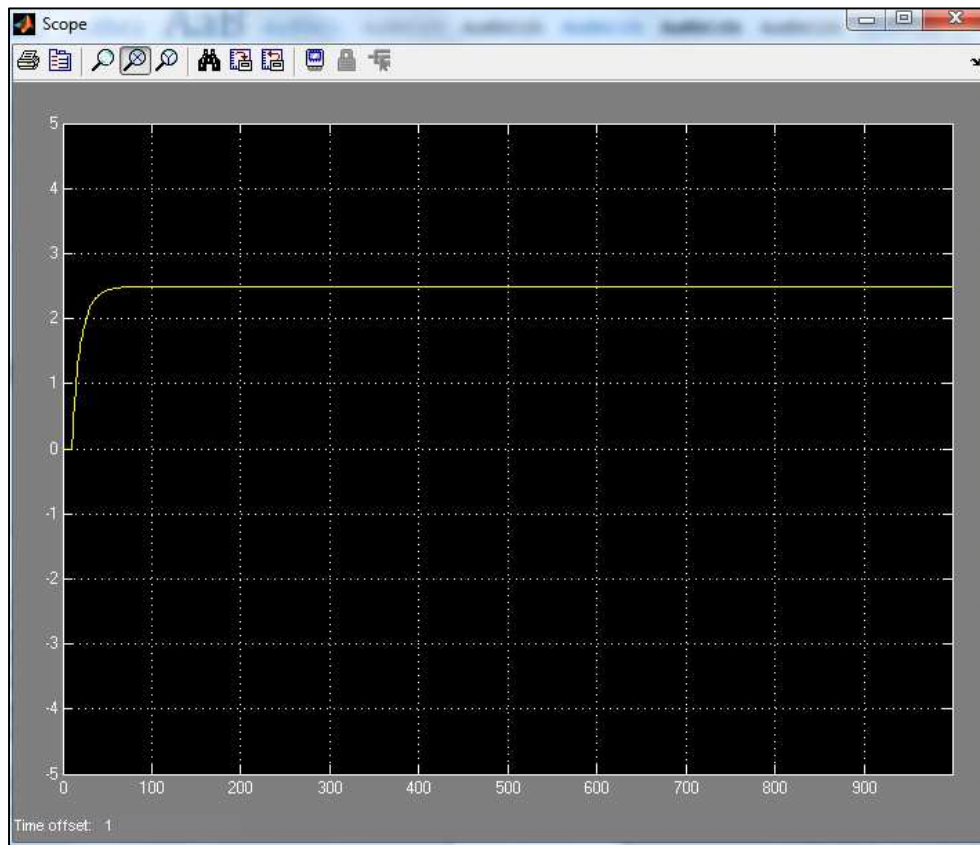
Σχήμα 4.5 Πρώτη μεγάλη βελτίωση στην απόκριση με $T_I = 3,125$

Πίνακας 4.1 Απόκριση για διάφορες τιμές του T_I

Τιμές εισόδου	Παρατηρήσεις στην απόκριση
$K_C=1, T_I=25, T_D=0.01$	Ελάχιστη βελτίωση σε σχέση με τις προηγούμενες τιμές
$K_C=1, T_I=12.5, T_D=0.01$	Μείωση ταλαντώσεων, πάλι μεγάλη απόκριση
$K_C=1, T_I=6,25, T_D=0.01$	Λιγότερες (αλλά πάλι πολλές) ταλαντώσεις, μεγάλη απόκριση
$K_C=1, T_I=3.125, T_D=0.01$	Θεαματική βελτίωση, λιγότερες ταλαντώσεις, μικρότερες κορυφές, σταθεροποίηση στο setpoint σε περίπου 220 sec (σχήμα 4.5)
$K_C=1, T_I=1.5625, T_D=0.01$	Λιγότερες ταλαντώσεις, μικρότερες κορυφές, σταθεροποίηση σε περίπου 110 sec
$K_C=1, T_I=0.7812525, T_D=0.01$	3 ταλαντώσεις, σταθεροποίηση γύρω στα 80 sec
$K_C=1, T_I=0.390625,$	2 ταλαντώσεις, μικρότερες κορυφές, σταθεροποίηση

$T_D=0.01$	γύρω στα 90 sec
$K_C=1, T_I=0.1953125,$ $T_D=0.01$	1 ταλάντωση, σταθεροποίηση γύρω στα 80 sec
$K_C=1, T_I=0.09765625,$ $T_D=0.01$	1 ταλάντωση πιο ομαλή, ίδια σταθεροποίηση
$K_C=1, T_I=0.048828125,$ $T_D=0.01$	Ομαλή καμπύλη, σταθερή τιμή περίπου σε 70 sec (σχήμα 4.6)
$K_C=1, T_I=0.0244140625,$ $T_D=0.01$	Πιο ομαλή καμπύλη, αλλά η τιμή σταθεροποίησης απέχει από το Setpoint (2.5), φτάνει στο SP μετά από περίπου 400 sec

Το επόμενο σχήμα μας δείχνει την απόκριση του συστήματος να έχει σταθεροποιηθεί σε πολύ μεγάλο βαθμό. Εδώ έχουμε $T_I = 0.048828125$, το οποίο σύμφωνα με τον Πίνακα 4.1 είναι και το βέλτιστο για το σύστημα μας.



Σχήμα 4.6 Βέλτιστη απόκριση μεθόδου Δοκιμής και Σφάλματος

Επόμενο και τελευταίο βήμα σε αυτή τη μέθοδο είναι να αυξηθεί η διαφορική δράση, αυξάνοντας σιγά σιγά το T_D μέχρι να πάρουμε ακόμη καλύτερη έξοδο. Αυξάνοντας το T_D στο σύστημα μας από 0.01 σε 0.02, 0.04, 0.08, 0.16 και 0.32 παρατηρούμε ότι δεν επηρεάζεται η έξοδος του συστήματος. Άρα οι τιμές των παραμέτρων που μας δίνουν το καλύτερο αποτέλεσμα σύμφωνα με την μέθοδο Δοκιμής και Σφάλματος είναι: $K_C=1$, $T_I=0.048828125$, $T_D=0.01$.

4.2 Μέθοδος ρύθμισης κατά Ziegler – Nichols

Σε αυτή τη μέθοδο θα χρησιμοποιήσουμε πάλι το CL_model που έχουμε δημιουργήσει και χρησιμοποιήσαμε και στη μέθοδο Δοκιμής και Σφάλματος (CL_model.mdl). Τις αρχικές τιμές των παραμέτρων μας και την είσοδο (βηματικός παλμός) τις παίρνουμε πάλι από το αρχείο CL_input.m (Παράρτημα Β). Σε αυτή τη μέθοδο, σύμφωνα με τη θεωρία (βλ. κεφάλαιο 3) χρειάζεται να υπολογίσουμε 2 τιμές οι οποίες θα μας βοηθήσουν να βρούμε τις τιμές των K_C , T_I και T_D . Αυτές τις τιμές θα τις εισάγουμε στο ρυθμιστή μας και θα παρατηρήσουμε πως αλλάζει η απόκριση του συστήματος. Οι τιμές που πρέπει να βρεθούν είναι το Μέγιστο κέρδος (Ultimate gain - K_u) και η Συχνότητα (Frequency - P_u). Το MATLAB έχει έτοιμες εντολές για να βρούμε αυτές τις 2 τιμές (FindUltimateGainFreq.m – Παράρτημα C).

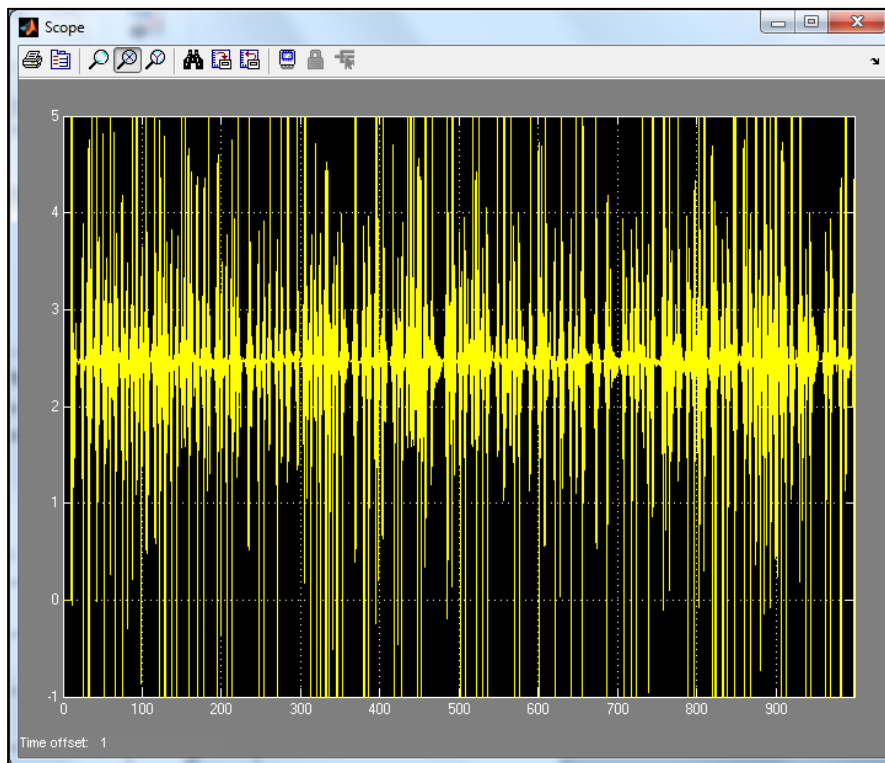
Έτσι για τις τιμές εισόδου που έχουμε στο σύστημα μας βρίσκουμε $K_u = 78,5414$ και $P_u = 0.8$. Τώρα σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα βρίσκουμε τις αποκρίσεις που θα έχει το σύστημα αν εφαρμοστούν ένας P controller, ένας PI controller και ένας PID controller. Ακολουθεί σύγκριση των εξόδων του συστήματος για να βρεθεί ποια ήταν η βέλτιστη ρύθμιση.

Πίνακας 4.2 Υπολογισμός K_C , T_I και T_D κατά Ziegler - Nichols

	P	PI	PID
K_C	$\frac{K_u}{2}$	$\frac{K_u}{2.2}$	$\frac{K_u}{1.7}$
T_I		$\frac{P_u}{1.2}$	$\frac{P_u}{2}$
T_D			$\frac{P_u}{8}$

P Ρύθμιση

Εδώ, όπως φαίνεται από τον πίνακα 4.2 βρήκαμε $K_C = \frac{K_u}{2} = 39.2707$. Βάζουμε αυτήν την τιμή στον Controller μας και στα T_I και T_D βάζουμε την τιμή 0. Η απόκριση του συστήματος φαίνεται στο σχήμα 4.7.

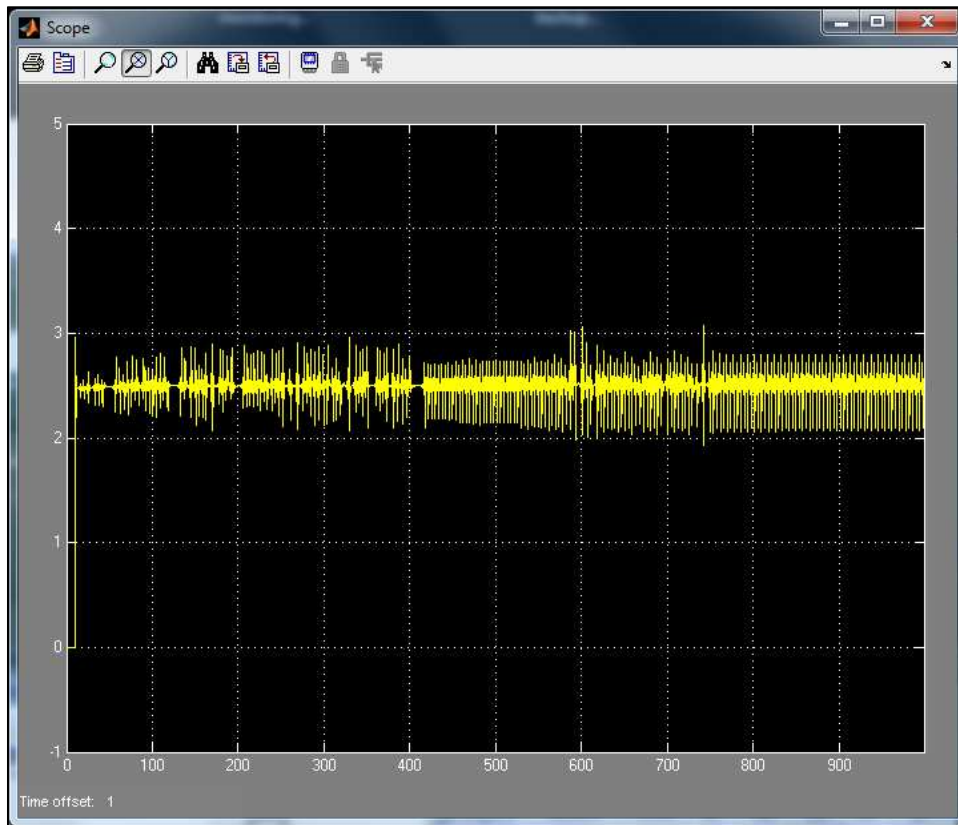


Σχήμα 4.7 Απόκριση P control με την μέθοδο Ziegler - Nichols

Παρατηρούμε πως η έξοδος μας έχει πολλές ταλαντώσεις αλλά και μεγάλες αποκλίσεις από το Setpoint, κάτι που δεν είναι επιθυμητό. Υπάρχει μια συγκέντρωση γύρω από την επιθυμητή τιμή, αλλά γενικά δεν είναι μια σταθερή έξοδος.

PI Ρύθμιση

Στη δεύτερη περίπτωση ρύθμισης του ελεγκτή μας με τη μέθοδο Ziegler – Nichols, από τους τύπους θα βρούμε τα $K_C = \frac{K_u}{2.2} = 35.70063$ και $T_I = \frac{P_u}{1.2} = 0.66$.



Σχήμα 4.8 Απόκριση PI control με την μέθοδο Ziegler - Nichols

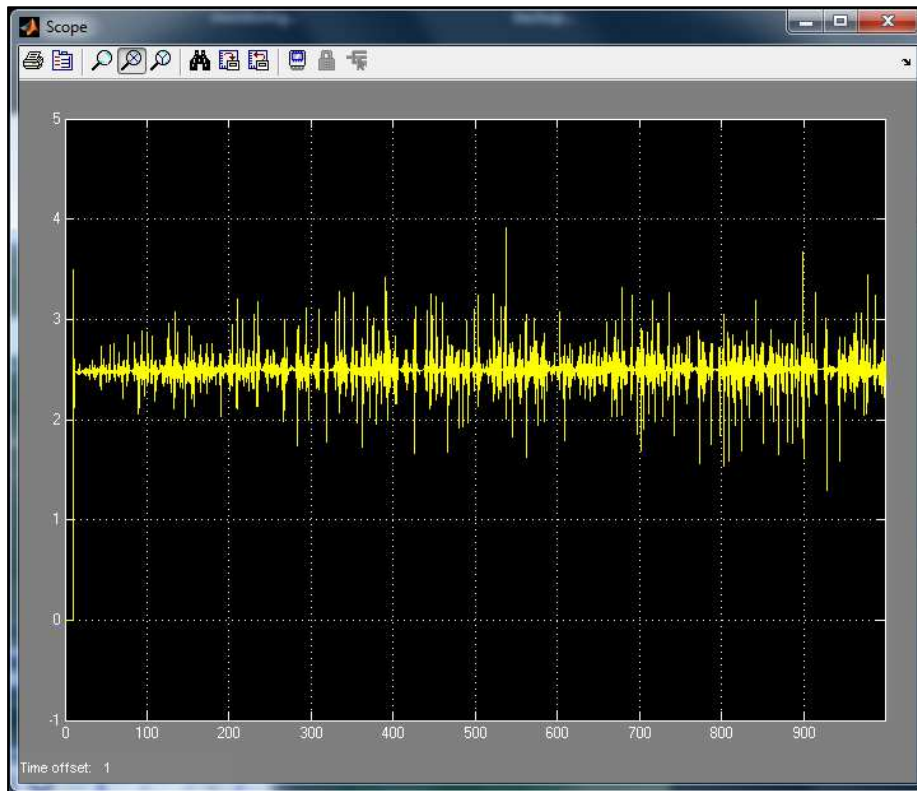
Σε αυτήν την περίπτωση βλέπουμε μια πιο βελτιωμένη έξοδο καθώς οι αποκλίσεις από το Setpoint είναι μικρές. Επίσης, αν αποδεχθούμε ένα μικρό offset, θα μπορούσαμε να πούμε ότι υπάρχει σταθεροποίηση σε μικρό χρονικό διάστημα (περίπου 80 sec).

PID Ρύθμιση

Η τελευταία περίπτωση ρύθμισης κατά Ziegler – Nichols μας δίνει

$$K_C = \frac{K_u}{1.7} = 42.20082, \quad T_I = \frac{P_u}{2} = 0.4 \quad \text{και} \quad T_D = \frac{P_u}{8} = 0.1 \quad \text{οπότε η απόκριση του}$$

συστήματος μας θα είναι αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 4.9 Απόκριση PID control με την μέθοδο Ziegler - Nichols

Η έξοδος του συστήματος μας έχει αρκετές ταλαντώσεις. Είναι παρόμοια με την PI ρύθμιση αλλά έχει μεγαλύτερο offset και μεγαλύτερο χρόνο σταθεροποίησης. Σαν συμπέρασμα από τις 3 περιπτώσεις ρύθμισης κατά Ziegler – Nichols στο σύστημα μας θα μπορούσαμε να πούμε ότι η PI ρύθμιση έχει τα καλύτερα αποτελέσματα.

4.3 Μέθοδος ρύθμισης κατά Tyreus – Luyben [2]

Τα βήματα της μεθόδου αυτής είναι παρόμοια με της μεθόδου Ziegler – Nichols. Αυτό που αλλάζει είναι ο πίνακας υπολογισμού των παραμέτρων για PI και PID ρύθμιση. Σε αυτή τη μέθοδο δεν έχουμε P ρύθμιση.

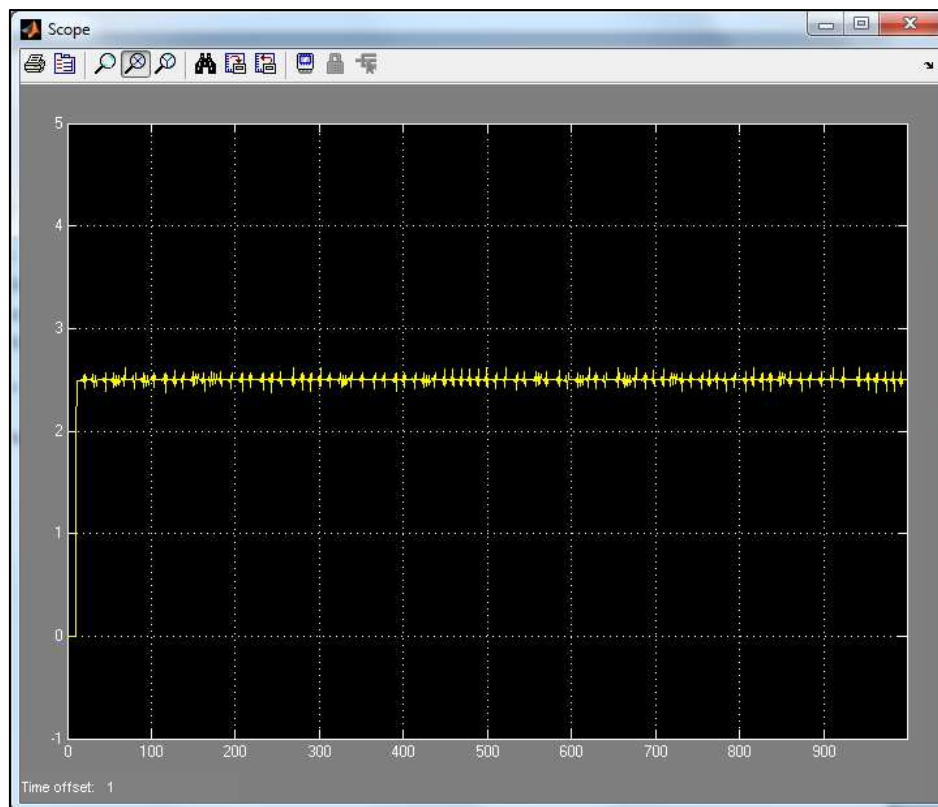
Πίνακας 4.3 Υπολογισμός K_C , T_I και T_D κατά Tyreus - Luyben

	PI	PID
K_C	$\frac{K_u}{3.2}$	$\frac{K_u}{2.2}$

T_I	$2.2 * P_u$	$2.2 * P_u$
T_D		$\frac{P_u}{6.3}$

PI Ρύθμιση

Όπως και στις προηγούμενες προσομοιώσεις έτσι και εδώ το σύστημα μας έχει συγκεκριμένες τιμές για τις μεταβλητές εισόδου (CL_input.m – Παράρτημα Β). Από τις έτοιμες εντολές που υπάρχουν στο MATLAB (FindUltimateGainFreq.m – Παράρτημα C) βρήκαμε $K_u = 78,5414$ και $P_u = 0.8$. Οπότε σύμφωνα με τον Πίνακα 4.3 έχουμε $K_c = \frac{K_u}{3.2} = 24.5441875$ και $T_I = 2.2 * P_u = 1.76$. Η απόκριση του συστήματος μας για αυτές τις τιμές φαίνεται στο σχήμα 4.10 .



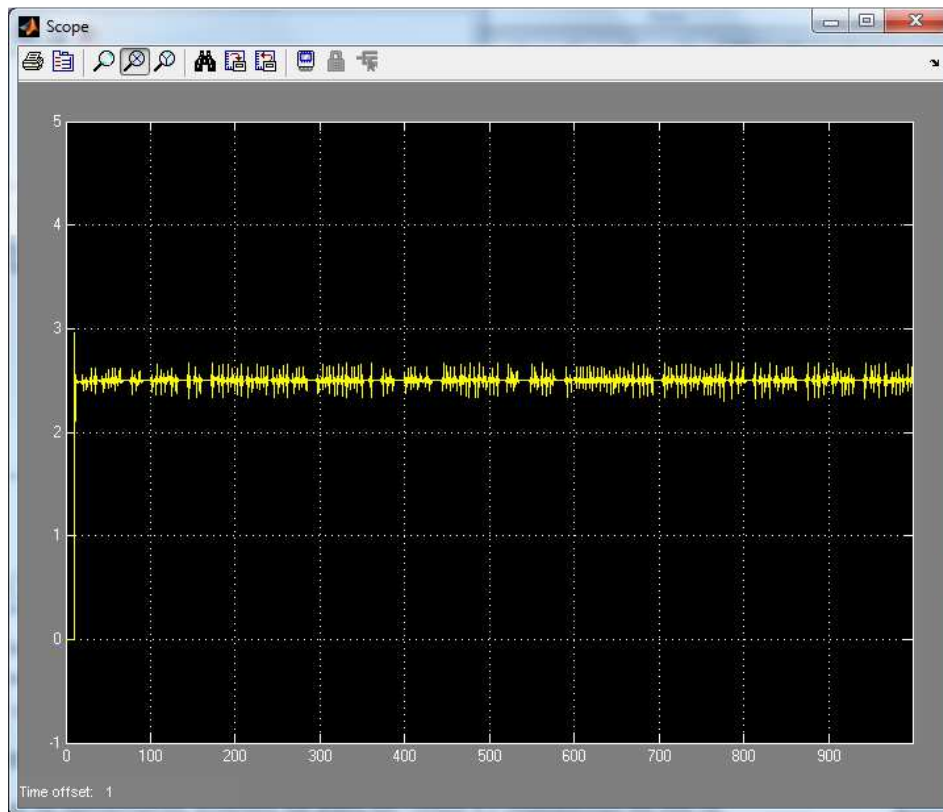
Σχήμα 4.10 Απόκριση PI control με την μέθοδο Tyreus - Luyben

Παρατηρούμε τώρα ότι η έξοδος μας είναι πάρα πολύ βελτιωμένη σε σχέση με την προηγούμενη μέθοδο. Υπάρχει ένα πολύ μικρό offset ενώ και ο χρόνος σταθεροποίησης είναι πολύ μικρός (περίπου 23 sec).

PID Ρύθμιση

Σύμφωνα με τις προηγούμενες συνθήκες και βάση του Πίνακα 4.3 υπολογίζουμε και εδώ τις ακόλουθες τιμές : $K_c = \frac{K_u}{2.2} = 35.70063$, $T_I = 2.2 * P_u = 1.76$ και

$T_D = \frac{P_u}{6.3} = 0.126984$. Τώρα εισάγουμε αυτές τις τιμές στις παραμέτρους του PID controller του συστήματος μας και παίρνουμε την έξοδο που φαίνεται στο σχήμα 4.11



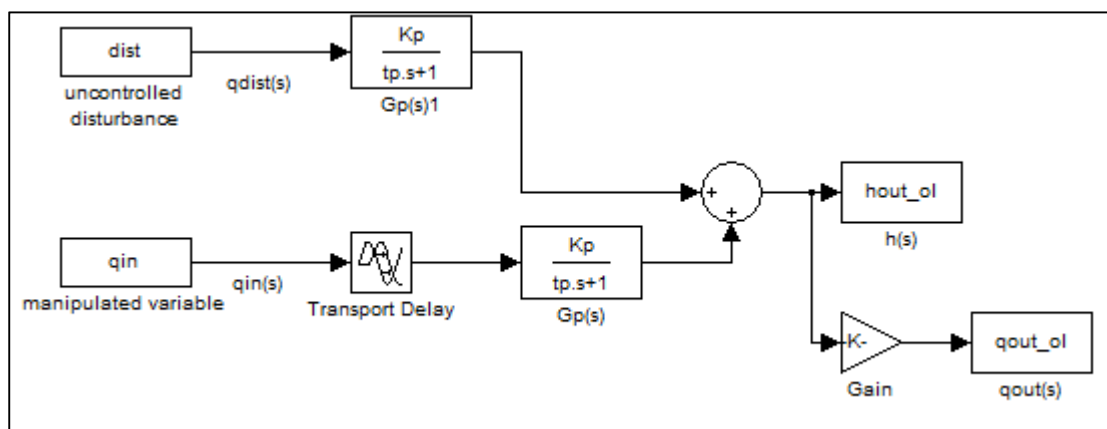
Σχήμα 4.11 Απόκριση PID control με την μέθοδο Tyreus - Luyben

Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε μια έξοδο που βρίσκεται γύρω από το setpoint έχει όμως μεγαλύτερες αποκλίσεις από την προηγούμενη περίπτωση. Βλέπουμε επίσης ότι στο σημείο που η είσοδος από μηδενική παίρνει το setpoint, έχουμε μια στιγμιαία

μεγάλη απόκλιση. Τέλος, ο χρόνος σταθεροποίησης (μέσα στα όρια του offset) είναι και εδώ σχετικά μικρός. Από τις 2 περιπτώσεις ρύθμισης του συστήματος μας κατά Tyreus – Luyben παρατηρούμε ότι η PI ρύθμιση παράγει πιο ομαλή έξοδο από την PID. Παρόλα αυτά, εάν δεν μας πειράζει μια μικρή διαταραχή (περίπου ± 0.2) και η PID ρύθμιση είναι αρκετά ικανοποιητική.

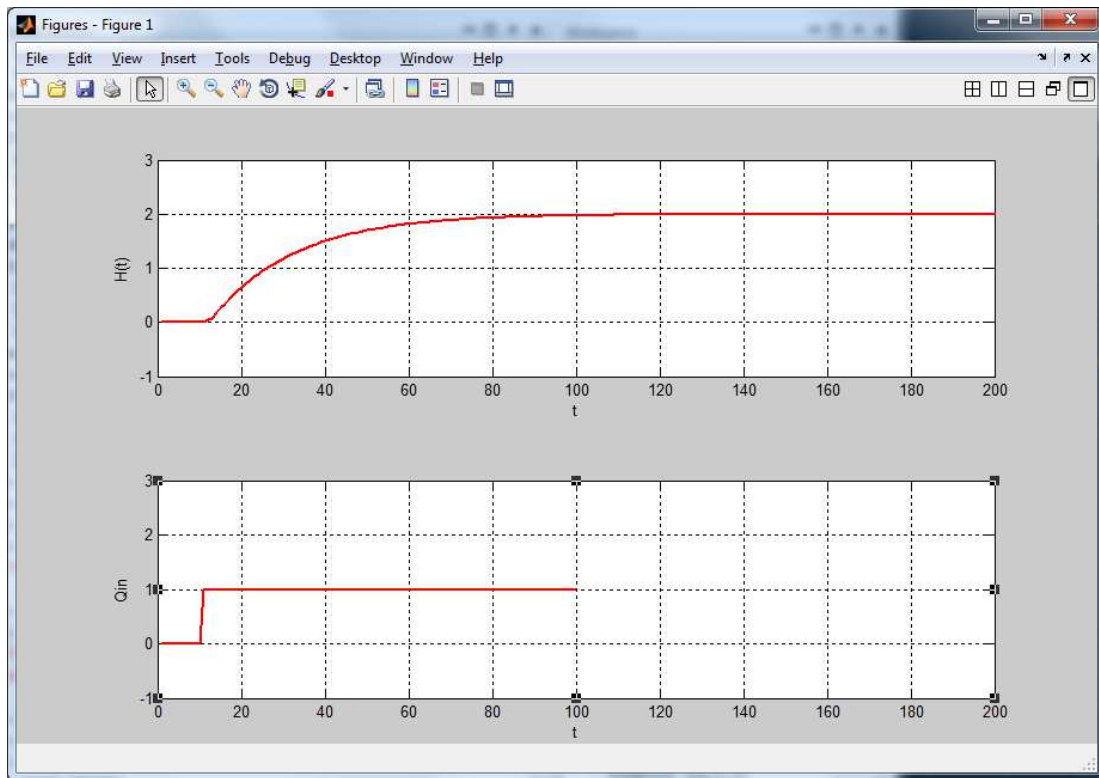
4.4 Μέθοδος ρύθμισης κατά Cohen – Coon

Η μέθοδος αυτή απαιτεί την απόκριση ανοιχτού βρόγχου σε μία βηματική μεταβολή για να εφαρμοστεί, καθιστώντας την μερικές φορές μη πρακτική. Για να εφαρμόσουμε τη μέθοδο αυτή αρχικά δημιουργήσαμε το μοντέλο ανοιχτού βρόγχου OL_input_for_Cohen_Coon.mdl (βλ. Σχήμα 4.12). Το μοντέλο λαμβάνει τιμές για τις παραμέτρους του από το βοηθητικό αρχείο OL_input_for_Cohen_Coon.m (βλ. Παράρτημα D).



Σχήμα 4.12 OL σύστημα για τη μέθοδο ρύθμισης κατά Cohen - Coon

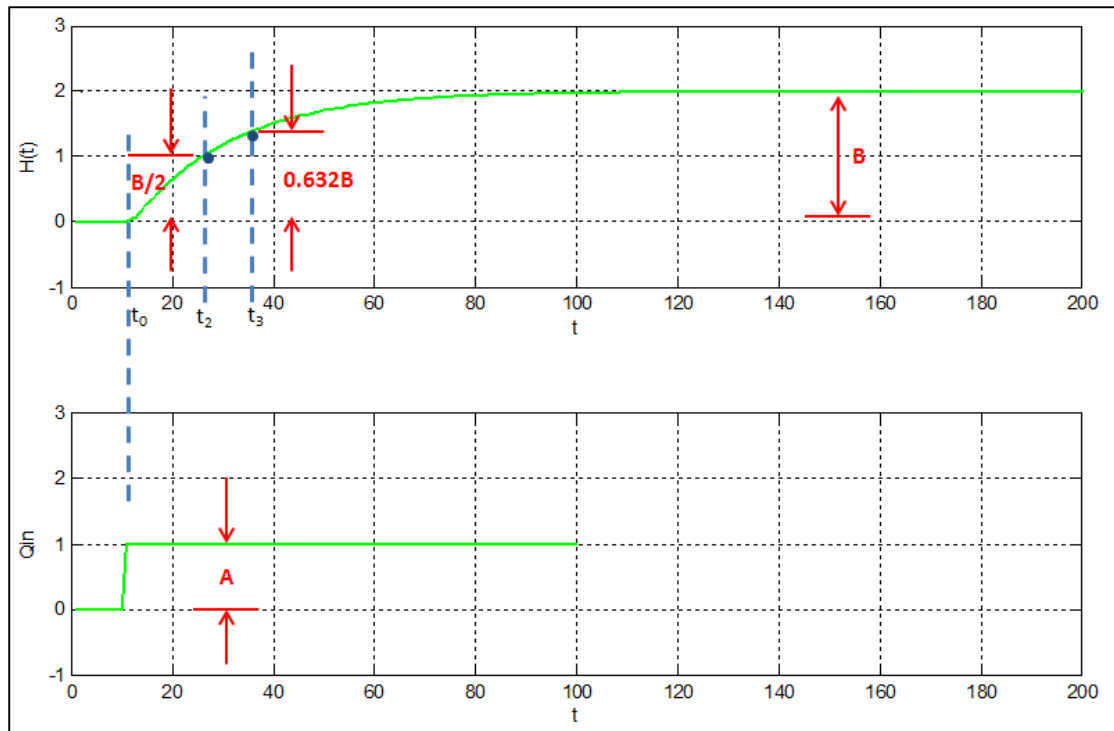
Έχοντας εκτελέσει το αρχείο για τη δημιουργία του σήματος εισόδου στο MATLAB, εκτελούμε και το αρχείο “OL_model_for_Cohen_Coon” στο SIMULINK και έτσι θα προκύψει η έξοδος του συστήματος (απόκριση ανοιχτού βρόχου). Η έξοδος αυτή καθώς και το σήμα της εισόδου φαίνονται στο σχήμα 4.13 που ακολουθεί.



Σχήμα 4.13 Η έξοδος και η είσοδος του συστήματος μας πριν τη ρύθμιση του Controller

Για να βρούμε τις παραμέτρους ρύθμισης για P, PI, PID έλεγχο κατά Cohen – Coon θα πρέπει να υπολογίσουμε κάποιες τιμές που θα προκύψουν από την επεξεργασία των σημάτων εισόδου και εξόδου που φαίνονται στο παραπάνω σχήμα.

Σύμφωνα με τη θεωρία της μεθόδου Cohen – Coon^[3], αναλύοντας τις γραφικές εισόδου $Q_m(t)$ και εξόδου $H(t)$ μπορούμε να βρούμε τις τιμές των μεταβλητών A (εύρος βηματικής μεταβολής), B (εύρος απόκρισης στη βηματική μεταβολή), t_0 (χρονική στιγμή που βάζουμε τον παλμό εισόδου), t_2 (χρονική στιγμή όπου η τιμή εξόδου έχει φτάσει τη μισή από την τελική τιμή της) και t_3 (χρονική στιγμή όπου η τιμή εξόδου έχει φτάσει στο 63.2% της τελικής τιμής της).



Σχήμα 4.14 Βηματική απόκριση ανοιχτού βρόχου για τον υπολογισμό σχεδιαστικών παραμέτρων ρύθμισης με τη μέθοδο Cohen - Coon

Μελετώντας την βηματική μεταβολή στην εισροή $Q_{in}(t)$ και την αντίστοιχη απόκριση στη στάθμη της δεξαμενής $H(t)$, υπολογίζονται οι 5 επιθυμητές παράμετροι: $A=1$, $B=2$, $t_0=10$, $t_2=26$ και $t_3=32$.

Βάσει των παραπάνω 5 παραμέτρων μπορούν να υπολογιστούν οι σχεδιαστικές παράμετροι του ρυθμιστή κατά τη μέθοδο Cohen – Coon και συγκεκριμένα t_1 , τ , τ_{del} , K και r ως εξής:

$$t_1 = \frac{t_2 - (\ln(2)) * t_3}{1 - \ln(2)} = \frac{26 - 0.6931 * 32}{1 - 0.6931} = \frac{3.8208}{0.3069} = 12.4496$$

$$\tau = t_3 - t_1 = 32 - 12.4496 = 19.5504$$

$$\tau_{del} = t_1 - t_0 = 12.4496 - 10 = 2.4496$$

$$K = \frac{B}{A} = \frac{2}{1} = 2 \quad \text{και} \quad r = \frac{\tau_{del}}{\tau} = \frac{2.4496}{19.5504} = 0.1252$$

Τώρα, με βάση τον πίνακα υπολογισμού των παραμέτρων ρύθμισης για P, PI και PID έλεγχο (πίνακας 4.4) θα βρούμε τα K_C , T_I , T_D . Στη συνέχεια θα εκτελέσουμε πάλι τα αρχεία που έχουμε δημιουργήσει για το σύστημα μας στο περιβάλλον του MATLAB. Το αρχείο CL_input.m μας δίνει την είσοδο και τις αρχικές τιμές κάποιων παραμέτρων και το μοντέλο CL_model.mdl προσομοιώνει το κύκλωμα κλειστού βρόγχου για τον έλεγχο του ύψους της στάθμης μιας δεξαμενής με υγρό. Ανάλογα με το είδος ρύθμισης που θέλουμε θα χρησιμοποιήσουμε τις αντίστοιχες τιμές για να βρούμε την έξοδο του συστήματος.

Πίνακας 4.4 Υπολογισμός παραμέτρων K_C , T_I και T_D για τη ρύθμιση κατά Cohen - Coon

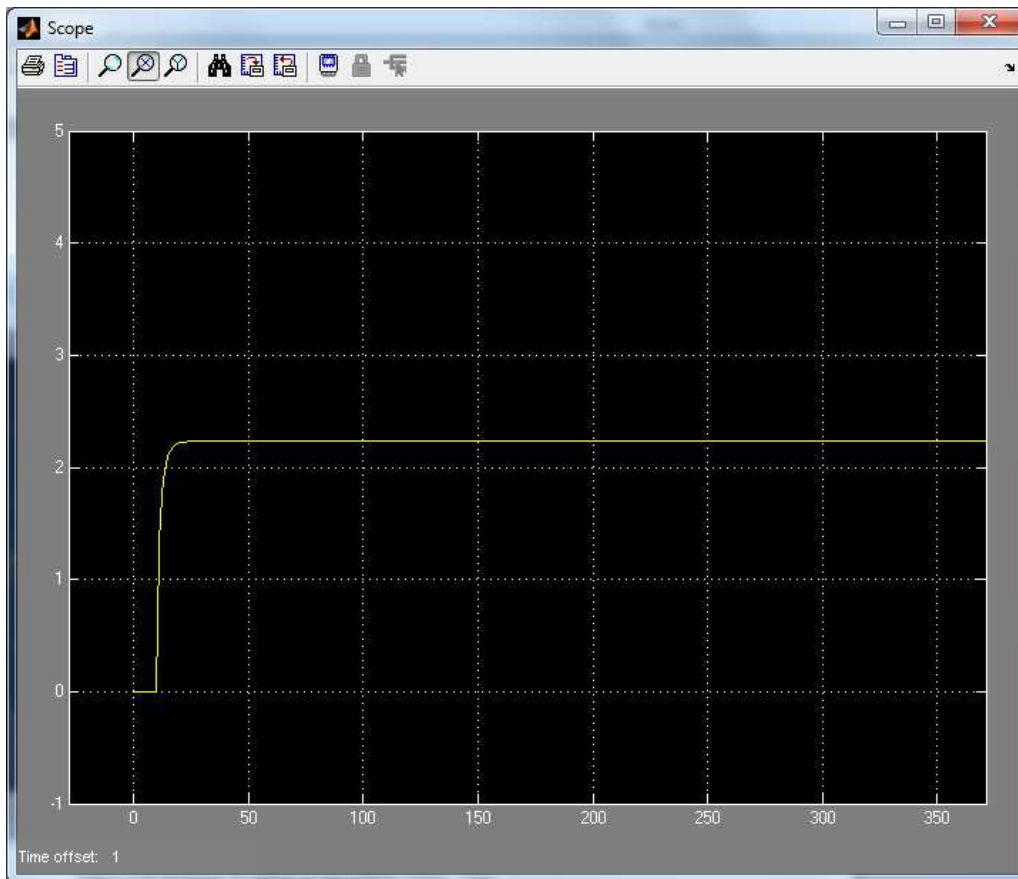
	P	PI	PID
K_C	$\frac{1}{rK} \left(1 + \frac{r}{3} \right)$	$\frac{1}{rK} \left(0.9 + \frac{r}{12} \right)$	$\frac{1}{rK} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right)$
T_I		$\tau_{del} \frac{30 + 3r}{9 + 20r}$	$\tau_{del} \frac{32 + 6r}{13 + 8r}$
T_D			$\tau_{del} \frac{4}{11 + 2r}$

P Ρύθμιση

Το K_C σε αυτήν την περίπτωση, σύμφωνα με τις τιμές που βρήκαμε παραπάνω, θα

$$\text{είναι: } K_C = \frac{1}{rK} \left(1 + \frac{r}{3} \right) = \frac{1}{0.1252 * 2} \left(1 + \frac{0.1252}{3} \right) = 4.16$$

Τώρα στο SIMULINK και στις ρυθμίσεις του ελεγκτή βάζουμε το K_C που βρήκαμε και η έξοδος είναι:



Σχήμα 4.15 Απόκριση P control με την μέθοδο Cohen – Coon

Παρατηρούμε εδώ ότι η έξοδος μας είναι πολύ ομαλή, χωρίς αυξομειώσεις και αχρειαστες κορυφές και με πολύ μικρό χρόνο σταθεροποίησης (γύρω στα 23 sec). Όμως βλέπουμε ότι υπάρχει κάποιο offset στην τιμή της εξόδου. Ενώ εμείς θέλουμε να σταθεροποιηθεί η έξοδος στο 2.5, εδώ η σταθεροποίηση γίνεται στο 2.2 περίπου γεγονός που δεν είναι επιθυμητό.

PI Ρύθμιση

Τώρα θα υπολογίσουμε τα K_C , T_I ως εξής:

$$K_C = \frac{1}{rK} \left(0.9 + \frac{r}{12} \right) = \frac{1}{0.1252 * 2} \left(0.9 + \frac{0.1252}{12} \right) = 3.6359$$

$$T_I = \tau_{del} \frac{30 + 3r}{9 + 20r} = 2.4496 * \frac{30 + 3 * 0.1252}{9 + 20 * 0.1252} = 6.468$$

Εισάγουμε τώρα αυτές τις τιμές στη ρύθμιση του ελεγκτή μας για να πάρουμε την έξοδο του συστήματος.



Σχήμα 4.16 Απόκριση PI control με την μέθοδο Cohen – Coon

Σε αυτή την περίπτωση βλέπουμε την έξοδο να κάνει κάποιες ταλαντώσεις πριν σταθεροποιηθεί, ενώ και ο χρόνος σταθεροποίησης είναι πιο μεγάλος (περίπου στα 55 sec). Όμως εδώ η τιμή της εξόδου μετά την σταθεροποίηση είναι ίδια με την τιμή του setpoint (2.5), δηλαδή δεν υπάρχει offset όπως στην προηγούμενη ρύθμιση της μεθόδου αυτής.

PID Ρύθμιση

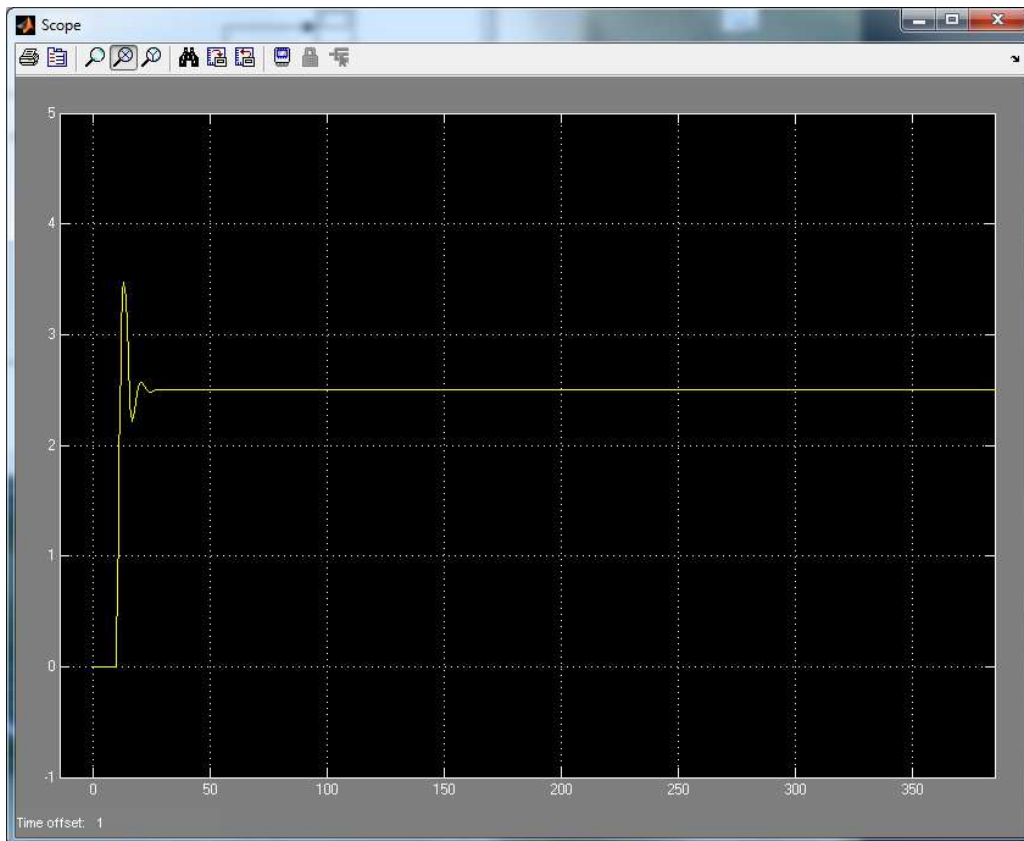
Τέλος, για την PID ρύθμιση της μεθόδου Cohen – Coon βρίσκω τις απαραίτητες τιμές:

$$K_c = \frac{1}{rK} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right) = \frac{1}{0.1252 * 2} \left(\frac{4}{3} + \frac{0.1252}{4} \right) = 5.4365$$

$$T_I = \tau_{del} \frac{32 + 6r}{13 + 8r} = 2.4496 * \frac{32 + 6 * 0.1252}{13 + 8 * 0.1252} = 5.7298$$

$$T_D = \tau_{del} \frac{4}{11 + 2r} = 2.4496 * \frac{4}{11 + 2 * 0.1252} = 0.8708$$

Εφαρμόζοντας τώρα αυτές τις τιμές στον ελεγκτή του συστήματος μας παίρνουμε την παρακάτω έξοδο:



Σχήμα 4.17 Απόκριση PID control με την μέθοδο Cohen – Coon

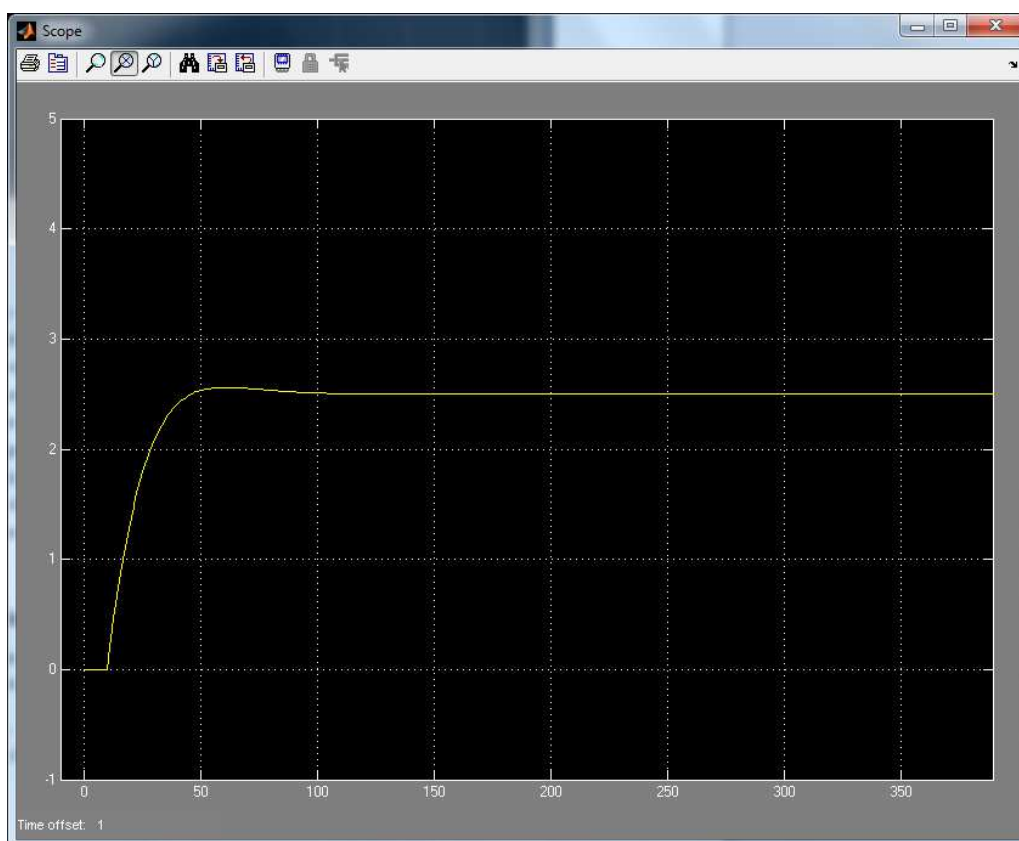
Παρατηρούμε τώρα μια συμπεριφορά της εξόδου αρκετά καλή. Υπάρχουν 2 μόνο και μικρές κορυφές ενώ η σταθεροποίηση γίνεται πολύ γρήγορα (περίπου στα 27 sec). Επίσης όπως και στην προηγούμενη ρύθμιση, η σταθεροποίηση γίνεται στην τιμή του setpoint (2.5) οπότε δεν υπάρχει κανένα offset, γεγονός πολύ ικανοποιητικό. Συνοψίζοντας τα αποτελέσματα αυτής της μεθόδου θα λέγαμε ότι ο PID έλεγχος είναι ο βέλτιστος γιατί σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα η έξοδος παίρνει την επιθυμητή τιμή. Όμως αρχικά έχει κάποιες μικρές διακυμάνσεις. Αν δεν θέλουμε αυτές τις διακυμάνσεις αλλά είμαστε ανεκτικοί σε ένα σφάλμα της τάξης του 10% στην έξοδο

τότε η βέλτιστη ρύθμιση της μεθόδου Cohen – Coon για το σύστημα μας είναι η P ρύθμιση.

4.5 Βέλτιστη αυτόματη ρύθμιση του MATLAB SIMULINK (με anti-windup)

Κάνοντας tune στον PID controller μέσα στο SIMULINK μας έδωσε τις βέλτιστες τιμές για τα K_C , T_I και T_D που είναι:

$K_C = 0.7087$, $T_I = 0.05$ και $T_D = -18.7449$. Οπότε αν βάλουμε αυτές τις τιμές στον ελεγκτή μας η έξοδος που θα πάρουμε είναι η παρακάτω:



Σχήμα 4.18 Απόκριση συστήματος με τη βέλτιστη αυτόματη ρύθμιση του SIMULINK

Παρατηρούμε ότι δεν υπάρχουν κορυφές, υπάρχει ομαλή απόκριση και τελική σταθεροποίηση στο Setpoint. Ο χρόνος σταθεροποίησης όμως είναι σχετικά μεγάλος (λίγο μεγαλύτερος από 105 sec).

Οι αποκρίσεις των παραπάνω συστημάτων θα χρησιμοποιηθούν ως βάση για την αξιολόγηση τους που θα γίνει στο επόμενο κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 – ΔΥΝΑΜΙΚΗ

ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΡΥΘΜΙΣΤΩΝ

Ο σχεδιασμός των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου/ρυθμιστών στοχεύει συνήθως σε «στενό» ή «αυστηρό» (tight) έλεγχο. Αυτό σημαίνει ότι οι ρυθμιστές σχεδιάζονται για να δίνουν μία γρήγορη απόκριση σε αλλαγές στην επιθυμητή μεταβλητή ή σε διαταραχές, χωρίς έντονες ταλαντώσεις. Για την αξιολόγηση του κατά πόσο μια ρύθμιση είναι αρκετά «αυστηρή», χρησιμοποιούνται δυναμικοί δείκτες αξιολόγησης βασισμένοι σε καθορισμένα / ντετερμινιστικά (deterministic) κριτήρια. Αυτά συνοψίζονται στα παρακάτω:

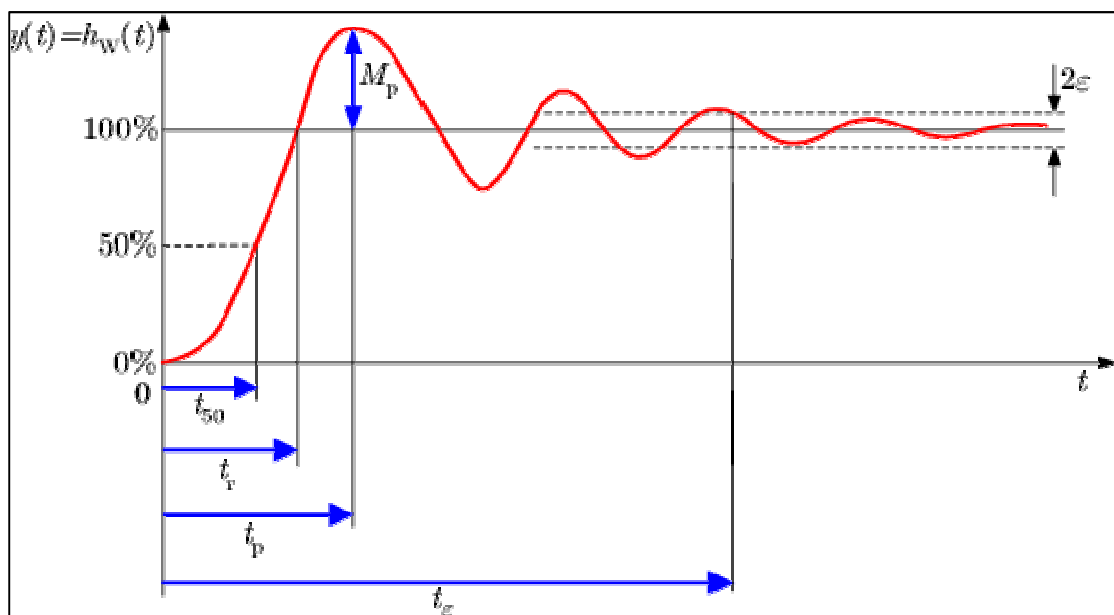
- 1) Το σύστημα κλειστού βρόχου θα πρέπει να είναι σταθερό
- 2) Η διαταραχή $e(t)$ θα πρέπει να έχει την ελάχιστη δυνατή επίδραση στην ελεγχόμενη μεταβλητή $y(t)$
- 3) Η ελεγχόμενη μεταβλητή $y(t)$ θα πρέπει να ακολουθεί την επιθυμητή μεταβλητή $y^{sp}(t)$ όσο πιο γρήγορα και με ακρίβεια είναι δυνατό
- 4) Ο ρυθμιστής θα πρέπει να μην είναι ευαίσθητος στις αλλαγές της διεργασίας

Γενικά, τα κριτήρια δυναμικής αξιολόγησης ρυθμιστών που χρησιμοποιούνται ευρέως^[4] είναι:

- Maximum overshoot (M_p): Είναι η απόκλιση αμέσως μετά την πρώτη φορά που η τιμή εξόδου περάσει από την τιμή σταθεροποίησης (steady-state value). Η τιμή αυτή συνήθως εκφράζεται ως ένα ποσοστό της τιμής σταθεροποίησης της ελεγχόμενης μεταβλητής
- Peak time (t_p): Είναι ο χρόνος που χρειάζεται για να έχουμε το Maximum overshoot. (Το σύμβολο t_p χρησιμοποιήθηκε επίσης και ως χρονική σταθερά της διεργασίας στη συνάρτηση μεταφοράς $G_p(s)$ στο κεφάλαιο 2, αλλά δεν σχετίζονται μεταξύ τους)

- Settling time (t_s): Είναι ο χρόνος που χρειάζεται η ελεγχόμενη μεταβλητή για να πάρει μια τιμή $\pm \varepsilon$ της τιμής σταθεροποίησης και να παραμείνει εκεί. Οι συνήθεις τιμές για το ε είναι 2%, 3% ή 5%
- Rise time (t_r): Είναι ο χρόνος που χρειάζεται έτσι ώστε η ελεγχόμενη μεταβλητή να πάρει για πρώτη φορά την τιμή σταθεροποίησης. Το 50% Rise time (t_{50}) ορίζεται ως ο χρόνος που χρειάζεται η ελεγχόμενη μεταβλητή για να φτάσει το 50% της τιμής σταθεροποίησης
- IAE (Integrated Absolute Error): Είναι το ολοκλήρωμα της απόλυτης τιμής του σφάλματος $\sum_{t=0}^{\infty} |h - h^{sp}|$
- ISE (Integrated Square Error): Είναι το ολοκλήρωμα του τετραγώνου του σφάλματος $\sum_{t=0}^{\infty} (h - h^{sp})^2$

Στο σχήμα 5.1 που ακολουθεί φαίνεται μια διαγραμματική αναπαράσταση των κριτηρίων αυτών για την περίπτωση μίας τυχαίας απόκρισης ενός ρυθμιστή σε μία βηματική μεταβολή της επιθυμητής μεταβλητής $y^{sp}(t)$.



Σχήμα 5.1 Διαγραμματική αναπαράσταση κριτηρίων αξιολόγησης ρυθμιστών

Αξίζει να σημειωθεί ότι ανάλογα με την εφαρμογή του εκάστοτε ρυθμιστή, τα παραπάνω κριτήρια έχουν διαφορετική βαρύτητα. Για παράδειγμα, για ένα ρυθμιστή θερμοκρασίας που απαιτείται η γρήγορη απόκριση του σε αλλαγές της επιθυμητής μεταβολής, το κυριότερο κριτήριο είναι το rise time (t_r) που θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο. Για την περίπτωση ρυθμιστών στάθμης δεξαμενών, είναι σημαντικό να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο το maximum overshoot (M_p) καθώς στόχος είναι να ελαχιστοποιηθούν οι πιθανότητες υπερχειλίσσης της δεξαμενής, ενώ οι χρόνοι peak time (t_p) settling time (t_e) και rise time (t_r) δεν είναι και τόσο κρίσιμοι. Για τις περιπτώσεις αυτές ίσως υπάρχουν άλλα, πιο επιθυμητά κριτήρια. Αν οι αποκλίσεις από την επιθυμητή μεταβλητή / σφάλματα αποτελούν σημαντικό κριτήριο ρύθμισης, τότε θα πρέπει να δοθεί βαρύτητα στα IAE και ISE.

Καθώς υπάρχει διαφορετική βαρύτητα στα κριτήρια αξιολόγησης ανάλογα με την εφαρμογή του συστήματος ρύθμισης όπως προαναφέρθηκε, δεν είναι να χρησιμοποιηθούν οι τιμές των κριτηρίων δυναμικής αξιολόγησης για σύγκριση διαφορετικών τύπων συστημάτων ρύθμισης. Κάθε ένας ρυθμιστής που αξιολογείται με τον τρόπο αυτό θα πρέπει να μελετάται ανεξάρτητα.

5.1 Αξιολόγηση ρυθμιστών στάθμης δεξαμενής βάσει δυναμικών κριτηρίων

Στο κεφάλαιο 4 είδαμε την δυναμική απόκριση ορισμένων ρυθμιστών στάθμης δεξαμενής σε βηματική μεταβολή του setpoint. Οι 11 ρυθμιστές που εξετάστηκαν και συγκεκριμένα οι σχεδιαστικές τους παράμετροι φαίνονται στον παρακάτω πίνακα 5.1. Σύμφωνα με την ποιοτική αξιολόγηση της δυναμικής απόκρισης των 11 ρυθμιστών (βλ. κεφάλαιο 4), υπάρχουν άλλοι ρυθμιστές που είχαν σταθερή και άλλοι που είχαν ασταθή απόκριση, άλλοι που είχαν την επιθυμητή συμπεριφορά κτλ.

Πίνακας 5.1 Πίνακας παραμέτρων των μεθόδων ρύθμισης

A/A	Μέθοδος ρύθμισης	K_c	T_I	T_D
1	PID- Δοκιμής και Σφάλματος	1	0.048828125	0.01

	(Βέλτιστη)			
2	P – Ziegler - Nichols	39.2707	0	0
3	PI – Ziegler - Nichols	35.70063	0.66	0
4	PID – Ziegler - Nichols	42.20082	0.4	0.1
5	P – Tyreus - Luyben (ίδιο με P –ZN)	39.2707	0	0
6	PI – Tyreus - Luyben	24.5441875	1.76	0
7	PID – Tyreus - Luyben	35.70063	1.76	0.126984
8	P – Cohen - Coon	4.16	0	0
9	PI – Cohen - Coon	3.6359	6.468	0
10	PID – Cohen - Coon	5.4365	5.7298	0.8708
11	Βέλτιστη αυτόματη ρύθμιση του SIMULINK	0.7087	0.05	-18.7449

Θα ακολουθήσει η αξιολόγηση των 11 ρυθμιστών βάσει των προαναφερθέντων δυναμικών κριτηρίων και η σύγκριση με την ανάλυση της απόκρισης του ίδιου συστήματος όπως είχε παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 4. Στον πίνακα 5.2 αντιπαρατίθενται τα δυναμικά κριτήρια αξιολόγησης των 11 ρυθμιστών που εξετάζονται για την ρύθμιση της στάθμης δεξαμενής.

Για τον προσδιορισμό των δυναμικών κριτηρίων αξιολόγησης (βλ. Πίνακα 5.2) χρησιμοποιήσαμε τους παραπάνω ορισμούς θεωρώντας ως αποδεκτό όριο ταλάντωσης / θορύβου της απόκρισης $\varepsilon=0.1$ και χρόνο εξέτασης απόκρισης 100min.

Πίνακας 5.2 Συγκεντρωτικός πίνακας κριτηρίων ελεγκτών

A/A	Overshoot	t_p	t_r	t_e	IAE	ISE
1	-	-	60	48	30.6973	40.9082
2	9.3081	12	12	>100	95.4463	382.0115
3	0.4589	11.4589	11.35	>100	25.6476	51.3667

4	0.8006	11.4527	11.25	>100	25.6473	50.8411
5	9.3081	12	12	-	95.4463	382.0115
6	0.0546	22.6577	19	12	23.1495	50.1724
7	0.4636	11.4581	11.37	12.2622	25.0618	51.3952
8	-	-	-	-	29.9375	16.6525
9	1.5647	14	12.5	33	17.3632	19.9768
10	0.967	14	12.8	20	27.6546	54.9431
11	0.0599	62	47	41	34.4483	49.6172

*Εδώ αγνοούμε κάποιες ενδείξεις θορύβου που ξεφεύγουν από τα όρια του $\pm \varepsilon$

Παραπάνω, όπου εξετάσαμε κάθε μέθοδο ρύθμισης ξεχωριστά, διατυπώσαμε και κάποια συμπεράσματα για την κάθε μέθοδο. Τώρα με βάση τον πίνακα 5.2 μπορούμε να αξιολογήσουμε συνολικά και σε σύγκριση μεταξύ τους, τους ελεγκτές που χρησιμοποιήσαμε.

1. PID Ρυθμιστής από δοκιμή και σφάλμα

Από την πρώτη εκτίμηση της απόκρισης της στάθμης της δεξαμενής σε βηματική μεταβολή παρατηρείται ότι ο πρώτος, εμπειρικά σχεδιασμένος ρυθμιστής, δίνει μία πολύ καλή απόκριση, με μικρό t_r και t_s και μηδενικό off-set. Ωστόσο, το πολύ θετικό χαρακτηριστικό της απόκρισης με το συγκεκριμένο ρυθμιστή είναι ότι δεν υπάρχει καθόλου overshoot, κάτι που είναι επιθυμητό για την περίπτωση ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

2. P – Ziegler – Nichols

Η ποιοτική αξιολόγηση της απόκρισης (βλ. Σχήμα 4.7) σε ένα αναλογικό ρυθμιστή Ziegler – Nichols δείχνει μία απόκριση με αρκετά μεγάλο θόρυβο καθώς και το αναμενόμενο off-set που δίνει ένας αναλογικός ρυθμιστής. Ωστόσο παρατηρώντας και τα δυναμικά κριτήρια αξιολόγησης φαίνεται ότι ο P – Ziegler-Nichols ρυθμιστής έχει μεγάλο overshoot αλλά και μεγάλα ISE και IAE. Επομένως αυτός ο ρυθμιστής δεν ενδείκνυται για την περίπτωση ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

3. PI – Ziegler – Nichols

Η απόκριση του συστήματος (βλ. Σχήμα 4.8) με τον αναλογικό-ολοκληρωτικό ρυθμιστή Ziegler – Nichols δείχνει μία καλύτερη συγκριτικά απόκριση, που ωστόσο παρουσιάζει μεγάλο θόρυβο/ταλάντωση. Σύμφωνα με τα δυναμικά κριτήρια αξιολόγησης, ο PI – Ziegler-Nichols ρυθμιστής έχει μεγάλο ISE και δεν φτάνει ποτέ σε αποδεκτά επίπεδα θορύβου / ταλάντωσης απόκρισης ($t_e > 100$), έχει μεγάλο overshoot αλλά και ISE και IAE. Επομένως και αυτός ο ρυθμιστής δεν ενδείκνυται για την περίπτωση ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

4. PID – Ziegler – Nichols

Η απόκριση του συστήματος (βλ. Σχήμα 4.9) με τον αναλογικό-ολοκληρωτικό-διαφορικό ρυθμιστή Ziegler – Nichols δεν έχει να παρουσιάσει κάποια σημαντική βελτίωση, είτε ποιοτικά, είτε βάσει των δυναμικών κριτηρίων του Πίνακα 5.2 . Ομοίως με πριν, ούτε σε αυτή την περίπτωση ο ρυθμιστής ενδείκνυται για την περίπτωση ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

5. P – Tyreus - Luyben (ίδιο με P –ZN)

Ο ρυθμιστής αυτός έχει ακριβώς τις ίδιες παραμέτρους με τον αναλογικό ρυθμιστή Ziegler-Nichols εκ σχεδιασμού, οπότε γι' αυτόν ισχύει ότι και για την περίπτωση εκείνη. Επομένως ο ρυθμιστής P-Tyreus-Luyben δεν ενδείκνυται για την περίπτωση ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

6. PI – Tyreus – Luyben

Ο συνδυασμός αναλογικής-ολοκληρωτικής δράσης του ρυθμιστή Tyreus-Luyben ωστόσο, παρουσιάζει σημαντικές βελτιώσεις σε σχέση με τους προηγούμενους ρυθμιστές, τόσο ποιοτικά (βλ. Σχήμα 4.10), όσο και από την εξέταση των δυναμικών κριτηρίων αξιολόγησης. Συγκεκριμένα, η απόκριση παρουσίασε αμελητέο overshoot, αλλά και πολύ γρήγορους χρόνους απόκρισης t_r και t_e . Το μόνο μειονέκτημά του είναι μία μικρή ταλάντωση/θόρυβος που πιθανώς να είναι αποδεκτή, ανάλογα με την εφαρμογή. Επομένως αυτός ο ρυθμιστής θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για έλεγχο στάθμης δεξαμενής, εφόσον μία μικρή αστάθεια/θόρυβος στη στάθμη της δεξαμενής δεν θα δημιουργεί λειτουργικά προβλήματα (π.χ. υπερχειλίση).

7. PID – Tyreus – Luyben

Η απόκριση του συστήματος (βλ. Σχήμα 4.11) με τον αναλογικό-ολοκληρωτικό-διαφορικό ρυθμιστή Tyreus-Luyben είναι συγκρίσιμη με την αντίστοιχη PI-ρύθμιση. Η διαφορά βρίσκεται στην ελαφρώς γρηγορότερη απόκριση (μικρότερο t_p , t_r) αλλά και το μεγαλύτερο overshoot. Μάλιστα το overshoot μπορεί να είναι απαγορευτικό για την τελική εφαρμογή σε σύστημα ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

8. P – Cohen – Coon

Η ποιοτική αξιολόγηση της απόκρισης (βλ. Σχήμα 4.15) σε έναν αναλογικό ρυθμιστή Cohen-Coon δείχνει μία απόκριση χωρίς θόρυβο (σε αντίθεση με τον αντίστοιχο αναλογικό ρυθμιστή κατά Ziegler-Nichols). Βέβαια η παρουσία του offset είναι αναπόφευκτη λόγω της παρουσίας μόνο αναλογικής ρύθμισης. Αν ένα τέτοιο offset είναι αποδεκτό για την λειτουργία του υπό εξέταση συστήματος, αυτός ο ρυθμιστής μπορεί να ενδείκνυται για την περίπτωση ελέγχου στάθμης δεξαμενής.

9. PI – Cohen – Coon

Η ολοκληρωτική δράση του PI-Cohen-Coon ρυθμιστή διορθώνει το offset αλλά δίνει ένα μεγάλο overshoot, που καθιστά απαγορευτική την προοπτική εφαρμογής του για την ρύθμιση στάθμης δεξαμενής. Αυτό συνάδει και με την ποιοτική αξιολόγηση του ρυθμιστή (βλ. Σχήμα 4.16).

10. PID – Cohen – Coon

Ο συνδυασμός αναλογικής, ολοκληρωτικής και διαφορικής δράσης του PID-Cohen-Coon ρυθμιστή δίνει μία καλύτερη συμπεριφορά σε σχέση με τον αντίστοιχο PI ρυθμιστή, αλλά με επίσης μεγάλο overshoot, που επιβεβαιώνεται και απλώς παρατηρώντας την απόκριση του ρυθμιστή (βλ. Σχήμα 4.17). Ως αποτέλεσμα, ούτε ο PID Cohen-Coon ρυθμιστής ενδείκνυται για τη ρύθμιση στάθμης δεξαμενής.

11. Βέλτιστη αυτόματη ρύθμιση του SIMULINK

Η ποιοτική αξιολόγηση της απόκρισης του βέλτιστου ρυθμιστή του SIMULINK με anti-windup (βλ. Σχήμα 4.18) δείχνει ένα σταθερό ρυθμιστή, χωρίς θόρυβο/ταλαντώσεις, που έχει μια αργή (μεγάλοι σχετικά χρόνοι t_p , t_r

και t_e) αλλά σταθερή προσέγγιση στη νέα επιθυμητή τιμή του set-point. Ένα αμελητέο overshoot δεν θα μπορούσε να επηρεάσει την λειτουργία ενός τέτοιου συστήματος. Ένας τέτοιος ρυθμιστής θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο στάθμης δεξαμενής αν ήταν αποδεκτή μια πιο αργή αλλά ωστόσο σταθερή απόκριση του συστήματος.

Σύμφωνα με την παραπάνω ανάλυση βασισμένη στα δυναμικά κριτήρια αξιολόγησης, τρεις από τους έντεκα ρυθμιστές θα μπορούσαν να εφαρμοστούν για κάθε σύστημα ελέγχου στάθμης δεξαμενής. Πρόκειται για τους ρυθμιστές α) PID από τη μέθοδο Δοκιμής και Σφάλματος, β) PI από τη μέθοδο Tyreus – Luyben και γ) PID με βάση το σχεδιασμό βέλτιστου ρυθμιστή του SIMULINK με anti-windup. Ωστόσο, αν θα έπρεπε να επιλεγεί ένας σχεδιασμός ρυθμιστή από τους παραπάνω τρεις, αυτός θα ήταν ο PI βάσει του Tyreus-Luben.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 – ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΗ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΡΥΘΜΙΣΤΩΝ

Η αξιολόγηση ρυθμιστών σε μια χημική βιομηχανία που αποτελείται από εκατοντάδες και πολλές φορές χιλιάδες συστήματα αυτομάτου ελέγχου, επιβάλλει τη χρήση γενικών κριτηρίων αξιολόγησης και σύγκρισης της αποτελεσματικότητας των ρυθμιστών. Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάστηκαν δυναμικά κριτήρια αξιολόγησης ρυθμιστών, που βασίζονται στην απόκριση των κλειστών συστημάτων σε συνηθισμένες μεταβολές (βηματικές αλλαγές στο set-point). Ωστόσο οι δυναμικοί αυτοί δείκτες δεν συγκρίνουν την αποτελεσματικότητα ενός ρυθμιστή σε σχέση με κάποιο συγκεκριμένο κριτήριο, που μπορεί να επιτρέψει τη σύγκριση διαφόρων ρυθμιστών μεταξύ τους ή ακόμα και την επιλογή των ρυθμιστών που χρειάζονται άμεση παρέμβαση ανάμεσα σε πολλούς.

Ο πρώτος και πιο αποτελεσματικός δείκτης αξιολόγησης ρυθμιστών αναπτύχθηκε από τον Harris (1989)^[5]. Ο Harris βασίστηκε στο γενικότερο στοχαστικό στόχο ελαχιστοποίησης της μεταβλητότητας (variance) της διεργασίας.

Δείκτης ελαχίστου μεταβλητότητας

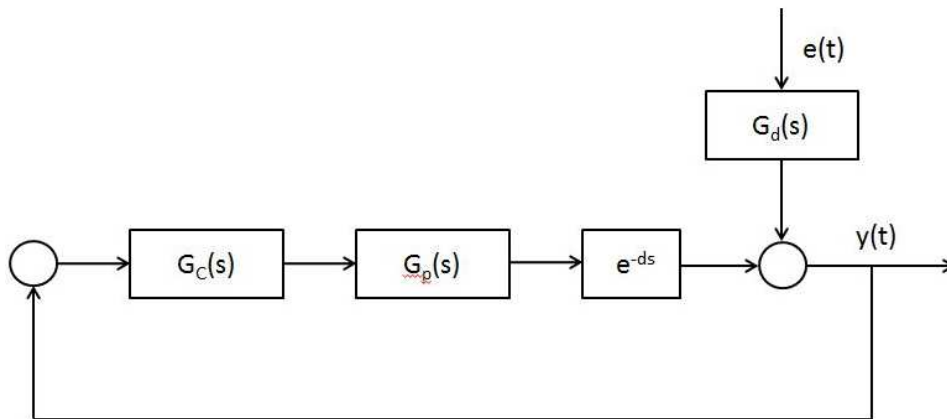
Ο δείκτης ελαχίστου μεταβλητότητας ή Minimum Variance (MV) based index βασίζεται στην μέθοδο αξιολόγησης του Harris. Ο στοχαστικός αυτός δείκτης συγκρίνει τη μεταβλητότητα του εκάστοτε ρυθμιστή με αυτή του ρυθμιστή ελάχιστης μεταβλητότητας (minimum variance controller). Στο σημείο αυτό θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο ρυθμιστής ελάχιστης μεταβλητότητας είναι ένας θεωρητικός ρυθμιστής που χρησιμοποιείται μόνο ως κριτήριο σύγκρισης, ενώ δεν μπορεί να εφαρμοστεί ποτέ στην πράξη.

Ο Harris έδειξε ότι για μια διεργασία με συντελεστή υστέρησης d (delay), ένα μέρος της μεταβλητότητας της εξόδου δεν εξαρτάται από τον έλεγχο της διεργασίας και μπορεί να προσδιοριστεί είτε από τα συστήματα της διεργασίας, είτε από λειτουργικά

δεδομένα. Το μέρος αυτό της μεταβλητότητας της εξόδου χαρακτηρίζει το ρυθμιστή ελαχίστου μεταβλητότητας.

Πιο συγκεκριμένα, ας θεωρήσουμε ένα σύστημα κλειστού βρόχου που αποτελείται από ένα ρυθμιστή, μια διεργασία με χρονική υστέρηση και μια διαταραχή που ορίζονται από τις συναρτήσεις μεταφοράς $G_c(s)$, $G_p(s)$ με e^{-ds} και $G_d(s)$ αντίστοιχα, που φαίνεται και σχηματικά στο Σχήμα 6.1. Για να χαρακτηριστεί η μεταβλητότητα του συστήματος αυτού, θα πρέπει να προσδιοριστεί η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου μεταξύ της διαταραχής $e(t)$ και της μεταβλητής εξόδου $y(t)$, η οποία είναι:

$$y(s) = \frac{G_d(s)}{1 + G_c(s) \cdot G_p(s) \cdot e^{-ds}} e(s)$$



Σχήμα 6.1 Απλοποιημένο διάγραμμα συστήματος κλειστού βρόχου

Βάσει της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου μπορεί να προσδιοριστεί η μεταβλητότητα του κλειστού συστήματος του εκάστοτε ρυθμιστή. Η μεταβλητότητα $\sigma_{y(t)}^2$ μπορεί να προσδιοριστεί από το άθροισμα των τετραγώνων των συντελεστών απόκρισης σε στιγμιαία μεταβολή (impulse response coefficients) της διαταραχής $e(t)$:

$$\sigma_{y(t)}^2 = (1 + \varphi_1^2 + \varphi_2^2 + \dots + \varphi_{d-1}^2 + \dots) \sigma_{e(t)}^2$$

όπου φ_i ($i=1, 2, \dots$) είναι οι συντελεστές απόκρισης του $y(t)$ σε στιγμιαία μεταβολή της διαταραχής $e(t)$, και $\sigma_{e(t)}^2$ η μεταβλητότητα της διαταραχής $e(t)$.

Η θεωρητικά ελάχιστη μεταβλητότητα σ_{MV}^2 μπορεί να επιτευχθεί από το ρυθμιστή ελαχίστου μεταβλητότητας (minimum variance controller) που υπολογίζεται από το άθροισμα των τετραγώνων των πρώτων d συντελεστών απόκρισης του $y(t)$ σε στιγμιαία μεταβολή της διαταραχής $e(t)$:

$$\sigma_{MV}^2 = (1 + \varphi_1^2 + \varphi_2^2 + \dots + \varphi_{d-1}^2) \sigma_{e(t)}^2$$

όπου d ο συντελεστής υστέρησης της διεργασίας (delay).

Γνωρίζοντας τη μεταβλητότητα του συστήματος με τον εκάστοτε ρυθμιστή $\sigma_{y(t)}^2$ και τη θεωρητικά ελάχιστη μεταβλητότητα σ_{MV}^2 μπορεί να υπολογιστεί ο δείκτης αξιολόγησης του ρυθμιστή, ξ :

$$\xi = \frac{\sigma_{y(t)}^2}{\sigma_{MV}^2} = \frac{(1 + \varphi_1^2 + \varphi_2^2 + \dots + \varphi_{d-1}^2 + \dots)}{(1 + \varphi_1^2 + \varphi_2^2 + \dots + \varphi_{d-1}^2)}$$

Καθώς η μεταβλητότητα του κάθε ρυθμιστή $\sigma_{y(t)}^2$ θα είναι μεγαλύτερη από τη θεωρητικά ελάχιστη σ_{MV}^2 , ο δείκτης αξιολόγησης ξ θα είναι μεγαλύτερος από 1. Μάλιστα, όσο μεγαλύτερος ο δείκτης, τόσο χειρότερη η συμπεριφορά του αντίστοιχου ρυθμιστή, σε σχέση πάντα με τον ρυθμιστή ελαχίστου μεταβλητότητας.

Αξιολόγηση ρυθμιστών στάθμης δεξαμενής βάσει δείκτη ελαχίστου μεταβλητότητας

Με βάση το δείκτη αξιολόγησης ελαχίστου μεταβλητότητας ξ , μπορεί να προσδιοριστεί και να αξιολογηθεί η συμπεριφορά των 11 ρυθμιστών που σχεδιάστηκαν στο κεφάλαιο 4 και που τα συγκεντρωτικά τους στοιχεία υπάρχουν

στον πίνακα 5.2. Ο προσδιορισμός του δείκτη ζ για κάθε περίπτωση έγινε με βάση τη συνάρτηση MVIndex του MATLAB (βλ. Παράρτημα Ε).

Στον Πίνακα 6.1 παρατίθενται οι δείκτες αξιολόγησης ζ των 11 ρυθμιστών.

Πίνακας 6.1 Πίνακας παραμέτρων των μεθόδων ρύθμισης

A/A	Μέθοδος ρύθμισης	ζ
1	PID- Δοκιμής και Σφάλματος (Βέλτιστη)	1.0048
2	P – Ziegler – Nichols	1.9946×10^{293}
3	PI – Ziegler – Nichols	inf
4	PID – Ziegler – Nichols	5.1863×10^{274}
5	P – Tyreus - Luyben (ίδιο με P –ZN)	1.9946×10^{293}
6	PI – Tyreus – Luyben	inf
7	PID – Tyreus – Luyben	inf
8	P – Cohen – Coon	1.0058
9	PI – Cohen – Coon	inf
10	PID – Cohen – Coon	1.0035
11	Βέλτιστη αυτόματη ρύθμιση του SIMULINK	1.0055

Στον παραπάνω πίνακα βλέπουμε ότι αρκετοί από τους ρυθμιστές μας έχουν δείκτη αξιολόγησης που είτε τείνει στο άπειρο (ρυθμιστές 3, 6, 7, 9) είτε είναι ένα πολύ μεγάλο νούμερο (ρυθμιστές 2, 4, 5). Αυτό σημαίνει ότι η ρύθμιση που πετυχαίνουμε μέσω αυτών των ρυθμιστών δεν είναι καλή. Αν ανατρέξουμε στο κεφάλαιο 4 όπου εφαρμόσαμε τις μεθόδους ρύθμισης στο σύστημα μας, θα επιβεβαιώσουμε το αποτέλεσμα αυτό καθώς η απόκριση του συστήματος σε κάθε μια από αυτές τις περιπτώσεις είναι ασταθής. Υπάρχουν όμως και ρυθμιστές με κριτήριο αξιολόγησης ζ το οποίο είναι κοντά στη μονάδα (ρυθμιστές 1, 8, 10, 11). Αυτό σημαίνει ότι αυτές οι

μέθοδοι ρύθμισης, όταν εφαρμόστηκαν στο σύστημα μας, έδωσαν πολύ καλά αποτελέσματα. Αυτό επιβεβαιώνεται και εδώ από τα αποτελέσματα που προέκυψαν στο κεφάλαιο 4. Για παράδειγμα η έξοδος του συστήματος μας όταν εφαρμόστηκε η PID ρύθμιση με τη μέθοδο Cohen-Coon που φαίνεται στο σχήμα 4.17, μας δείχνει μια πολύ ομαλή συμπεριφορά με λίγες κορυφές και πολύ γρήγορη σταθεροποίηση στο setpoint που είχαμε θέσει χωρίς καθόλου απόκλιση. Η τιμή του κριτηρίου αξιολόγησης $\zeta = 1.0035$ έρχεται να επιβεβαιώσει το παραπάνω αποτέλεσμα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 – ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΣΕ ΡΥΘΜΙΣΤΗ ΣΤΑΘΜΗΣ ΠΙΛΟΤΙΚΗΣ ΜΟΝΑΔΑΣ

7.1 Περιγραφή πιλοτικής μονάδας υδρογονοεπεξεργασίας VB01

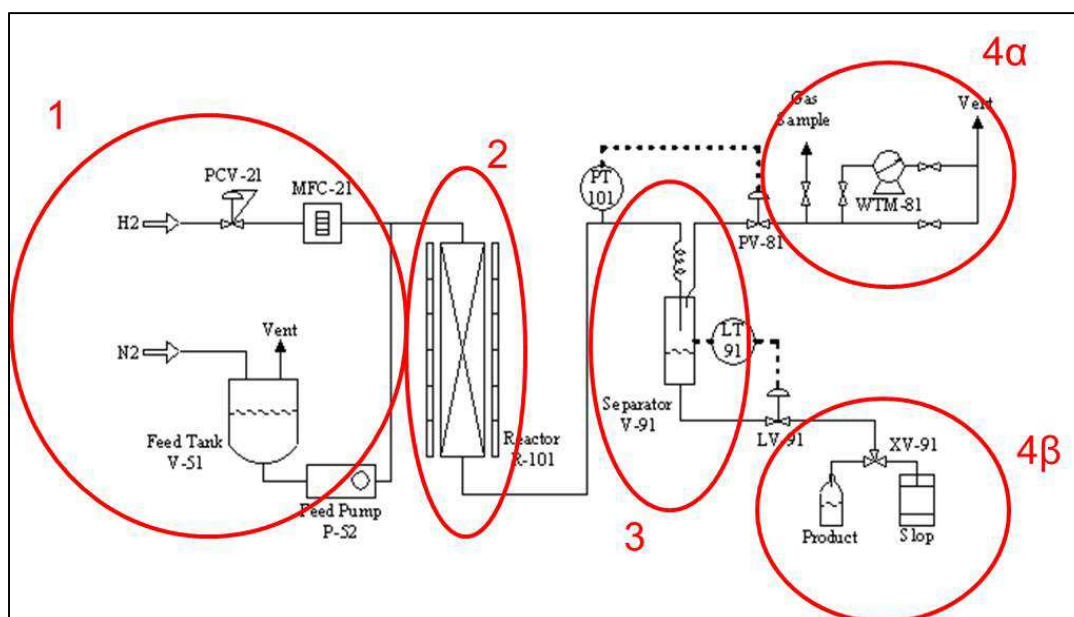
Η πειραματική εφαρμογή της θεωρητική μελέτη των μεθόδων ρύθμισης έγινε στην πιλοτική μονάδα υδρογονοεπεξεργασίας VB01 του Εργαστηρίου Περιβαλλοντικών Καυσίμων και Υδρογονανθράκων (ΕΠΚΥ), που βρίσκεται στο Ινστιτούτο Χημικών Διεργασιών και Ενεργειακών Πόρων (ΙΔΕΠ) του Εθνικού Κέντρου Έρευνας και Τεχνολογικής Ανάπτυξης (ΕΚΕΤΑ). Η VB01 συνδυάζει την ευελιξία των πιλοτικών μονάδων επιτρέποντας υψηλές πιέσεις και θερμοκρασίες, αλλά ταυτόχρονα και τη μελέτη κινητικών φαινομένων με την κλίμακα μεγέθους της.



Εικόνα 7.1. Πιλοτική μονάδα υδρογονοπυρόλυσης VB01

Όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα η μονάδα αποτελείται από τα εξής μέρη :

- 1) Σύστημα τροφοδοσίας
- 2) Σύστημα αντίδρασης
- 3) Σύστημα διαχωρισμού προϊόντων
- 4) Σύστημα συλλογής προϊόντων (α – αέρια προϊόντα, β – υγρά προϊόντα)



Σχήμα 7.2. Σχηματικό διάγραμμα ροής της μονάδας VB01

Το σύστημα τροφοδοσίας αποτελείται από το δοχείο τροφοδοσίας, στο οποίο το υγρό βρίσκεται κάτω από ατμόσφαιρα αζώτου και τροφοδοτείται μέσω της αντλίας (P-52) στον αντιδραστήρα (Εικόνα 7.2). Το δοχείο τροφοδοσίας είναι θερμαινόμενο έτσι ώστε να διατηρούνται βαριές τροφοδοσίες (π.χ. VGO) σε υγρή κατάσταση. Παράλληλα υπάρχει και μια αντλία ανακύκλωσης της τροφοδοσίας μέσω της οποίας επανακυκλοφορεί η υγρή τροφοδοσία για να επιτευχθεί ομοιογενές μίγμα. Θα πρέπει να αναφερθεί ότι λόγω του μεγάλου σημείου ροής των βαριών τροφοδοσιών (οι οποίες είναι συνήθως στερεές σε θερμοκρασία περιβάλλοντος), όλες οι γραμμές της τροφοδοσίας είναι θερμαινόμενες. Όσον αφορά την παροχή υδρογόνου (H_2), αυτό τροφοδοτείται στη μονάδα μέσω του κεντρικού συστήματος αερίων. Η πίεση του υδρογόνου ρυθμίζεται από τη βάνα PCV – 21, ενώ η παροχή του καθορίζεται από το ρυθμιστή μαζικής παροχής MFC – 21. Τέλος αξίζει να σημειωθεί ότι η αντλία

τροφοδοσίας (P-52) εξασφαλίζει την εισροή της υγρής τροφοδοσίας στις γραμμές υψηλής πίεσης όπου αυτή αναμιγνύεται με το υδρογόνο H_2 .



Εικόνα 7.2. Σύστημα τροφοδοσίας



Εικόνα 7.3. Αντιδραστήρας

Το σύστημα της αντίδρασης είναι ο καταλυτικός αντιδραστήρας (Εικόνα 7.3). Ο αντιδραστήρας αποτελείται από μια καταλυτική κλίνη στην οποία τοποθετείται ο καταλύτης και το υπόστρωμα αδρανούς υλικού. Η κατάλληλη τοποθέτηση των σωματιδίων του καταλύτη και του αδρανούς υλικού διαφορετικής κοκκομετρίας γίνεται σε διάφορες ζώνες μέσα στον αντιδραστήρα, σύμφωνα με τις ανάγκες του κάθε πειράματος.

Η θέρμανση του αντιδραστήρα γίνεται εξωτερικά από 6 ανεξάρτητες ζώνες θέρμανσης και ελέγχεται με θερμοστοιχεία κατάλληλα προσαρμοσμένα εσωτερικά αλλά και εξωτερικά σε όλο το ύψος του αντιδραστήρα (Εικόνα 7.4). Καθώς η τροφοδοσία (υγρή + H_2) διέρχεται μέσα από τον αντιδραστήρα, λαμβάνουν χώρα οι αντιδράσεις υδρογονοαποθείωσης, υδρογονοαπαζώτωσης, κορεσμού ακόρεστων δεσμών, καθώς και υδρογονοδιάσπασης. Αξίζει να σημειωθεί ότι λόγω των υψηλών θερμοκρασιών και πιέσεων, μέσα στον αντιδραστήρα εμφανίζονται τρεις φάσεις: η υγρή φάση (ένα μέρος της υγρής τροφοδοσίας), η αέρια φάση (ένα μέρος της τροφοδοσίας + H_2) καθώς και η στερεή φάση (καταλύτης). Για το λόγο αυτό και ένα μεγάλο μέρος του καυσίμου εξέρχεται από τον αντιδραστήρα υπό μορφή αερίου που

μετά την έξοδο από τον αντιδραστήρα διέρχεται από το σύστημα διαχωρισμού όπου ψύχεται και να υγροποιείται.



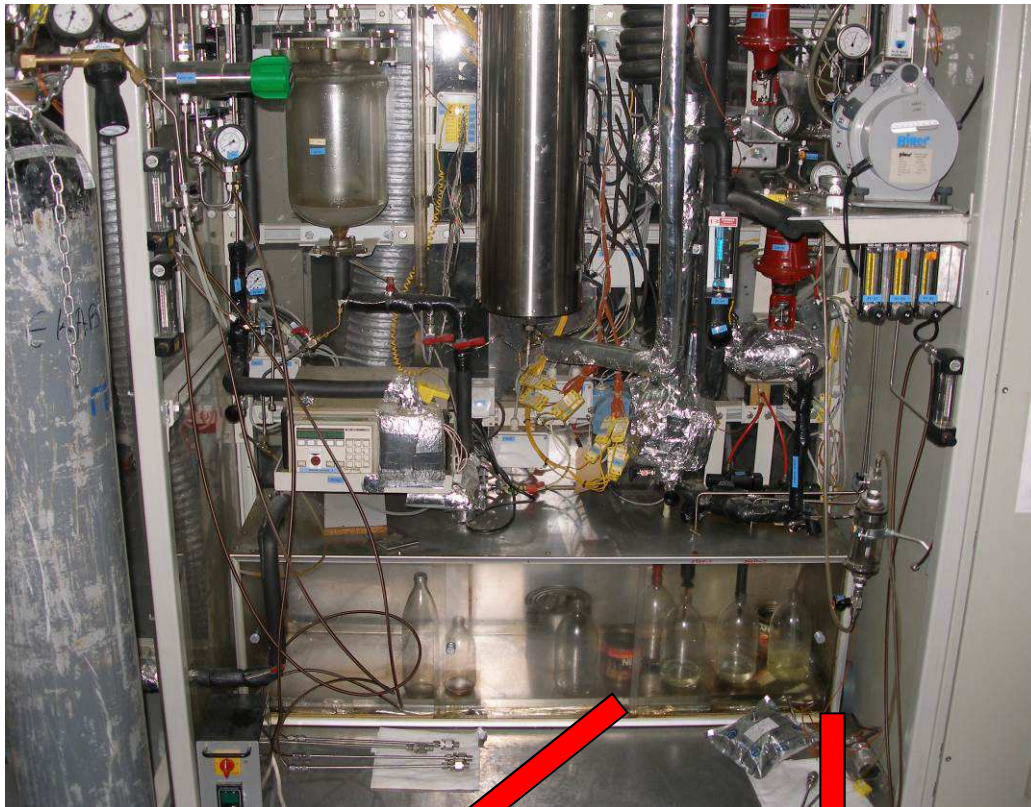
Εικόνα 7.4. Αντιδραστήρας και θερμοστοιχεία

Ο διαχωρισμός των προϊόντων επιτυγχάνεται με την δίοδο τους από έναν συμπακνωτή διπλού σωλήνα και στη συνέχεια από το διαχωριστή V-91, όπου διαχωρίζονται τα υγρά από τα αέρια προϊόντα (Εικόνα 7.5). Τα υγρά οδηγούνται μέσω της βάνας LV-91 από το κάτω τμήμα του διαχωριστή προς την έξοδο, ενώ τα αέρια μέσω της βάνας PV-81 από τη κορυφή του διαχωριστή για δειγματοληψία ή μέτρηση της παροχής τους. Η βάνα των αερίων PV-81 ελέγχει τη πίεση της μονάδας. Η σωστή λειτουργία του διαχωριστή βασίζεται στη διατήρηση της στάθμης του υγρού σε ένα επιθυμητό επίπεδο με τη βοήθεια του συστήματος ρύθμισης στάθμης (LT-91). Αυτό το σύστημα ρύθμισης αποτελεί και τη βάση για την πειραματική εφαρμογή των συστημάτων ρύθμισης που περιγράφηκαν σε προηγούμενα κεφάλαια, καθώς αποτελεί και την μεγαλύτερη πρόκληση για τη σταθερή λειτουργία της μονάδας υδρογονοεπεξεργασίας VB01.

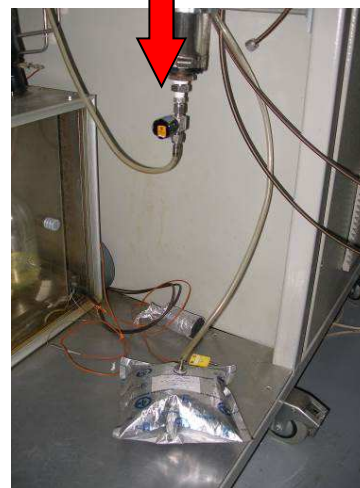


Εικόνα 7.5. Συμπυκνωτής διπλού σωλήνα και διαχωριστής V-91

Για τη συλλογή των προϊόντων το υγρό προϊόν διέρχεται από μια τρίοδη βάννα (XV-91) και υπάρχει δυνατότητα συλλογής του ή απόρριψής του στα απόβλητα. Η δειγματοληψία του προϊόντος ρυθμίζεται αυτόματα ανάλογα με τις απαιτήσεις του εκάστοτε πειράματος. Τα αέρια προϊόντα μπορούν είτε να διοχετεύονται στο σύστημα εξαερισμού του εργαστηρίου (vent) είτε να συλλέγονται για ανάλυση με τη βοήθεια κατάλληλης σακούλας δειγματοληψίας αερίου.



Εικόνα 7.6. Τρίοδη βάνα για την συλλογή υγρού προϊόντος



Εικόνα 7.7. Σακούλα δειγματοληψίας αέριου δείγματος

Για τις ανάγκες τις παρούσας εργασίας θα γίνει ρύθμιση της στάθμης του υγρού της δεξαμενής βρίσκεται στο τρίτο μέρος της μονάδας, εκεί που γίνεται ο διαχωρισμός των προϊόντων. Η δεξαμενή αυτή (Εικόνα 7.8), είναι ουσιαστικά ένας μεγάλος σωλήνας που όπως φαίνεται και από την εικόνα είναι μονωμένος για να μην υπάρχει επίδραση εξωτερικών παραγόντων (π.χ. πίεση, θερμοκρασία) πάνω του.



Εικόνα 7.8. Δεξαμενή στην οποία εφαρμόζουμε την ρύθμιση της στάθμης



Εικόνα 7.9. Βάνα που ελέγχει τη ροή εισόδου στη δεξαμενή

Η βάνα η οποία είναι το τελικό στοιχείο ελέγχου του συστήματος μας φαίνεται στην Εικόνα 7.9. Μέσω αυτής ελέγχουμε τη ροή εισόδου και ρυθμίζουμε το επιθυμητό ύψος της στάθμης στη δεξαμενή. Η βάνα αυτή, όπως φυσικά και όλα τα υποσυστήματα της πιλοτικής μονάδας, είναι συνδεδεμένη με το σύστημα αυτομάτου ελέγχου και ελέγχεται πλήρως από έναν υπολογιστή.

7.2 Σχεδιασμός ρυθμιστή PID με τη μέθοδο Δοκιμής και Σφάλματος

Μετά την περιγραφή της πειραματικής μονάδας θα γίνει η εφαρμογή κάποιων από τις μεθόδους ρύθμισης που μελετήσαμε θεωρητικά στο κεφάλαιο 4. Αρχικά θα εφαρμοστεί η μέθοδος Δοκιμής και Σφάλματος (Trial and Error). Η μέθοδος αυτή, όπως έχουμε δει, είναι πολύ απλή και δεν απαιτεί γνώση της δυναμικής της διεργασίας. Για τους λόγους αυτούς χρησιμοποιείται σε μεγάλο βαθμό στη βιομηχανία και είναι πολύ χρήσιμη και ουσιαστική η μελέτη της.

Οι παράμετροι του συστήματος μας που πρέπει να ρυθμιστούν φαίνονται στην Εικόνα 7.10 .

Pband	100
Reset	0.02
Rate	0

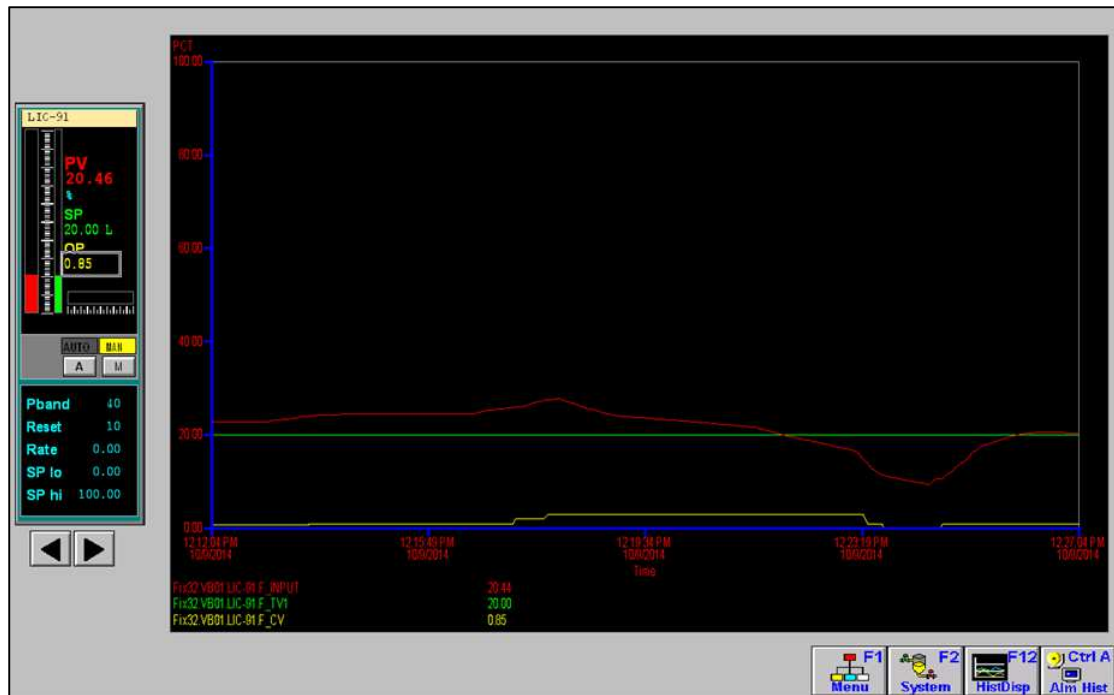
Εικόνα 7.10. Παράμετροι ρυθμιστή

Το Pband υπολογίζεται από τη σχέση $Pband = \frac{100}{K_c}$. Το Reset είναι το T_I ενώ το Rate είναι το T_D . Επίσης θα πρέπει να είμαστε σε θέση να αλλάζουμε και το setpoint της στάθμης του συστήματος. Στην Εικόνα 7.11 φαίνεται το setpoint (SP) της στάθμης, η τρέχουσα τιμή της στάθμης (PV) και το άνοιγμα της βάνας (OP). Όλες αυτές οι τιμές είναι σε ποσοστό %.



Εικόνα 7.11. Ενδείξεις λειτουργικών τιμών

Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 7.12) βλέπουμε το σύστημα μας σε κατάσταση ηρεμίας όπου το setpoint είναι σταθερό (πράσινη γραμμή), το current value να είναι πολύ κοντά στο setpoint (κόκκινη γραμμή), ενώ η βάνα της ροής εισόδου να είναι σχεδόν κλειστή (κίτρινη γραμμή). Σε αυτή τη φάση το σύστημα μας είναι στο manual (Εικόνα 7.13) που σημαίνει ότι είναι ανοιχτού βρόχου και δεν υπάρχει ανάδραση.



Εικόνα 7.12 Σύστημα σε ηρεμία, χωρίς ανάδραση



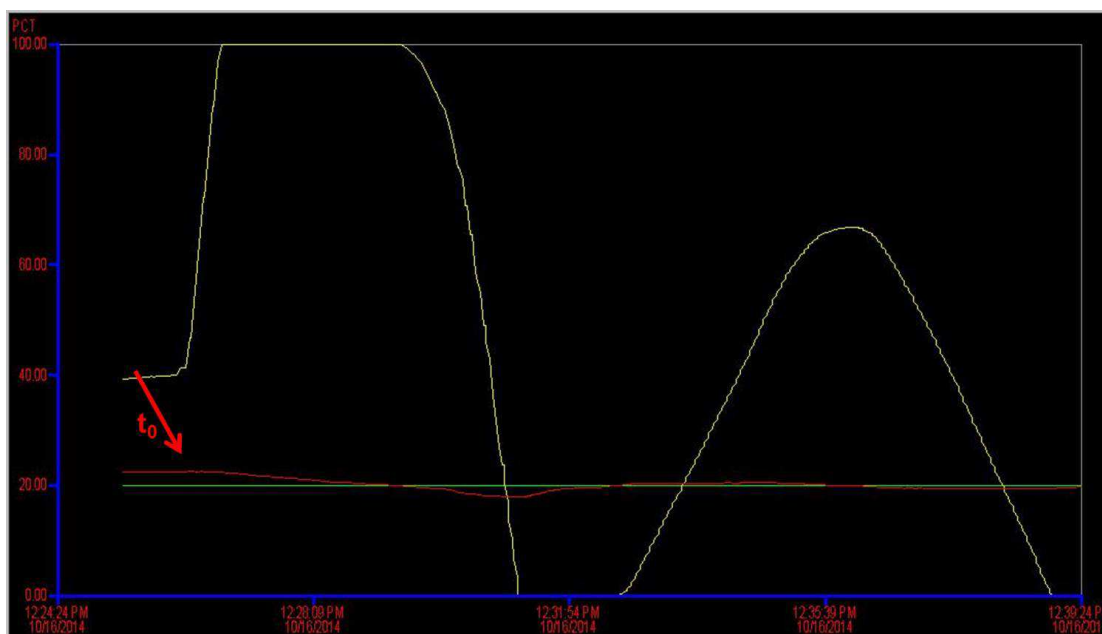
Εικόνα 7.13 Ρύθμιση για σύστημα με ανάδραση ή όχι

Για τις δοκιμές της μεθόδου Trial and Error χρησιμοποιήσαμε τις τιμές που φαίνονται στον παρακάτω πίνακα. Να σημειωθεί ότι δεν έχουμε βάλει όλες τις τιμές που χρησιμοποιήσαμε στη θεωρία για θέμα οικονομίας χρόνου. Έχουμε χρησιμοποιήσει τέσσερις αντιπροσωπευτικούς συνδυασμούς από αυτούς της θεωρίας.

Πίνακας 7.1 Τιμές παραμέτρων για μέθοδο Trial and Error

A/A	$K_c / (PB = \frac{100}{K_c})$	T_I (reset)	T_D (rate)
1	0.5 / 200	0.01	0
2	1 / 100	0.02	0
3	1.25 / 80	0.05	0.0125
4	2 / 50	0.08	0.02

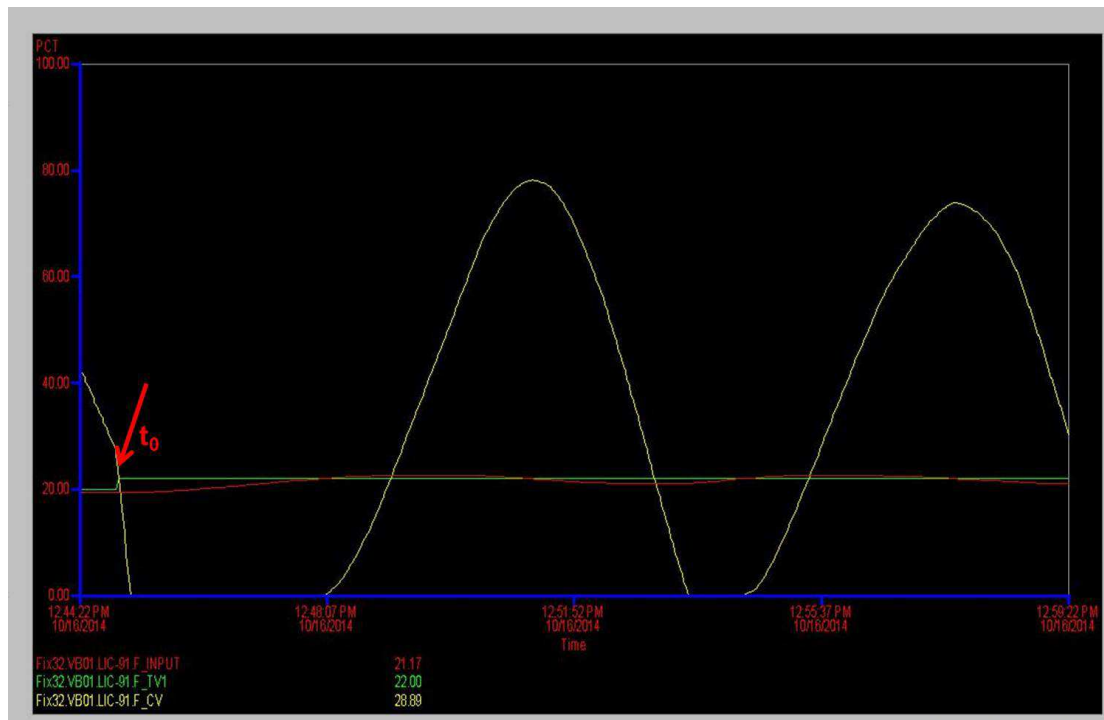
Στο πρώτο πείραμα που κάναμε ($K_c=0.5$, $T_I=0.01$, $T_D=0$) πήραμε την απόκριση που φαίνεται στην Εικόνα 7.14 .



Εικόνα 7.14 Trial & Error πείραμα Νο1

Εδώ παρατηρούμε ότι ενώ είχαμε μια τιμή της στάθμης (κόκκινη γραμμή) που είχε σταθερή απόκλιση από το setpoint (πράσινη γραμμή), μόλις βάλουμε τις επιθυμητές τιμές για τις παραμέτρους (χρονική στιγμή t_0), η τιμή της στάθμης άρχισε να πλησιάζει το setpoint και να κάνει μια πολύ μικρή ταλάντωση γύρω από αυτό. Παρατηρούμε ότι τη χρονική στιγμή t_0 που εφαρμόσαμε τη ρύθμιση το άνοιγμα της βάνας (κίτρινη γραμμή) αυξήθηκε απότομα έτσι ώστε να μειωθεί η στάθμη και στη συνέχεια προσαρμοζόταν ανάλογα με τις απαιτήσεις. Βλέπουμε ότι η ρύθμιση αυτή έχει ένα πολύ καλό αποτέλεσμα, καθώς έχει μικρό offset και μικρό χρόνο σταθεροποίησης.

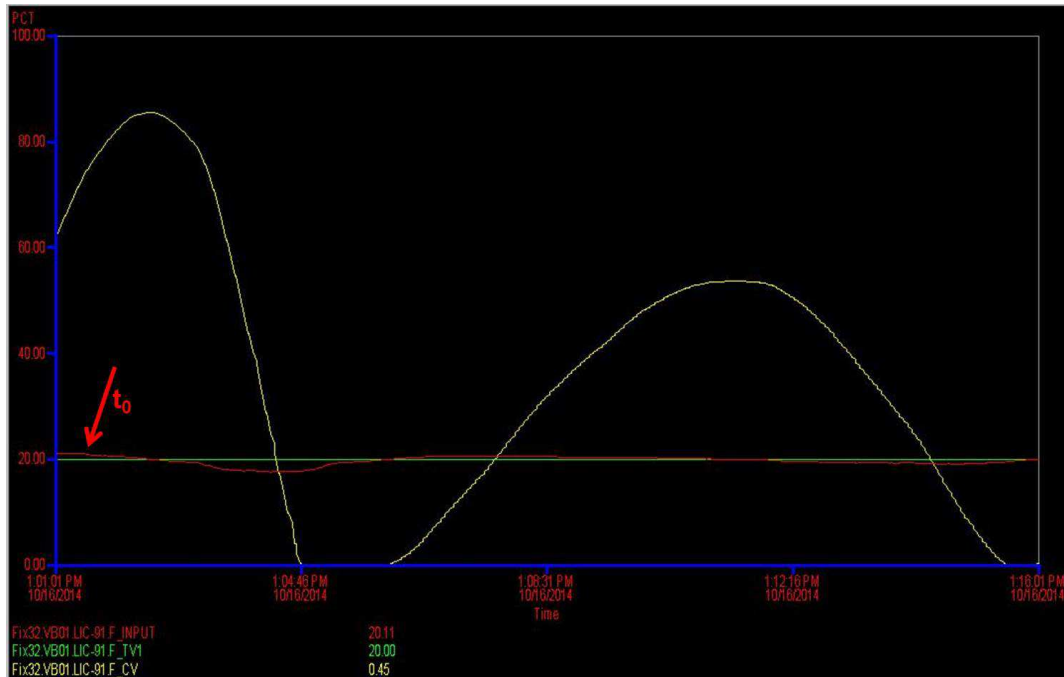
Στο επόμενο πείραμα (No. 2) χρησιμοποιήσαμε τις τιμές $K_c=1$, $T_I=0.02$, $T_D=0$. Η έφοδος των μεταβλητών του συστήματος μας για αυτή την περίπτωση φαίνεται στην Εικόνα 7.15 που ακολουθεί.



Εικόνα 7.15 Trial & Error πείραμα Νο2

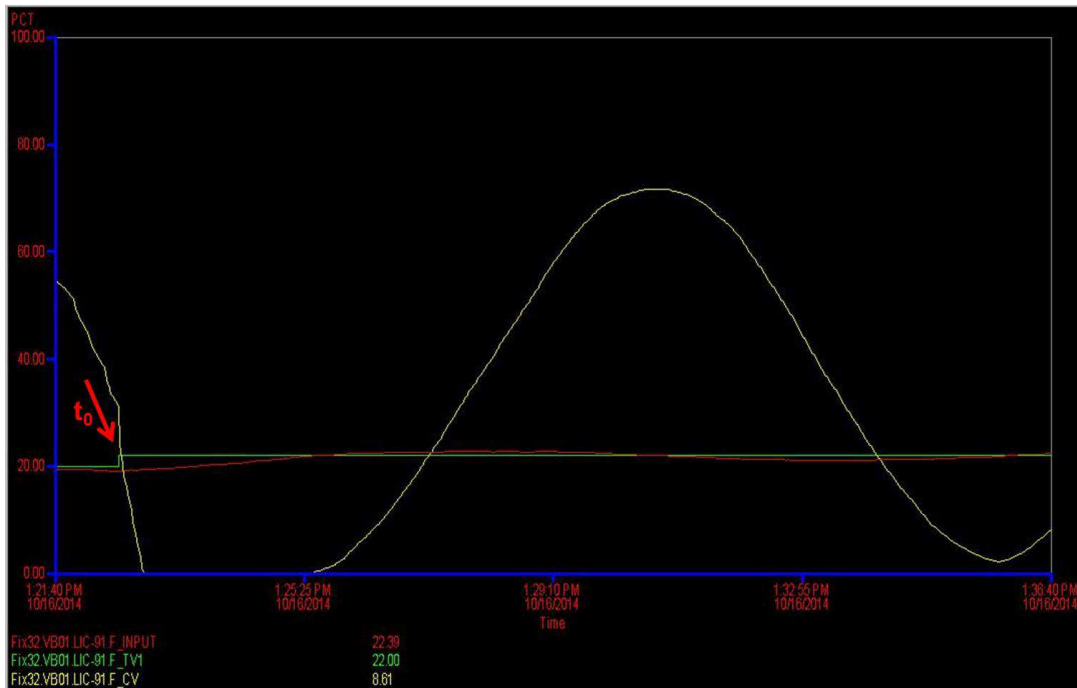
Τώρα, τη στιγμή t_0 αλλάζουμε το setpoint από 20 σε 22 και παρατηρούμε το αποτέλεσμα στην έξοδο μας. Βλέπουμε ότι η τιμή της στάθμης ανεβαίνει και πιάνει την επιθυμητή. Στη συνέχεια παρουσιάζει μια μικρή ταλάντωση γύρω από το setpoint αλλά η κυματομορφή είναι αρκετά καλή. Σε σχέση με το πρώτο πείραμα βλέπουμε όμως ότι η απόκριση του είναι πιο αργή.

Συνεχίζοντας στο τρίτο πείραμα βάζουμε τις τιμές $K_c=1.25$, $T_I=0.05$, $T_D=0.0125$ και το αποτέλεσμα της εξόδου ακολουθεί στην Εικόνα 7.16. Σε αυτή την περίπτωση, παρατηρούμε ότι μόλις ξεκινήσει η ρύθμιση (χρονική στιγμή t_0) η έξοδος έχει πιο γρήγορη απόκριση, όμως το offset είναι μεγαλύτερο και η συμπεριφορά είναι λιγότερο ομαλή σε σχέση με τις δυο προηγούμενες περιπτώσεις.



Εικόνα 7.16 Trial & Error πείραμα Νο3

Το τελευταίο πείραμα για τη μέθοδο Trial and Error έγινε με τις παρακάτω τιμές στις παραμέτρους του ρυθμιστή: $K_c=2$, $T_I=0.08$, $T_D=0.2$. Η απόκριση του συστήματος ακολουθεί στην Εικόνα 7.17.



Εικόνα 7.17 Trial & Error πείραμα Νο4

Εδώ, τη χρονική στιγμή t_0 αλλάζουμε το setpoint από 20 σε 22 και εισάγουμε τις επιθυμητές παραμέτρους. Παρατηρούμε ότι και αυτή η ρύθμιση είναι αρκετά σταθερή καθώς σταθεροποιείται σχετικά γρήγορα με πολύ μικρό offset και πολύ λίγες ταλαντώσεις.

Γενικά στις δοκιμές που κάναμε στο σύστημα μας σύμφωνα με τη μέθοδο ρύθμισης Trial and Error παρατηρήσαμε αρκετά ομαλές συμπεριφορές, με ικανοποιητικά γρήγορες αποκρίσεις και χωρίς πολλές διαταραχές και ταλαντώσεις. Οφείλουμε όμως να σημειώσουμε ότι, σε σχέση με τα θεωρητικά αποτελέσματα της μεθόδου αυτής (κεφάλαιο 4) επιλέξαμε μόνο τέσσερις από τις έντεκα περιπτώσεις που είχαμε εφαρμόσει εκεί. Μάλιστα πήραμε τις πιο σταθερές περιπτώσεις και τις εφαρμόσαμε στο σύστημα επαληθεύοντας σε γενικές γραμμές τα θεωρητικά αποτελέσματα.

7.3 Σχεδιασμός ρυθμιστών P, PI, PID με τη μέθοδο Cohen – Coon

Όπως είδαμε στη θεωρητική εφαρμογή της μεθόδου αυτής (παράγραφος 4.4) για να εφαρμοστεί η μέθοδος πρέπει πρώτα να πάρουμε μια απόκριση ανοιχτού βρόγχου του συστήματος έτσι ώστε να δώσουμε τιμές σε κάποιες παραμέτρους που χρειάζονται για να υπολογιστούν τα K_c , T_I , T_D . Έχοντας εφαρμόσει μια βηματική είσοδο για σύστημα χωρίς ανάδραση και σύμφωνα με το σχήμα 4.14, βρήκαμε τις παρακάτω τιμές:

$$A = 19 \quad t_2 = 5$$

$$B = 14.7 \quad t_3 = 7$$

$$t_0 = 0$$

Οπότε, σύμφωνα με τις παραπάνω τιμές θα υπολογιστούν και οι υπόλοιπες που χρειάζονται ως εξής:

$$t_1 = \frac{t_2 - (\ln(2)) * t_3}{1 - \ln(2)} = \frac{5 - 0.693 * 7.5}{1 - 0.693} = \frac{0.15}{0.30} = 0.5$$

$$\tau = t_3 - t_1 = 7 - 0.5 = 6.5$$

$$\tau_{del} = t_1 - t_0 = 0.5 - 0 = 0.5$$

$$K = \frac{B}{A} = \frac{14.7}{19} = 0.77 \quad \text{και} \quad r = \frac{\tau_{del}}{\tau} = \frac{0.5}{6.5} = 0.077$$

Στη συνέχεια, με βάση τον πίνακα 4.4 του τέταρτου κεφαλαίου υπολογίζουμε τις τιμές των παραμέτρων για P, PI, PID ρύθμιση με τη μέθοδο Cohen-Coon:

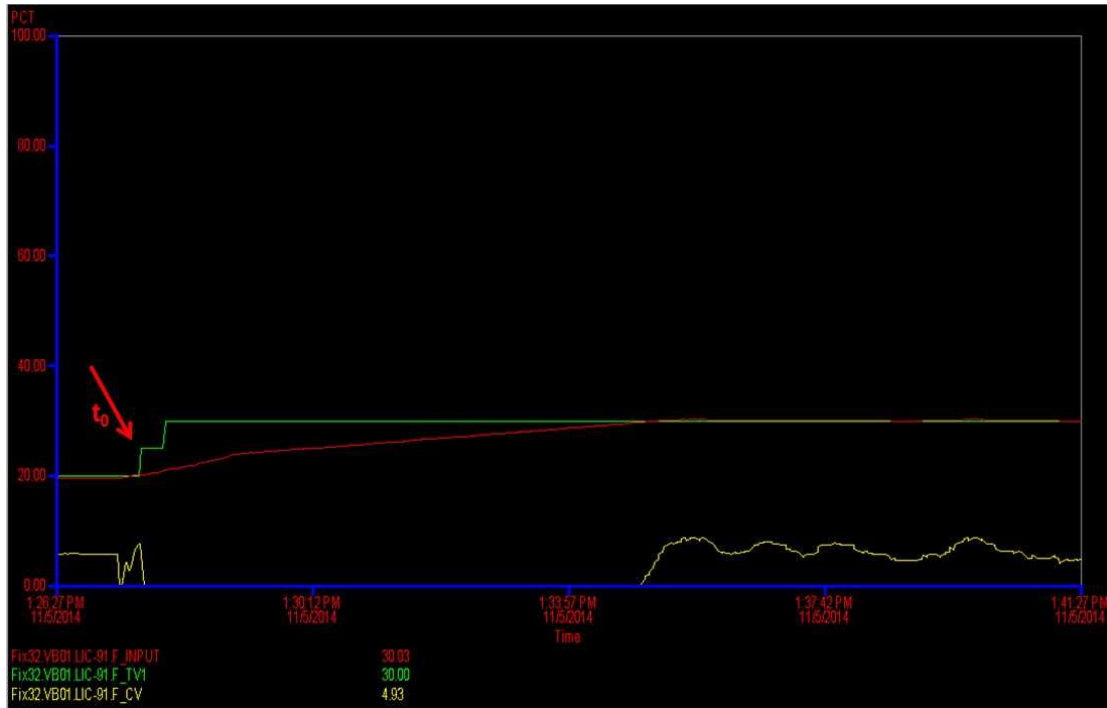
Πίνακας 7.2 Τιμές παραμέτρων για μέθοδο Cohen - Coon

	P	PI	PID
$K_c / (PB = \frac{100}{K_c})$	17.29 / 5.783	15.28 / 6.544	22.748 / 4.4
T_I (reset)	0	1.434	1.192
T_D (rate)	0	0	0.179

Εφαρμόζοντας τώρα αυτές τις παραμέτρους στο ρυθμιστή του συστήματος θα παρατηρήσουμε τις μεταβολές στην έξοδο μας, δηλαδή στη στάθμη του υγρού στη δεξαμενή.

P Ρύθμιση

Έχοντας το setpoint στο 20 και την έξοδο μας στο ίδιο επίπεδο, αλλάζω setpoint αρχικά σε 25 και μετά σε 30 (χρονική στιγμή t_0) και βάζω τις παραμέτρους για το P control της μεθόδου Cohen-Coon ($K_c=17.29$, $T_I=0$, $T_D=0$). Η έξοδος που παίρνουμε φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί.



Εικόνα 7.18 P control με τη μέθοδο Cohen - Coon

Παρατηρούμε ότι η απόκριση της εξόδου μας είναι σχετικά αργή, όμως σταθεροποιείται πολύ κοντά στο setpoint (σχεδόν συμπίπτουν) ενώ και η συμπεριφορά της ελεγχόμενης μεταβλητής (βάνα – κίτρινη γραμμή) είναι σχετικά ομαλή.

PI Ρύθμιση

Σε συνέχεια του προηγούμενου πειράματος, για να εφαρμόσουμε PI ρύθμιση με τη μέθοδο Cohen – Coon, βάζουμε το setpoint από 30 σε 20 και αλλάζουμε τις τιμές στις παραμέτρους σύμφωνα με τον πίνακα 7.2 ($K_c=15.28$, $T_I=1.434$, $T_D=0$).

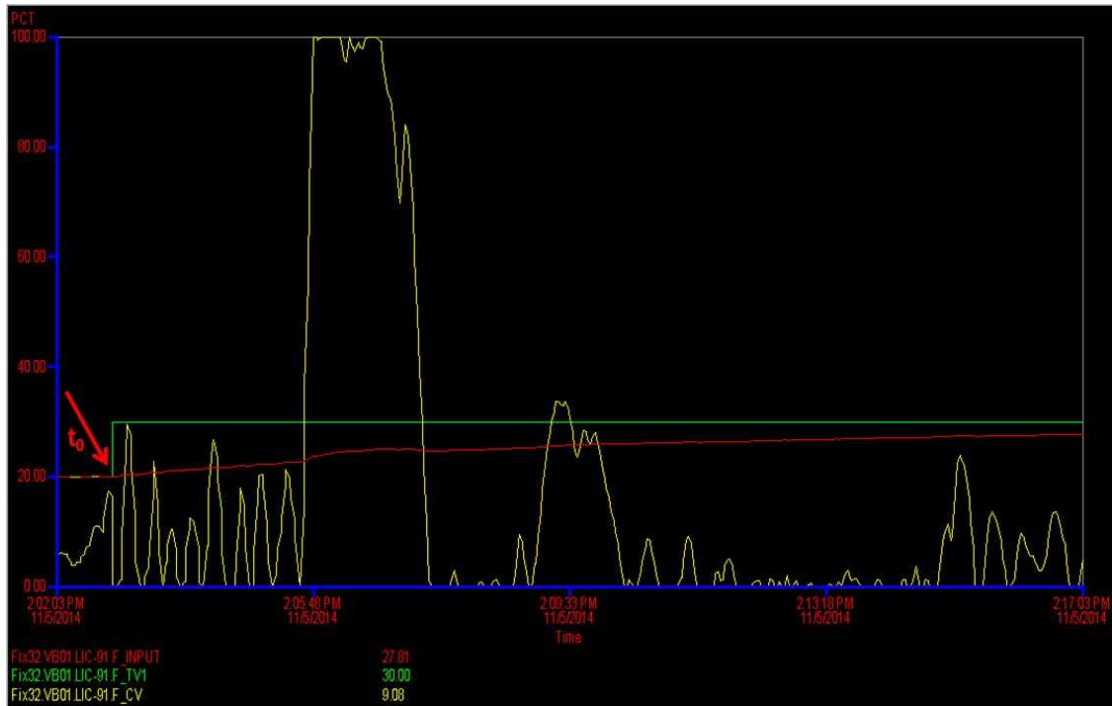


Εικόνα 7.19 PI control με τη μέθοδο Cohen - Coon

Ο χρόνος που χρειάζεται για να πάρουμε το setpoint είναι παρόμοιος με την P ρύθμιση, όμως παρατηρούμε ότι σε αυτή την περίπτωση το offset είναι μεγαλύτερο. Επίσης η συμπεριφορά της ελεγχόμενης μεταβλητής είναι πιο απότομη από αυτή της P ρύθμισης.

PID Ρύθμιση

Το τελευταίο κομμάτι του πειράματος που κάναμε ήταν η PID ρύθμιση του ελεγκτή μας με τη μέθοδο Cohen – Coon. Η Εικόνα 7.20 που ακολουθεί αποτυπώνει την απόκριση του συστήματος μας όταν εφαρμόστηκε η συγκεκριμένη ρύθμιση. Τη χρονική στιγμή t_0 αλλάζουμε το setpoint από 20 σε 30 και παρατηρούμε την έξοδο (ύψος της στάθμης της δεξαμενής). Βλέπουμε ότι η έξοδος τείνει προς το setpoint με αργό ρυθμό και δεν φτάνει σε αυτό. Έχοντας αφήσει για αρκετή ώρα το πείραμα σε εξέλιξη παρατηρήσαμε (κάτι που δεν φαίνεται στην Εικόνα 7.20) ότι τελικά η έξοδος φτάνει στην επιθυμητή τιμή.

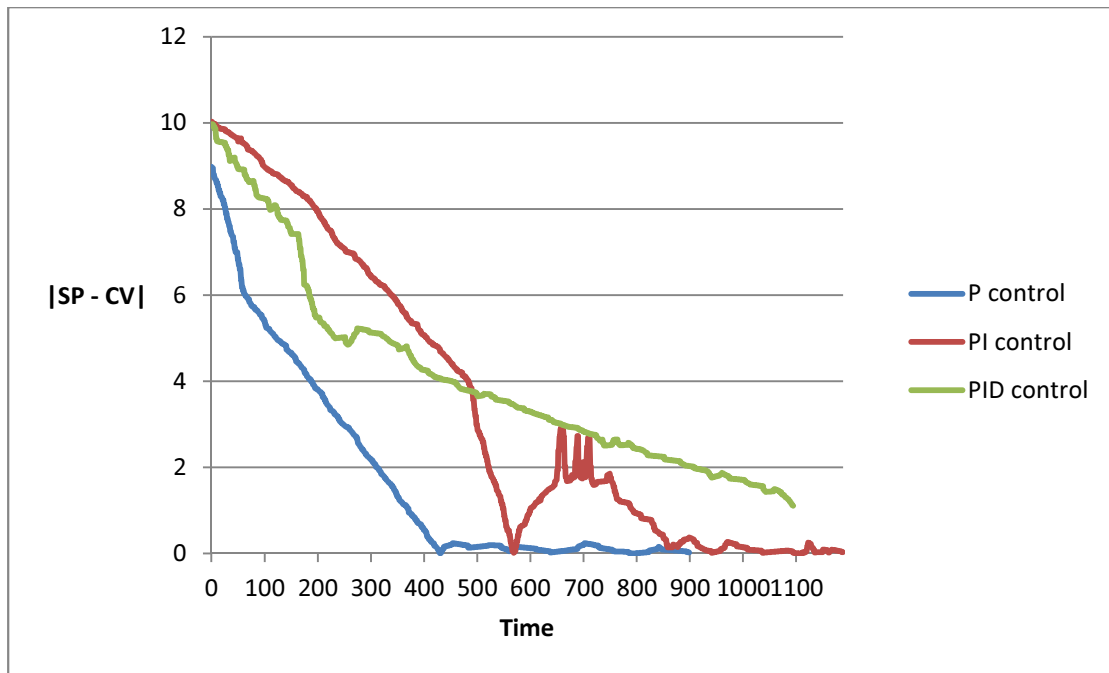


Εικόνα 7.20 PID control με τη μέθοδο Cohen - Coon

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα που έχουμε πάρει από τις πειραματικές δοκιμές με αυτά που βρήκαμε από τις προσομοιώσεις στο MATLAB (στο κεφάλαιο 4), παρατηρούμε πολλές ομοιότητες αλλά και κάποιες διαφορές. Αυτό συμβαίνει σχεδόν πάντα με τα πραγματικά συστήματα καθώς υπάρχουν επιδράσεις και άλλων παραγόντων όπως τριβές, ατμοσφαιρική πίεση, εξωτερική θερμοκρασία κ.α.

Σύγκριση μεθόδων

Στο τελευταίο κομμάτι του κεφαλαίου παραθέτουμε μια σύγκριση τριών ρυθμιστών που εφαρμόσαμε στην πιλοτική μονάδα σε σχέση με την απόκριση τους σε βηματική μεταβολή. Στο διάγραμμα που ακολουθεί (Εικόνα 7.21) στον y άξονα είναι οι απόλυτες τιμές των διαφορών του setpoint, που ορίζουμε εμείς σε κάθε δοκιμή, με την τρέχουσα τιμή του ύψους του υγρού στη δεξαμενή που μελετάμε (current Value), ενώ στον άξονα x έχουμε τον χρόνο (ως χρόνο μηδέν ορίζουμε την αρχή του κάθε πειράματος).



Εικόνα 7.21 Διάγραμμα απόλυτων τιμών διαφορών Setpoint – Current Value σε σχέση με το χρόνο

Από το διάγραμμα μπορούμε να εξάγουμε τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Η P ρύθμιση έχει πιο γρήγορη απόκριση
- Η P ρύθμιση έχει μικρό offset
- Η PI ρύθμιση αργεί να σταθεροποιηθεί αλλά μετά έχει πολύ μικρό offset και σταθερή συμπεριφορά
- Η PID ρύθμιση αρχικά ανταποκρίνεται γρήγορα (πιο γρήγορα από τη PI ρύθμιση) αλλά συνολικά έχει την πιο αργή απόκριση (ακόμη και μετά από 1000 sec δεν έχει πιάσει το setpoint). Ωστόσο η απόκριση βελτιώνεται σταδιακά με το χρόνο

Ως συμπέρασμα μπορούμε να πούμε ότι για το σύστημα στο οποίο εφαρμόσαμε τη μέθοδο ρύθμισης Cohen – Coon, η P ρύθμιση έχει το καλύτερο αποτέλεσμα και θα ήταν αυτή που θα χρησιμοποιούσαμε ένα έπρεπε να διαλέξουμε μια από τις τρεις. Βέβαια θα πρέπει να σημειωθεί ότι το συγκεκριμένο σύστημα ρύθμισης στόχευε σε μια σταθερή απόκριση και όχι τόσο σε μια γρήγορη απόκριση, γεγονός που επιτρέπει τη χρήση ενός αργού αλλά σταθερού ρυθμιστή όπως ο P ρυθμιστής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 - ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

8.1 Συμπεράσματα της έως τώρα δουλειάς

Τα σημαντικότερα πορίσματα της θεωρητικής και πρακτικής διερεύνησης του θέματος της αξιολόγησης συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, όπως αυτά εξήχθησαν από την παρούσα διπλωματική, παραθέτονται παρακάτω:

- Η τακτική αξιολόγηση των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου-ρύθμισης χημικών διεργασιών είναι επιβεβλημένη, καθώς οι υποκείμενες διεργασίες εξελίσσονται και συνεπώς αλλάζουν συνεχώς, έχοντας ως αποτέλεσμα τη διαφοροποίηση της αποτελεσματικότητας της ρύθμισης χρόνο με το χρόνο.
- Υπάρχουν διαφορετικοί τύποι ρυθμιστών (P, PI, PID) καθώς και διαφορετικές μέθοδοι υπολογισμού των παραμέτρων τους (Ziegler-Nichols, Cohen-Coon κ.λ.π.), η αποτελεσματικότητα των οποίων ποικίλει ανάλογα με την εφαρμογή. Για παράδειγμα, αν η διεργασία είναι απλή και επιτρέπει την τον προσδιορισμό ενός σχετικά απλού μοντέλου, τότε μπορούν να εφαρμοστούν πολλές, απλές ή και σύνθετες μέθοδοι ρύθμισης. Αν η διεργασία είναι πολύπλοκη (μη γραμμική, πολλαπλών μεταβλητών κτλ) και δεν είναι δυνατός ο προσδιορισμός ενός αξιόπιστου μοντέλου, τότε καλό θα είναι να σχεδιαστούν οι παράμετροι του ρυθμιστή με τη μέθοδο Δοκιμής και Σφάλματος, που διατηρεί χαμηλά το δείκτη δυσκολίας υλοποίησης της εφαρμογής. Επίσης, η επιλογή του τύπου ρυθμιστή εξαρτάται από την διεργασία που θα εφαρμοστεί. Λόγου χάρη, για ένα δοχείο ή δεξαμενή με υγρό που χρειάζεται να ρυθμιστεί η στάθμη του, προτιμάται η σταθερότητα ενός P ρυθμιστή ή ενός ήπιας ισχύος PI, και όχι η ταχύτητα απόκρισης ενός PID ρυθμιστή (που πιθανώς να προκαλέσει ανεπιθύμητη αστάθεια στο σύστημα). Αυτό παρουσιάστηκε και στο κεφάλαιο 4 όπου συγκρίθηκαν διαφορετικοί τύποι ρυθμιστών για την περίπτωση ελέγχου στάθμης υγρού δεξαμενής.

- Οι ρυθμιστές μπορούν να αξιολογηθούν είτε με δυναμικά (κεφ. 5) είτε με στοχαστικά (κεφ. 6) κριτήρια, ανάλογα με τους στόχους ρύθμισης του συστήματος στο οποίο εφαρμόζονται. Για συστήματα που απαιτούν σωστή ρύθμιση σε βηματικές μεταβολές όπως στα συστήματα ελέγχου στάθμης, τότε τα δυναμικά κριτήρια είναι πιο κατάλληλα καθώς βασίζονται στην ποιότητα απόκρισης σε αντίστοιχες μεταβολές. Αντίθετα, συστήματα που προϋποθέτουν ελαχιστοποίηση της μεταβλητότητας απόκρισης, όπως ηλεκτρικά συστήματα, τότε η αξιολόγησή τους θα πρέπει να γίνεται από στοχαστικά κριτήρια.
- Υπάρχει διαφορά μεταξύ των θεωρητικών αποτελεσμάτων που βρίσκουμε στις προσομοιώσεις και των αποτελεσμάτων που προκύπτουν από την εφαρμογή των μεθόδων ρυθμίσεων σε πραγματικά συστήματα (στην περίπτωση μας στην εφαρμογή στην πιλοτική μονάδα). Τα πραγματικά συστήματα επηρεάζονται και από κάποιους εξωγενείς παράγοντες (ατμοσφαιρική πίεση, τριβές, θερμοκρασία και υγρασία περιβάλλοντος) που είναι δύσκολο να εισαχθούν στα μοντέλα που δημιουργούνται και πολλές φορές αλλοιώνουν τα αποτελέσματα, οδηγώντας σε εσφαλμένα συμπεράσματα.

Τέλος, ως γενικό συμπέρασμα της διπλωματικής αυτής εργασίας είναι ότι η σωστή ρύθμιση ενός ρυθμιστή μιας διεργασίας είναι μια πολύπλοκη και ιδιαίτερα δύσκολη διαδικασία. Χρειάζεται προσοχή στην επιλογή της μεθόδου ρύθμισης, ανάλογα με τις απαιτήσεις και τις προδιαγραφές του συστήματος, όπως επίσης και στην εφαρμογή της μεθόδου στο πραγματικό σύστημα.

8.2 Προτάσεις για μελλοντικά βήματα

Η μέθοδος και η συστηματικότητα που τηρήθηκε σε όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας μας βοήθησαν να δημιουργήσουμε μια σωστή βάση για ανάπτυξη μιας διαδικασίας ρύθμισης παρόμοιων συστημάτων με πολύ ενθαρρυντικά αποτελέσματα. Σε μια προσπάθεια συνέχισης και βελτίωσης αυτής της δουλειάς θα μπορούσαμε να προτείνουμε τα παρακάτω βήματα:

- Πιο λεπτομερή ανάλυση του αρχικού συστήματος με σκοπό τον προσδιορισμό ενός πλήρους μοντέλου που να λαμβάνει υπόψη όλους τους εξωτερικούς παράγοντες που επηρεάζουν την μεταβλητή απόκρισης (στάθμη στην προκειμένη περίπτωση).
- Εφαρμογή όλων των μεθόδων ρύθμισης που εξετάστηκαν θεωρητικά στην πιλοτική μονάδα με σκοπό την αξιολόγηση τους και την εξαγωγή πιο ασφαλών αποτελεσμάτων όσο αναφορά τη βέλτιστη ρύθμιση.
- Εφαρμογή της ρύθμισης σε μια μεγάλη δεξαμενή εξωτερικού χώρου (π.χ. υδραγωγείο ή αντλιοστάσιο), παρατήρηση των αποτελεσμάτων και σύγκριση με τα δικά μας.
- Παρουσίαση των αποτελεσμάτων σε σχετικό συνέδριο και/ή επιστημονικό περιοδικό.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] W.L. Luyben, Process modeling, simulation and control for chemical engineers, 2nd edition, McGraw-Hill 1990
- [2] Luyben W.L., Bjorn D., Tyreus B.D., Luyben M.L., Plantwide Process Control, McGraw-Hill, New York 1999
- [3] <http://www.chem.mtu.edu/~tbco/cm416/cctune.html>, Michigan Tech, Department of Chemical Engineering, 12/3/2014
- [4] <http://www.atp.ruhr-uni-bochum.de/rt1/syscontrol/node57.html>, Ruhr - Universität Bochum, Department of Automation and Computer Control, 09/05/2005
- [5] Harris TJ. Assessment of control loop performance. *Canadian Journal of Chemical Engineering*, 67:856–86, 1989
- [6] G. Stefanopoulos, Ρύθμιση των χημικών διεργασιών, Τμήμα Χημικών Μηχανικών ΑΠΘ, Θεσσαλονίκη Σεπτέμβριος 1993

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

A. OL_input.m

```
% -----  
% - Όνομα αρχείου: "OL_input.m"  
% -  
% - Περίληψη: Το βοηθητικό αυτό αρχείο θέτει τις παραμέτρους του  
% -          συστήματος ανοιχτού βρόχου καθώς και το σήμα εισόδου.  
% -----  
  
time=[1:1:100]'; %dilonο to xrono-100 simeia  
  
Kp=10; % Kp=R in notes, einai xarakteristiko tis vanas  
tp=5; % tp=A*R , A einai I diatomi tis vanas  
  
qout_ol(1:100,1)=time;  
qout_ol(1:100,2)=0*ones(100,1);  
  
qin(1:100,1)=time;  
qin(1:100,2)=zeros(100,1);  
qin(21:100,2)=2*ones(80,1);  
  
xInitial=[0.0001]; %arxiko simeio gia to SIMULINK, prepei na einai konta sto miden
```

B. CL_input.m

```
% -----  
% - Όνομα αρχείου: "CL_input.m"  
% -  
% - Περίληψη: Το βοηθητικό αυτό αρχείο θέτει τις παραμέτρους του  
% - συστήματος κλειστού βρόχου καθώς και τα σήματα εισόδου  
% - που προσομοιώνουν ένα σύστημα της δεξαμενής νερού.  
% - Το σύστημα αυτό θα χρησιμοποιηθεί για όλες τις  
% - και δοκιμές των υποψήφιων συστημάτων αυτομάτου  
% - ελέγχου (ρυθμιστών).  
% -----  
  
time=[1:1:100]'; %dilonο to xrono-100 simeia  
  
Kp=2; % R in notes  
tp=20; % tp=A*R in notes  
  
%orizo ton pinaka tou SetPoint (1 stili xronos, 2 stili SP)  
hsp(1:100,1)=time;  
hsp(1:10,2)=zeros(10,1);  
hsp(11:100,2)=2.5*ones(90,1);  
  
%orizo ton pinaka tou disturbance pou mia diataraxi sti stathmi tou nerou  
% ... px vroxi(1 stili xronos, 2 stili dist)  
dist(1:100,1)=time;  
dist(1:100,2)=zeros(100,1);  
  
%Orizo tis arxikes sinthikes gia tin epilisi sto SIMULINK  
%Einai mikres times konta sto 0, giati i metavliti eksodou h(s)  
%exei arxiki timi 0  
xInitial=[0 0 0 0];
```

```
sysp=tf([0 Kp],[tp 1]);
sysd=tf([0 Kp],[tp 1]);
```

C. FindUltimateGainFreq.m

```
% -----
% - Όνομα αρχείου: "FindUltimateGainFreq.m"
% -
% - Περίληψη: Το αρχείο αυτό προσδιορίζει το μέγιστο κόστος ku
% -      (ultimate gain) και τη μέγιστη συχνότητα pu
% -      (ultimate frequency) ενός συστήματος πρώτου βαθμού
% -      με συνάρτηση:
% -
% -
% -      
$$Gp(s) = \frac{Kp}{tp * s + 1} e^{(td * s)}$$

% -
% - Xrisimopieitai gia tis mathoudous Z-N kai T-L
% -----

% Find Ultimate Gain & Frequency
%
Gp=tf([Kp],[tp 1]);
Gp.InputDelay=td;
[kpid,ku,pu]=znpidtuning(Gp,2)
```


D. OL_input_for_Cohen_Coon.m

```
% -----  
% - Όνομα αρχείου: "OL_input_for_Cohen_Coon.m"  
% -  
% - Περίληψη: Το βοηθητικό αυτό αρχείο θέτει τις παραμέτρους του  
% - συστήματος ανοιχτού βρόχου καθώς και μία βηματική  
% - μεταβολή το σήμα εισόδου για να πραγματοποιηθεί το  
% - test ανοιχτού βρόχου για τον προσδιορισμό των  
% - παραμέτρων ενός ρυθμιστή βάσει της μεθόδου  
% - Cohen - Coon.  
% -----  
  
time=[1:1:100]'; %dilonο to xrono-100 simeia  
  
Kp=2; % R in notes  
tp=20; % tp=A*R in notes  
  
%orizo ton pinaka tou SetPoint (1 stili xronos, 2 stili SP)  
hsp(1:100,1)=time;  
hsp(1:10,2)=zeros(10,1);  
hsp(11:100,2)=2.5*ones(90,1);  
  
%orizo ton pinaka tou disturbance pou mia diataraxi sti stathmi tou nerou  
% ... px vroxi(1 stili xronos, 2 stili dist)  
dist(1:100,1)=time;  
dist(1:100,2)=zeros(100,1);  
  
%Orizo tis arxikes sinthikes gia tin epilisi sto SIMULINK  
%Einai mikres times konta sto 0, giati i metavliti eksodou h(s)  
%exei arxiki timi 0  
xInitial=[0 0];
```

```
qin(1:10,1)=zeros(10,1);
qin(11:100,2)=ones(90,1);
```

E. MVIndex.m

```
% -----
% - Συνάρτηση: "MVIndex.M"
% -
% - Περίληψη: Η συνάρτηση αυτή προσδιορίζει το δείκτη ελάχιστης
% - μεταβλητότητας (Minimum Variance Index) ενός
% - συστήματος κλειστού βρόχου με γνωστή υστέρηση (DELAY),
% - διεργασία (SYSP), ρυθμιστή (SYSC) και διαταραχή (SYSD)
% -----

function ksi_a = MVIndex(dT,delay,sysc,sysp,sysd) ;

% KSI_A = MVIndex(DT,DELAY,SYSC,SYSP,SYSD);
%
% Estimation of Minimum Variance based Index (MVI) from a known
% controller, process and disturbance models.
%
% KSI_r      = Estimated values of MVC index
%
% DT         = Sampling time
% DELAY      = Number of process unit delays.
% SYSC       = Controller model
% SYSP       = Process model
% SYSD       = Disturbance model

% Identification of System Models

[numc,denc]=tfdata(sysc,'v');
[nump,denp,dumm]=tfdata(sysp,'v');
[numd,dend]=tfdata(sysd,'v');

delays=delay/dT;
```

% Estimation of MVC-based Index

% Fix inputs

```
T=0:dT:(1000*dT-dT);
T=T';
Us=ones(1,1000);
Us(1:5)=zeros(1,5);
Ui=zeros(1,1000);
Ui(2:3)=[1 1];
Us=(Us)';
Ui=(Ui)';
st=zeros(1,length(T));
```

% Calculate impulse response coefficients of CL e to y for approximate system:

% with no set-point change

```
[num1c,den1c]=feedback(conv(numc,nump),conv(denc,denp),[1],[1],-1);
[num2c,den2c]=feedback([1],[1],conv(numc,nump),conv(denc,denp),-1);
num3c=conv([1 0],num2c);
den3c=conv(dend,den2c);
[y1,x1]=dlsim(num3c,den3c,Ui);
[y2,x2]=dlsim(num1c,den1c,st);
yaim_wn=y1+y2;

clear num1c den1c num2c den2c num3c den3c y1 x1 y2 x2;
plot(yaim_wn)
```

% Calculate the variance of the output of approximate model w/o control (open loop)

```
[ya_ol,xi]=lsim(tf(numd,dend,dT),Ui);
```

% Calculate the impulse response coefficients of the original disturbance

% transfer function Y_o and approximate one Y_a

```
Ya=yaim_wn(2:500,1);
mvYa=Ya(1:delays-1);
```

```
% For the approximate model
```

```
var_yta=1+norm(Ya)^2;
```

```
var_mvYa=1+norm(mvYa)^2;
```

```
var_ola=1+norm(ya_ol)^2;
```

```
ksi_a=var_yta/var_mvYa;
```

```
clear Yo mvYo mvYa n_norm var_yto var_mvYa var_olo
```

```
clear var_yta var_ola var_mvYa i1 i2 ya_ol yo_ol yaim_wn yoim_wn xopa
```

```
clear ek s pseudo re Vxsd xs ea Xoi_wn
```

```
% End of Estimation of MVC-based Index
```