

Πανεπιστήμιο Πατρών

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών

Τομέας Συστημάτων και Αυτομάτου Ελέγχου

ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Διδάσκων: Αντώνιος Τζές

Πάτρα 2008

Πανεπιστήμιο Πατρών

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών

Τομέας Συστημάτων και Αυτομάτου Ελέγχου

ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Διάλεξη 1

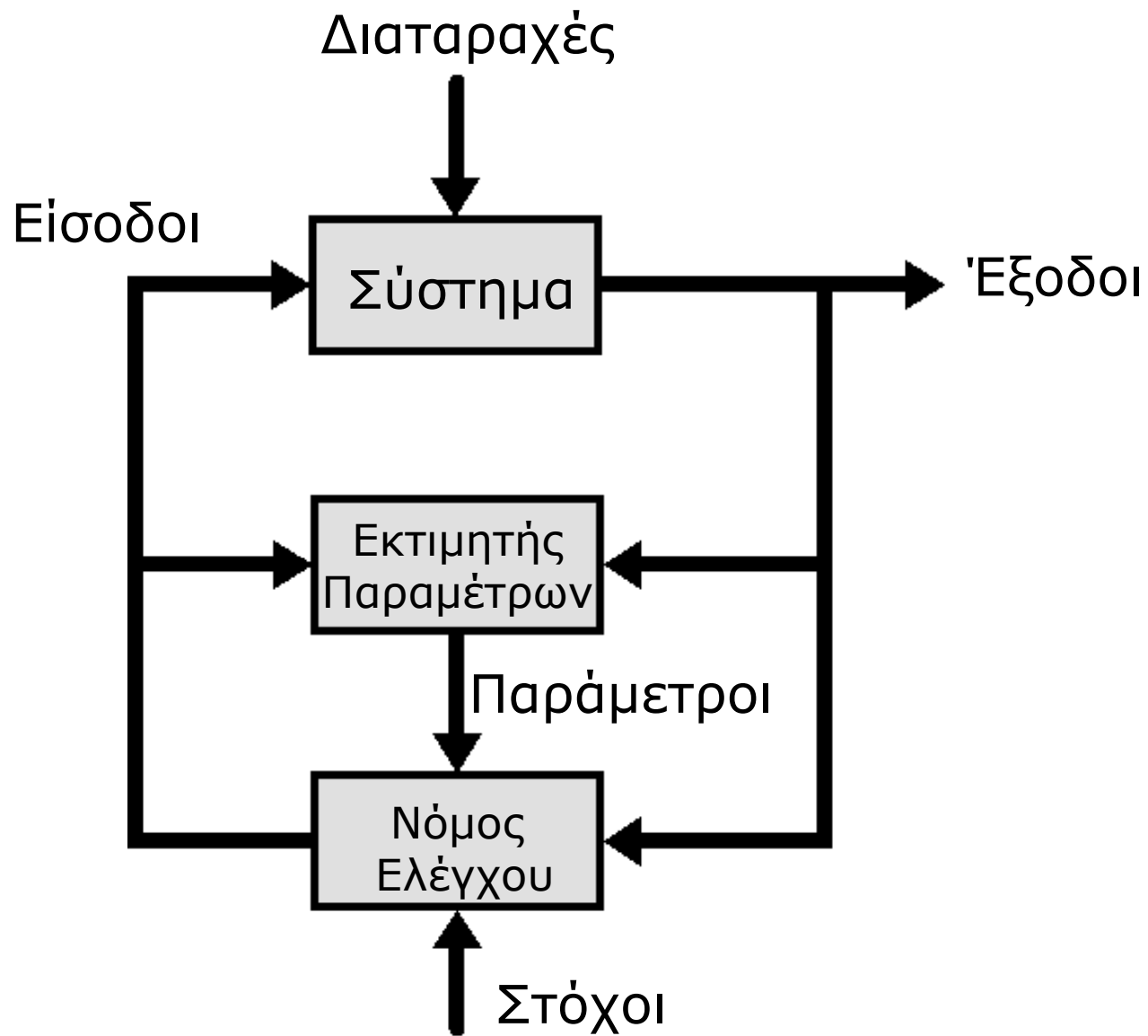
Πάτρα 2008

Θεωρία αυτορυθμιζόμενων συστημάτων

- Φιλτράρισμα (Διαχωρισμός σημάτων από τον θόρυβο)
- Πρόβλεψη
- Έλεγχος

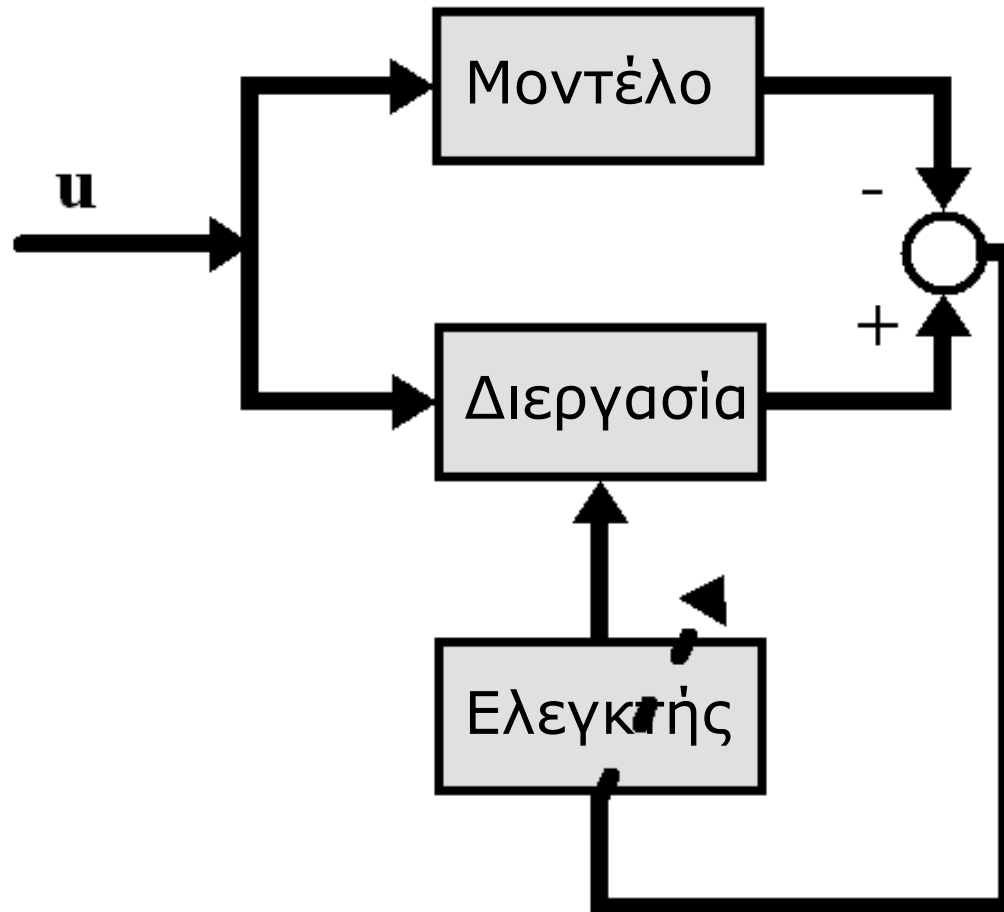
Τρεις τύποι ελέγχου:

- **Ντετερμινιστικός έλεγχος** (δεν υπάρχουν διαταραχές και το μοντέλο του συστήματος (Σ) είναι γνωστό)
- **Στοχαστικός έλεγχος** (υπάρχουν διαταραχές και είναι γνωστά τα μοντέλα για το (Σ) και τις διαταραχές)
- **Προσαρμοστικός έλεγχος** (μπορεί να υπάρχουν διαταραχές και τα μοντέλα δεν είναι πλήρως ορισμένα)

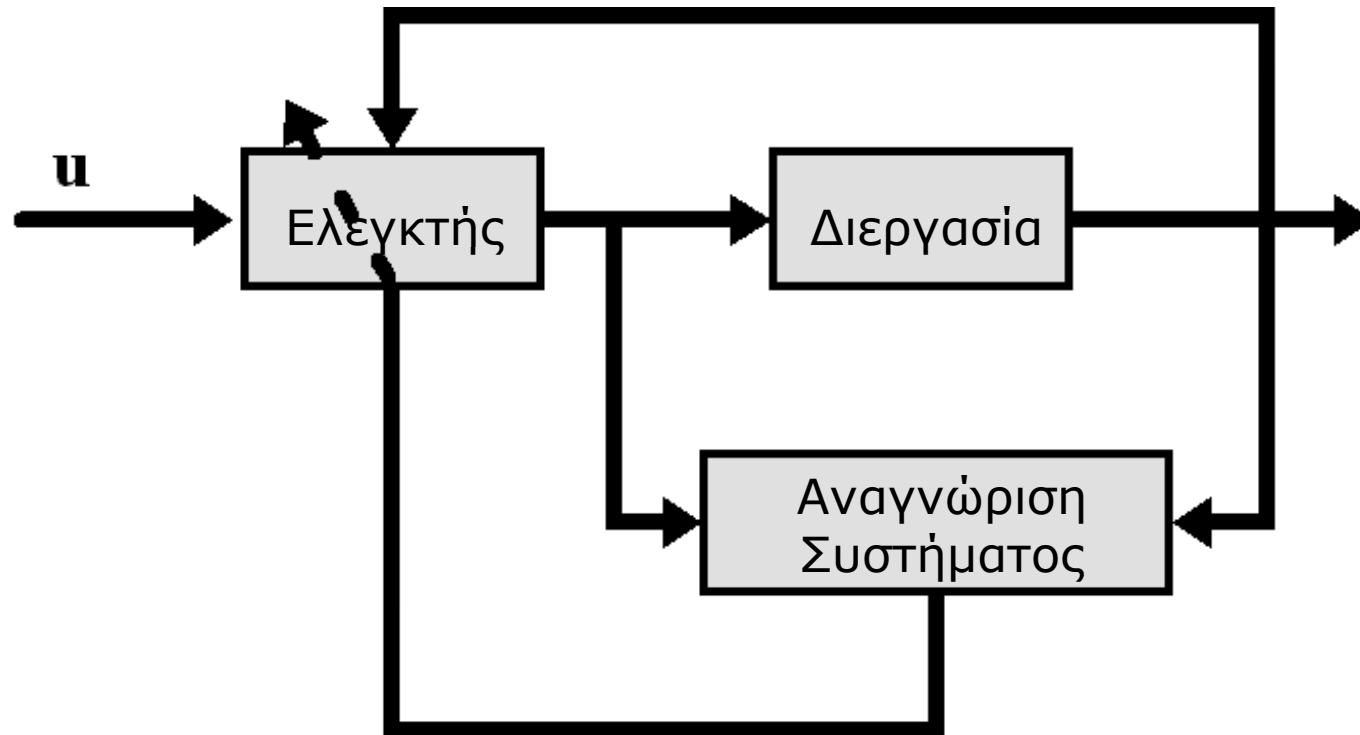


Βασική δομή ενός προσαρμοστικού ελεγκτή

- Προσαρμοστικός έλεγχος με μοντέλο αναφοράς (Άμεσος Προσαρμοστικός Έλεγχος)



- Αυτορυθμιζόμενος Προσαρμοστικός Έλεγχος
(Έμμεσος Προσαρμοστικός Έλεγχος)



Αναφορές

- ❖ Self-tuning Systems (Control & Signal Processing)
(WELLSTEAD & ZARROP – JOHN WILEY & SONS)
- ❖ Άρθρα: 1) IEEE TRANSACTIONS ON:
 - a) AUTOMATIC CONTROL
 - b) ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING
- 2) AUTOMATICA JOURNAL OF IFAC
- 3) INTERNATIONAL JOURNAL OF CONTROL
- 4) IET – PART D

- ❖ Adaptive Filtering Prediction and Control
(GOODWIN & SIN – PRENTICE HALL)

- ❖ Adaptive Control
(ASTROM & WITTENMARK – ADDISON WESLEY)

Περιεχόμενα μαθήματος

- Μοντελοποίηση συστημάτων διακριτού χρόνου
- Αναγνώριση (χρόνος-συχνότητα)
- Πρόβλεψη
- Σχεδιασμός ελεγκτή
- Σχεδιασμός αυτορυθμιζόμενου ελέγχου

Θέματα

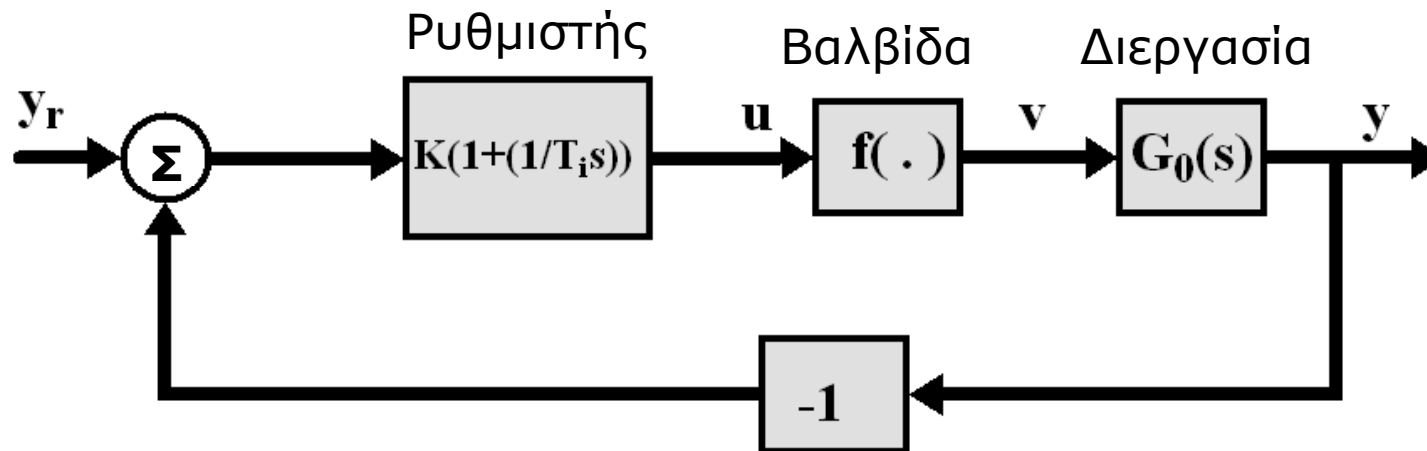
- Περιγραφή ARMA (Auto Regressive – Moving Average) Συστημάτων
- Πρόβλεψη για IIR (Infinite Impulse Response) και FIR (Finite Impulse Response) Συστήματα με χρήση RLS/LMS/ETFE μεθόδων.
- Σχεδιασμός Προβλεπτή
- Σχεδιασμός Ελέγχου
 - Ελάχιστης μεταβλητότητας (γενικευμένος)
 - Τοποθέτησης πόλων
 - Γενικευμένος προβλεπτικός έλεγχος
 - Γραμμικός τετραγωνικός έλεγχος (LQ)
 - Έλεγχος ελάχιστης απροσδιοριστίας
- Εφαρμογές

Που χρειάζεται ο προσαρμοστικός έλεγχος;

Συχνά ο έλεγχος ενός (Σ) μέσω γραμμικής ανατροφοδότησης σταθερού κέρδους είναι ανεπαρκής λόγω μεταβολών στις παραμέτρους του (Σ). Ένας λοιπόν από τους σκοπούς του προσαρμοστικού ελέγχου είναι η αντιστάθμιση αυτών των μεταβολών. Οι παράμετροι του (Σ) μπορούν να αλλάζουν εξαιτίας μη γραμμικών ενεργοποιητών, αλλαγών στις λειτουργικές συνθήκες της διαδικασίας και ασταθείς διαταραχές δρώσες επί της διαδικασίας.

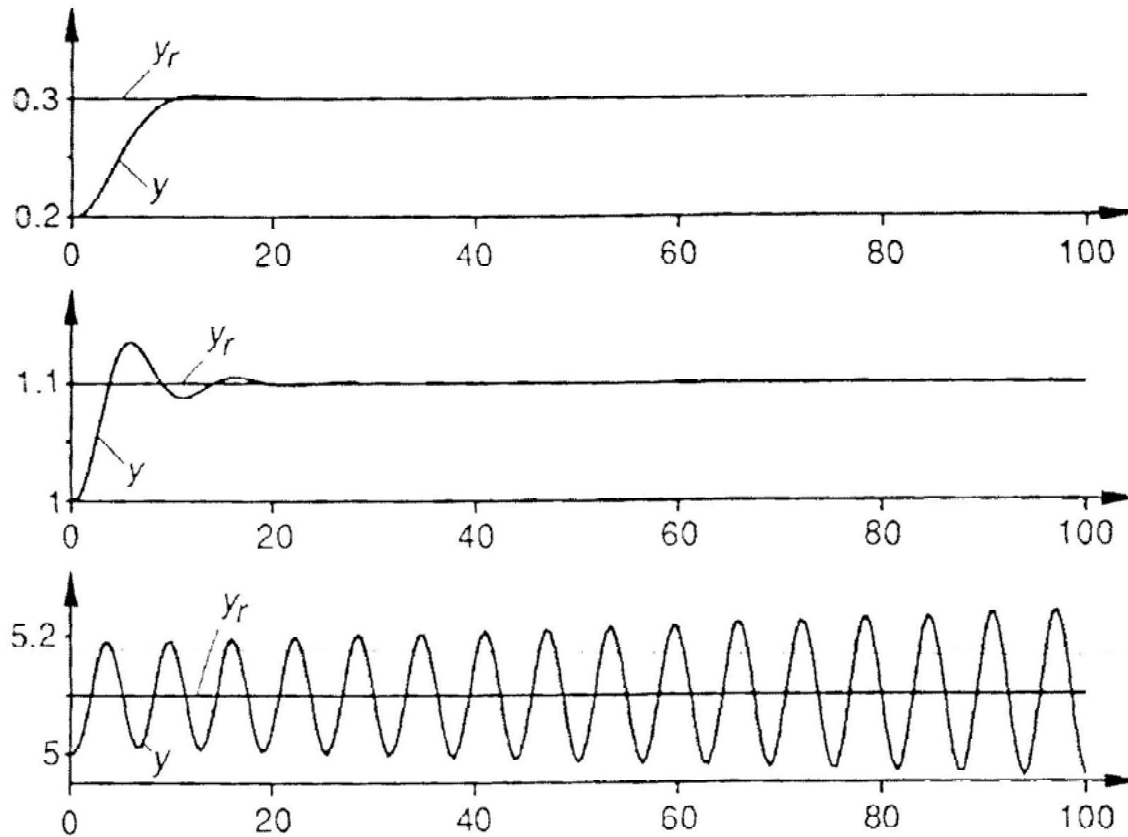
Η κλασική θεωρία ελέγχου μπορεί να βρει εφαρμογή κυρίως σε γραμμικά συστήματα (Σ) με σταθερές παραμέτρους. Η γραμμική προσέγγιση (Σ) ρυθμισμένων γύρω από σταθερά λειτουργικά σημεία με μέτριες διαταραχές και ένα καλό ελεγκτή είναι τις περισσότερες φορές αρκετά ικανοποιητική. Όμως, αυτή η προσέγγιση δεν έχει καλά αποτελέσματα όταν οι λειτουργικές συνθήκες μεταβάλλονται και γι' αυτό καταφεύγουμε στη λύση του προσαρμοστικού ελέγχου. Τέτοια παραδείγματα συναντώνται: α) στη ρομποτική, β) στον έλεγχο αεροπλάνων, γ) στους μη γραμμικούς ενεργοποιητές κ.α.

Παράδειγμα---Μη γραμμική Βαλβίδα



Ισχύει: $u = f(u) = u^4, u \geq 0$

Γραμμικοποιώντας το (Σ) γύρω από ένα σημείο λειτουργίας έχουμε το κέρδος βρόγχου να είναι ανάλογο με το $f'(u)$. Συνεπώς, το (Σ) συμπεριφέρεται καλά για αυτό το σημείο λειτουργίας αλλά άσχημα σε κάποιο άλλο.



Βηματικές αποκρίσεις για PI έλεγχο του (Σ) σε διαφορετικές λειτουργικές συνθήκες.

Θεωρούμε:

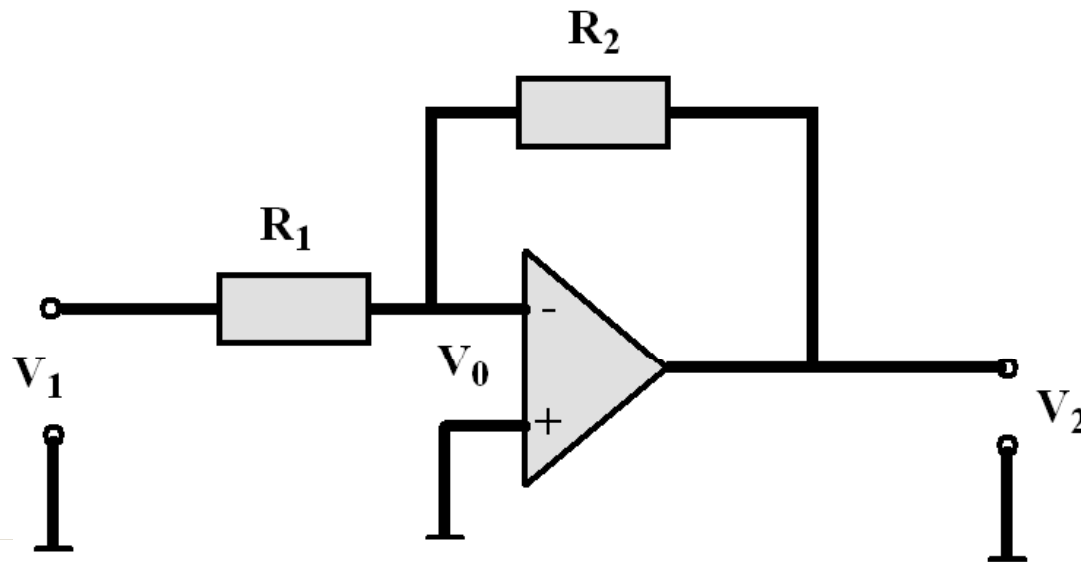
$$G_0(s) = \frac{1}{(s+1)^3}, \quad K = 0.15, \quad T_i = 1$$

Σθεναρός έλεγχος αντί Προσαρμοστικού ελέγχου

Θεωρούμε τον ηλεκτρονικό ενισχυτή του σχήματος με συνάρτηση μεταφοράς:

$$G_0(s) = \frac{K}{(1+sT)(1+sT_1)^2}$$

και $T = 10^{-2}$, $T_1 = 10^{-6}$, $10^4 < K < 10^5$



Ισχύουν:

$$\frac{V_1 - V_0}{R_1} = \frac{V_0 - V_2}{R_2}, \quad V_2 = -G_0(s)V_0$$

Απλοί υπολογισμοί δίνουν:

$$G_c = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1 G_0}}$$

Αν $R_2 / R_1 = 100$, $G_c \simeq 100 \pm (1\% \text{ αν } K > 10^4)$

$$G_c(s) = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} = \frac{N_c(s)}{s^3 T T_1^2 + s^2 (T_1^2 + 2 T T_1) + s(T + 2 T_1) + 1 + \frac{K}{1+a}}$$

όπου $a = R_2 / R_1$

Το (Σ) είναι ευσταθές αν $\text{Re}(\text{roots}(D_c(s))) < 0$

Επομένως αν

$$(T_1 + 2T)(T + 2T_1) > T T_1 \frac{1+a+K}{1+a},$$

τότε το (Σ) είναι ευσταθές

ή προσεγγιστικά για $K \gg a \gg 1$ και $T \gg T_1$,
 $2aT > KT_1$

τότε το (Σ) είναι ευσταθές.

Η τελευταία σχέση ικανοποιείται για $K < 10^6$.

*Το παράδειγμα αυτό δείχνει ότι ένα κλειστό σύστημα
δεν είναι ευαίσθητο στις μεταβολές των παραμέτρων
αν το κέρδος βρόγχου είναι υψηλό.*

Διακριτά Γραμμικά Χρονικώς Αμετάβλητα (Σ)

$$y(t) = G(q)u(t) + H(q)e(t)$$

$$G(q) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} g(\kappa)q^{-\kappa}$$

$$H(q) = 1 + \sum_{\kappa=1}^{\infty} h(\kappa)q^{-\kappa}$$

Σφάλμα συνάρτησης

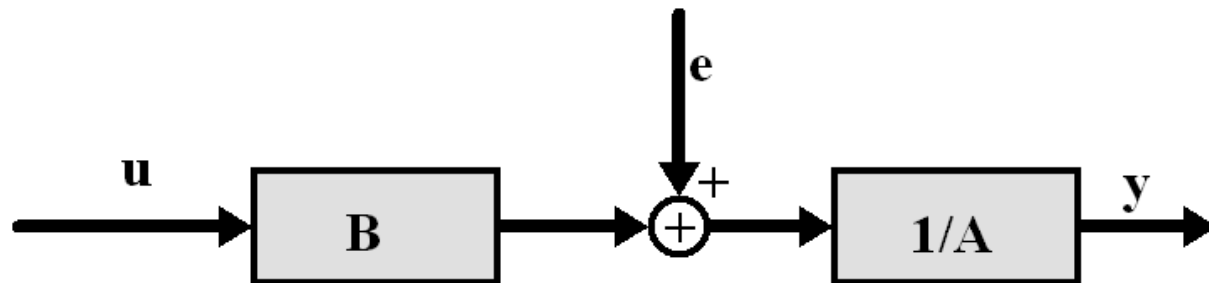
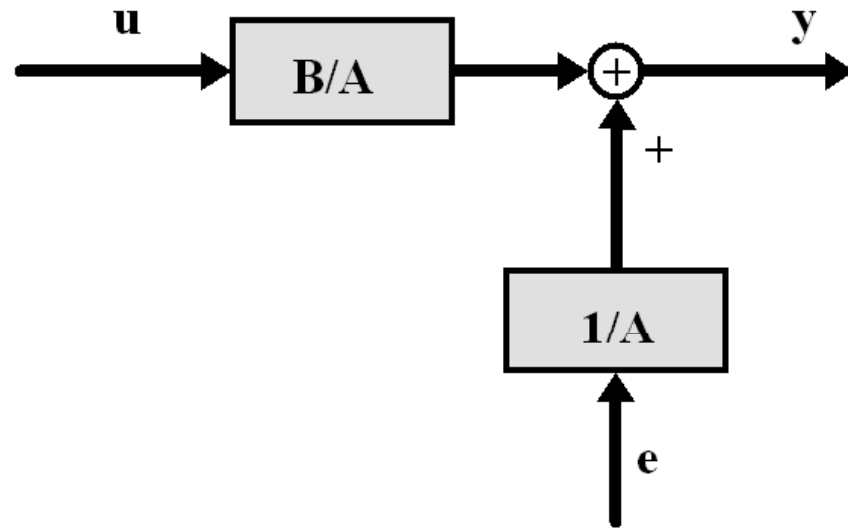
$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{n_a} y(t-n_a) = b_1 u(t-1) + \dots + b_{n_b} u(t-n_b) + e(t)$$

$$G(q, \theta) = \frac{B(q)}{A(q)}, \quad H(q, \theta) = \frac{1}{A(q)}$$

$$A(q) = 1 + \alpha_1 q^{-1} + \dots + \alpha_{n_a} q^{-n_a}$$

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b}$$

$$\hat{y}(t | \theta) = B(q, \theta)u(t) + [1 - A(q, \theta)] y(t)$$



Σφάλμα εξόδου

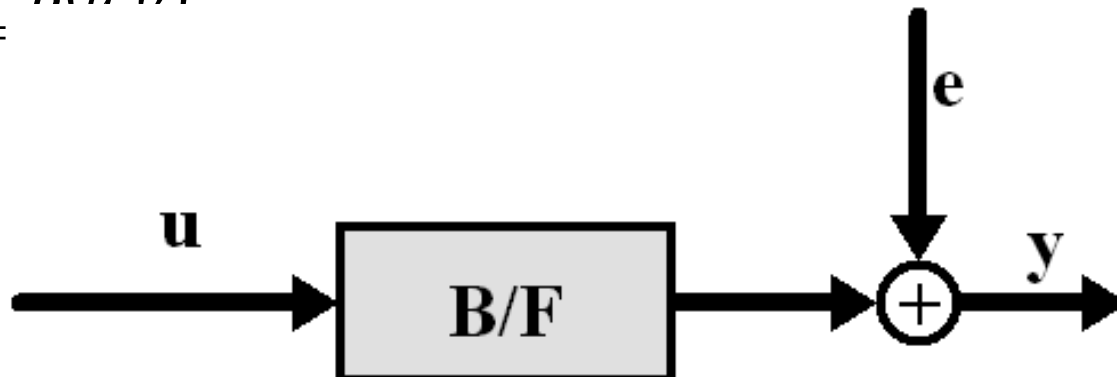
$$w(t) + f_1 w(t-1) + \dots + f_{n_f} w(t-n_f) = b_1 u(t-1) + \dots + b_{n_b} u(t-n_b)$$

$$y(t) = w(t) + e(t)$$

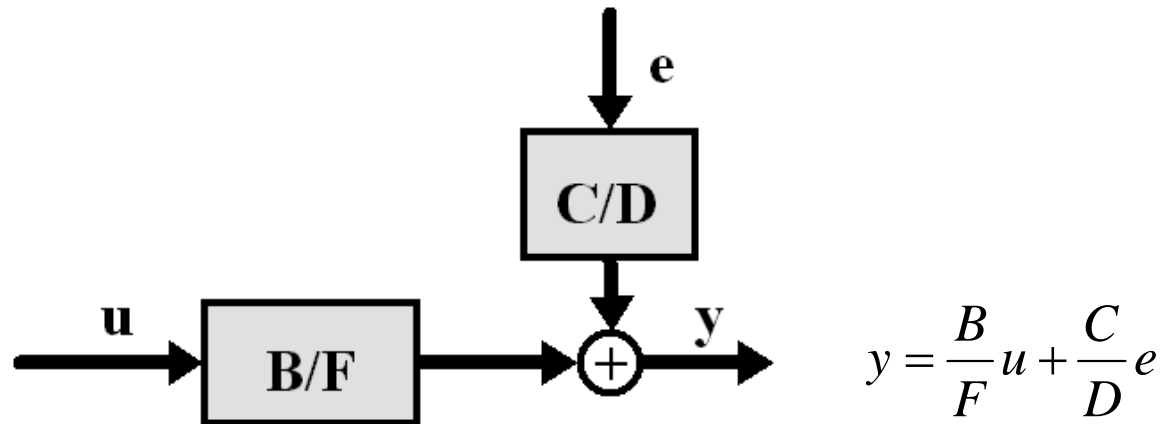
$$F(q) = 1 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{n_f} q^{-n_f}$$

$$y(t) = \frac{B(q)}{F(q)} u(t) + e(t)$$

$$\hat{y}(t | \theta) = \frac{B(q, \theta)}{F(q)}$$



Box-Jenkins

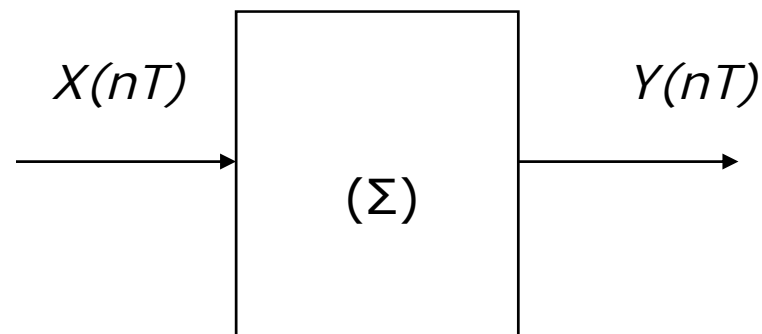


Γενικά

$$Ay = \frac{B}{F}u + \frac{C}{D}e$$

$$\hat{y}(t | \theta) = \frac{D \cdot B}{C \cdot F}u(t) + \left[1 - \frac{DA}{C}\right]y(t)$$

Αναγνώριση Σημάτων



Αν η είσοδος είναι διαφορετική από την απλή βηματική συνάρτηση, μπορούμε να συσχετίσουμε την είσοδο με την έξοδο μέσω του συνελικτικού ολοκληρώματος:

$$y(t) = \int_0^t x(z)w(t - \tau)dz$$

Όπου $w(\tau)$ είναι η κρουστική απόκριση του (Σ) .

Η εύρεση της κρουστικής απόκρισης από την είσοδο και την έξοδο καλείται αποσυνέλιξη. Όταν η $w(\tau)$ βρεθεί τότε μπορούμε να βρούμε και την συνάρτηση μεταφοράς του (Σ) .

Ας υποθέσουμε λοιπόν ότι:

$$x(t) = x(nT), \quad nT < t < (n+1)T$$

$$y(t) = y(nT), \quad n=0,1,2, \dots$$

Τότε από το συνελικτικό ολοκλήρωμα έχουμε:

$$y(T) = x(0)w(0)T$$

$$y(2T) = [x(0)w(T) + x(T)w(0)]T$$

⋮

$$y(NT) = T \sum_{i=0}^{N-1} x(iT)w(NT - iT - T)$$

Αυτές οι εξισώσεις μπορούν να γραφτούν ως εξής:

$$\underline{y} = T \cdot X \cdot \underline{w}$$

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} y(T) \\ \vdots \\ y(NT) \end{bmatrix}, \quad \underline{w} = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(t) \\ \vdots \\ w(NT - T) \end{bmatrix},$$

Και ο πίνακας X δίνεται από:

$$X = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ x(T) & x(0) & 0 & \dots & 0 \\ x(2T) & x(T) & x(0) & \dots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \\ x(NT - T) & & \dots & & x(0) \end{bmatrix}$$

Αν $x(0) \neq 0$ τότε η λύση μπορεί να γραφτεί στην πιο κάτω αναδρομική μορφή:

$$w(NT) = \frac{1}{x(0)} \left[\frac{1}{T} y(nT + T) - \sum_{i=1}^n x(iT) w(nT - iT) \right]$$

Για να είναι αυτή η μέθοδος αρκετά ακριβής, πρέπει το T να είναι πολύ μικρό. Επίσης αυτή η μέθοδος είναι χρήσιμη για on-line αλγορίθμους μόνο αν η κρουστική απόκριση προσεγγίζει πολύ γρήγορα το μηδέν.

Παρα ταύτα, η διαδικασία απλοποιείται όταν η είσοδος είναι βηματική.

Για παράδειγμα:

$$x(iT) = 1, \forall i$$

Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε:

$$w(nT) = \frac{1}{T} y(nT + T) - \sum_{i=0}^{n-1} w(iT)$$

Ορίζοντας:
$$h_n = \sum_{i=0}^{n-1} w(iT)$$

Παίρνουμε:
$$w(nT) = \frac{1}{T} y(nT + T) - h_n$$

$$h_n = h_{n-1} + w(nT - T)$$

Επομένως:

$$w(nT) = \frac{1}{T} [y(nT + T) - y(nT)]$$

όπου η $w(nT)$ είναι μια προσέγγιση της παραγώγου του

$y(t) \Big|_{t = nT}$. Αυτή η προσέγγιση γίνεται καλύτερη όταν το T

είναι πραγματικά μικρό.

Καθορισμός συνάρτησης μεταφοράς διακριτού χρόνου από τα δείγματα της κρουστικής απόκρισης

Θεωρούμε μια συνάρτηση μεταφοράς διακριτού χρόνου $H(z)$ τάξης n :

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}$$

Από τον ορισμό της παλμικής συνάρτησης μεταφοράς ισχύει:

$$H(z) = w_0 + w_1 z^{-1} + w_2 z^{-2} + \dots$$

όπου

$$w_i \triangleq w(iT)$$

Πολλαπλασιάζοντας τις τελευταίες δύο σχέσεις παίρνουμε:

$$a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} = w_0 + (w_1 + b_1 w_0) z^{-1} + \dots + (w_n + \sum_{i=1}^n b_i w_{n-i}) z^{-n} + \\ + (w_m + \sum_{i=1}^n b_i w_{m-i}) z^{-m} + \dots \quad (m > n) \quad (\text{E})$$

Στη συνέχεια εξισώνοντας τους συντελεστές ίδιας δύναμης z^{-1} , παίρνουμε $(n+1)$ εξισώσεις:

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ b_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ b_2 & b_1 & 1 & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_n & b_{n-1} & b_{n-2} & \dots & b_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_n \end{bmatrix}$$

Για τον καθορισμό των συντελεστών b_i , θεωρούμε τους όρους $z^{-(n+1)}$ ως z^{-2n} . Καθώς δεν υπάρχουν τέτοιοι όροι στο αριστερό μέρος της εξίσωσης (E), αυτές οι εξισώσεις δεν περιέχουν a_i , και μπορούν να γραφούν στην παρακάτω μορφή:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} w_1 & w_2 & \cdots & w_n \\ w_2 & w_3 & \cdots & w_{n+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_n & w_{n+1} & \cdots & w_{2n-1} \end{bmatrix}}_{\text{Πίνακας Hankel}} \begin{bmatrix} b_n \\ b_{n-1} \\ \vdots \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -w_{n+1} \\ -w_{n+2} \\ \vdots \\ -w_{2n} \end{bmatrix}$$