

KENDİNDEN AYARLAMALI PID KONTROL VE DENEYSSEL UYGULAMALARI

Salih Serhan YURDAKUL
salihserhan@gmail.com

İlyas EKER
ilyas@cu.edu.tr

Çukurova Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Balcalı, Adana

ÖZET

Oransal-İntegral-Türevsel (PID) kontrolcüler endüstride yaygın olarak kullanılmakta ve endüstriyel kontrol sistemlerinin önemli bir parçasını oluşturmaktadır. Bu yüzden PID tasarım ve uygulama metodlarında yapılacak herhangi bir gelişme endüstriyel kontrol sistemleri için önemli yer teşkil edecektir.

Bilgisayar teknolojilerindeki hızla artan gelişmeler sayesinde kendinden-ayarlamalı kontrol algoritmalarındaki hesap karmaşası bir sınırlayıcı etmen olmaktan çıkmıştır. Bu durum sayesinde kendinden-ayarlamalı PID kontrol diğer klasik PID kontrole göre önemli bir alternatif olmuştur.

Bu çalışmada kendinden-ayarlamalı kutup atamalı PID kontrol yapısı sunulmuştur. Deneysel uygulamalar laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar klasik PID ve diğer bazı PID kontrol metodları ile karşılaştırılmış, böylece kendinden ayarlamalı PID kontrolün avantajları ve dezavantajları vurgulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kendinden-Ayarlamalı PID kontrol, kutup atamalı kontrol.

1. GİRİŞ

Uyarlamalı kontrol, adından da anlaşılacağı gibi yeni durumlara uyum sağlamak için sistem davranışının değiştirilmesini öngören bir kontrol yöntemidir[1]. Uyarlamalı kontrol, yeni durumlara uyum sağlayacağı için, doğası gereği doğrusal olmayan bir yapıdadır[2].

Klasik kontrol sistem tasarımının yapılabilmesi için kontrol edilecek sistemin karakteristiğinin ve davranışlarının bilinmesi gerekmektedir. Sabit kontrol parametrelerinin de tüm çevresel ve işletme şartları için uygun olması gerekmektedir. Buna rağmen birçok sistem, değişen çevresel ve işletme şartlarında karakteristiklerinin çıkarılabilmesi için, sistemde bulunan tespit edilemeyen kısımlar yüzünden uygun değildir. Bu sebepten dolayı bir ayarlama ve kalibrasyon mekanizmasına ihtiyaç duyarlar.

Örneğin, PID kontrolcü kullanılan kimyasal bir proseste değişen çevresel faktörlerden (sıcaklık, basınç, ...) dolayı sistem parametreleri değişmektedir. Bu

parametrelerin değişmesinden dolayı, sistem cevabının değişmemesi için sistemde bulunan PID kontrolcünün parametrelerinin de (K_p , T_i , T_d) buna bağlı olarak değiştirilmesi gerekmektedir. Yaz ve kış aylarında oluşan sıcaklık farklarından dolayı PID kontrol parametreleri bu aylarda birbirinden farklı olacaktır.

Kendinden-ayarlamalı sistemlerdeki temel düşünce, ihtiyaç ve duruma göre kendi parametrelerini otomatik olarak değiştiren bir algoritma oluşturmaktır[3]. Kendinden ayarlamalı sistem yapısı, otomatik ayar mekanizması oluşturmak için ölçülen giriş ve çıkışları kullanarak sistem kestirimi yaparlar ve bu kestirilen sisteme uygun bir kontrolcü kullanırlar. Bu yapı iki ana işlemden oluşur: sistemi kestirmek ve kestirilen sisteme uygun bir kontrolcü tasarlamak.

Kendinden - ayarlamalı sistemlerde parametre kestirimi kadar önemli bir diğer hususta kontrolcü tasarımıdır. Kutup atamalı kontrolcü tasarım yöntemi, kolay anlaşılabilir ve uygulanabilir bir

yöntemdir. Kutup atama metodundaki ana fikir, istenilen kapalı çevrim kutuplarını ayarlayacak şekilde kontrolcü parametrelerini ayarlamaktır.

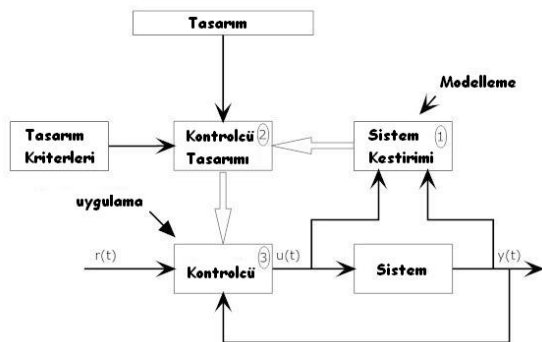
Kendinden-ayarlamalı kontrol sisteminde kutup atama yönteminin kullanıldığı birçok uygulama yapılmıştır[4]. Kendinden-ayarlamalı kontrol, dolaylı ve doğrudan olmak üzere iki temel yapıya ayrılabilir. Doğrudan algoritmada kontrolcünün parametreleri, kestirilen sistem parametreleri üzerinden hesaplanır. Dolaylı algoritmada ise kontrolcü parametrelerinin direk kestirimi söz konusudur.

Bu çalışmada doğrudan kendinden-ayarlamalı kontrol kullanılmıştır. Sistem kestirim algoritması olarak yinelemeli en küçük kareler kestirim metodu (RLS) kullanılmıştır. Sistem modeli olarak ARX seçilmiştir. Kontrol metodu ise kutup atamalı PID kontroldür.

2. KENDİNDEN - AYARLAMALI KONTROL

Kendinden-ayarlamalı kontrolcü tasarımı genel olarak üç temel aşamadan oluşmaktadır. Bunlar:

- i. Sistem modelleme
- ii. Kontrolcü tasarımı
- iii. Tasarlanan kontrolcünün sisteme uygulanması



Şekil 1. Kendinden-ayarlamalı kontrol yapısı

Şekil 1'de kendinden ayarlamalı kontrol yapısı bu aşamalarla birlikte gösterilmektedir.

Sistem modelleme kısmı sistemin matematiksel gösterimi ile ilgilidir. Matematiksel gösterimin ya da modellemenin yapılabilmesinin iki yolu vardır. Bunlardan ilki sisteme fiziksel ve kimyasal kanunların uygulanması ve buna bağlı olarak bir model oluşturulmasıdır. Diğeri ise sistemin gözlemlenen davranışlarına bakılarak bir model oluşturulmasıdır. Gözlemlenen sistem giriş ve çıkış sinyallerinden bir model elde etme işlemi "sistem kestirimi" dir[3].

Kontrolcü tasarımı kısmında uygulanacak sisteme, kullanılan matematiksel modele ve diğer tasarım kriterlerine uygun bir kontrolcü tasarımı yapılır. Yapılan bu tasarım sonrasında elde edilen kontrol sinyali sisteme uygulanır. Sistem kestirimi sayesinde elde edilen sistem parametrelerine bağlı olarak, kontrolcünün parametreleri, istenilen çıkış cevabını sağlayacak şekilde değişir.

2.1. Kendinden - Ayarlamalı Kutup Atamalı PID Kontrol

Bu çalışmada kendinden-ayarlamalı kutup atamalı bir PID kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Sistem modeline uygun sistem parametre kestirimi yapıldıktan sonra kutup atama yöntemi ile kontrolcü parametreleri elde edilmiştir. Elde edilen bu parametreler yardımıyla PID kontrol parametreleri olan K_p , T_i , T_d değerleri otomatik olarak istenilen kapalı devre cevabını verecek şekilde değişmektedir.

ARMAX modeli ile ifade edilen tek giriş tek çıkış (SISO) bir sistemi ele alalım:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) \quad (1)$$

Burada, $e(t)$ ilişkisiz sıfır ortalamaya sahip beyaz gürültü serisini temsil etmektedir. d tam sayı olup sistemin girişi ile çıkışı arasındaki zaman gecikmesidir. Geriselle kaymalı operatör $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ şeklinde tanımlanmıştır ve farksal operatör $\Delta := 1 - z^{-1}$ şeklinde tanımlanmıştır. Sistem polinomları olan $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ ve $C(z^{-1})$ aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

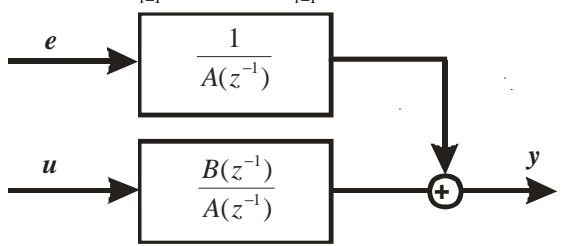
$$\begin{aligned}
A &= 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a} \\
B &= b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_b} z^{-n_b} \\
C &= 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{n_c} z^{-n_c}
\end{aligned} \quad (2)$$

Burada n_a, n_b, n_c polinomların derecelerini göstermektedir; buna rağmen model parametrelerinin toplamı aşağıdaki denklemden elde edilebilir[3].

$$n_T = n_a + n_b + 1 + n_c \quad (3)$$

Parametre yakınsamasını hızlandırmak ve hesap zamanını düzeltmek için ARMAX model yerine $C(z^{-1})=1$ kabul edilerek ARX model kullanılır [5].

ARMAX model, parametreleri (A, B, C polinomlarının katsayıları) sistem kestiriminde kullanılıyorsa, uyarlamalı kontrol için tam anlamıyla uygun değildir. $C(z^{-1})$ polinomunun katsayılarının kestirimi, imgesel gürültü olan $e(t)$ ölçülemediğinden dolayı sorun oluşturmaktadır. Bu yüzden uyarlamalı kontrol tasarımlarında, sistem çıkışının aşağıdaki eşitlikte tanımlandığı ARX model daha çok kullanılmaktadır [6].

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i) + e(k) \quad (4)$$


Şekil 2. ARX model blok diyagramı

2.2. Sistem Parametre Kestirimi

Sistem kestirimi, uyarlamalı kontrolde, kontrolcü tasarımı kadar önemli bir yere sahiptir. Buradaki ana fikir, sistem modelindeki parametrelerin a_i, b_i, c_i

sistemin şimdiki ve geçmişteki giriş ve çıkışlarını kullanarak devamlı (yinelemeli) olarak güncellemektir[7].

$$y(t) = x^T(t)\theta + e(t) \quad (5)$$

$$\theta^T = [-a_1, -a_2, \dots, -a_{n_a}, b_0, b_1, \dots, b_{n_b}] \quad (6)$$

burada θ bilinmeyen parametreler vektörü, $x(t)$ ise regresyon vektörüdür.

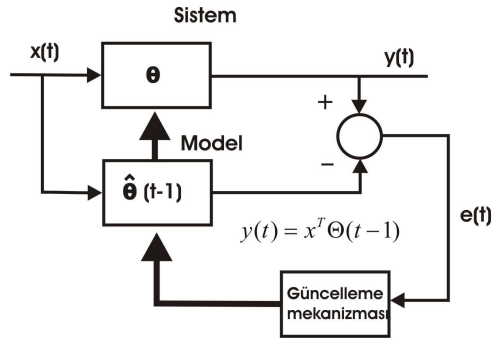
$$\begin{aligned}
x^T(t) &= [y(t-1), y(t-2), \dots, y(t-n_a), \\
&u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-n_b-1)]
\end{aligned} \quad (7)$$

Gerçek sistem parametrelerinin data vektörü θ 'yı belirlemek için bir sistem modeli varsayalım.

$$y(t) = x^T(t)\hat{\theta} + \hat{e}(t) \quad (8)$$

$$P(t) = [X^T(t)X]^{-1} \quad (9)$$

Burada $P(t)$ kovaryant matrisi ifade etmektedir.



Şekil 3. Yinelemeli en küçük kareler kestirim metodu (RLS) şeması.

$$B(t) = X^T(t)y(t) \quad (10)$$

Matris tersleme kuralını kullanarak,

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \quad (11)$$

$$P(t+1) = P(t) \left[I_m - \frac{x(t+1)x^T(t+1)P(t)}{1 + x^T(t+1)P(t)x(t+1)} \right] \quad (12)$$

Denklem (8) deki bilinmeyen parametreler RLS metodu ile yinelemeli olarak kestirilir. Kestirilen parametreler sistem modelinde yerine konulduğunda aşağıdaki gibi yazılabilir:

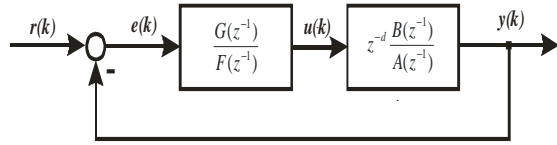
$$\hat{A}(z^{-1})y(t) = z^{-1}\hat{B}(z^{-1})u(t) + e(t) \quad (13)$$

Kestirilen polinomlar aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\begin{aligned} \hat{A} &= 1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \dots + \hat{a}_{n_a} z^{-n_a} \\ \hat{B} &= \hat{b}_0 + \hat{b}_1 z^{-1} + \dots + \hat{b}_{n_b} z^{-n_b} \end{aligned} \quad (14)$$

2.3. Kutup Atamalı Kontrol

Kontrolcü tasarımı Şekil 4' te gösterilen genel kapalı devre blok diyagramından gelmektedir.



Şekil 4. Kontrol döngüsü blok diyagramı

Kontrol edilen sistemin ayrık transfer fonksiyonu polinomları ile birlikte aşağıda gösterilmektedir.

$$G_p(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = \frac{z^{-d}\hat{B}(z^{-1})}{\hat{A}(z^{-1})} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \hat{A} &= 1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \dots + \hat{a}_{n_a} z^{-n_a} \\ \hat{B} &= \hat{b}_0 + \hat{b}_1 z^{-1} + \dots + \hat{b}_{n_b} z^{-n_b} \end{aligned} \quad (16)$$

Kontrolcünün transfer fonksiyonu parametreleri ile birlikte aşağıda gösterilmektedir.

$$G_R(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{\hat{G}(z^{-1})}{\hat{F}(z^{-1})} \quad (17)$$

$$\hat{F} = 1 + \hat{f}_1 z^{-1} + \dots + \hat{f}_{n_f} z^{-n_f} \quad (18)$$

$$\hat{G} = \hat{g}_0 + \hat{g}_1 z^{-1} + \dots + \hat{g}_{n_g} z^{-n_g}$$

Şekil 4'te gösterilen kapalı devre kontrol transfer fonksiyonu:

$$G_w(z) = \frac{y(z)}{r(z)} = \frac{z^{-d}\hat{B}\hat{G}}{\hat{A}\hat{F} + z^{-d}\hat{B}\hat{G}} \quad (19)$$

Eğer istenen kapalı devre kutup atamaları T polinomunun sıfırlarıyla tanımlanırsa

$$T = 1 + t_1 z^{-1} + \dots + t_{n_t} z^{-n_t} \quad (20)$$

gerçek kutuplardan istenen kutuplara atanan kontrolcü parametreleri, polinom eşitliğinin çözümü olarak verilmiştir.

$$T = \hat{A}\hat{F} + z^{-d}\hat{B}\hat{G} \quad (21)$$

Eğer A ve B polinomları ortak sıfırlara sahip değil ve n_f, n_g, n_t dereceleri aşağıdaki eşitlikleri sağlarsa, kontrolcü parametreleri için tek bir çözüm mevcuttur[3].

$$\begin{aligned} n_f &= n_b \\ n_g &= n_a - 1 \quad (n_a \neq 0) \\ n_t &\leq n_a + n_b \end{aligned} \quad (22)$$

$n_a = 3, n_b = 2, n_t = 1$: olarak düşünersek;

$$\begin{aligned} &(1 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2})(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}) \\ &+ z^{-1}(b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})(g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2}) \\ &= 1 + t_1 z^{-1} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & b_0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & b_1 & b_0 & 0 \\ a_2 & a_1 & b_2 & b_1 & b_0 \\ a_3 & a_2 & 0 & b_2 & b_1 \\ 0 & a_3 & 0 & 0 & b_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ g_0 \\ g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 - a_1 \\ -a_2 \\ -a_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{A}\boldsymbol{\theta}_c = \mathbf{b} \quad (25)$$

Burada \mathbf{A} 'nın özel yapısı Sylvester matrisinin bir parçasıdır. A ve B aralarında asal ve doğru derecelere ($a_3 \neq 0 \neq b_2$) sahip olması şartıyla \mathbf{A} matrisi terslenebilir. Kontrolcünün parametre

vektörü olan θ_c ' ye ulaşmak için , A^{-1} , standart metotlarla elde edilebilir.

$$\theta_c = A^{-1}b \quad (26)$$

Bu şekilde F ve G polinomlarının bilinmeyen katsayıları bulunabilir. Bununla birlikte, bu yapıya sahip olan polinomları (Diophantine denklemler) çözmek için birçok metot vardır ve bu metotlar A ve B matrislerinin aralarında asal olması şartını aramayabilirler.

Aynı şekilde, modellemede kullanılan n_a, n_b değerleri ve yinelemeli kestirilen A, B çok büyük olabilir. Bunun sonucunda, kestirilen A, B değerlerinde ortak faktöre sebep olabilir ve bu matris terleme metodu için uygun olmaz[3].

Aşağıda tanımlanan kontrol kuralını inceleyelim[7]

$$\begin{aligned} \hat{G}(z^{-1}) &= \hat{g}_0 + \hat{g}_1 z^{-1} + \hat{g}_2 z^{-2} \\ \hat{F}(z^{-1}) &= 1 + \hat{f}_1 z^{-1} + \hat{f}_2 z^{-2} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\hat{G}(z^{-1})y(t) + \Delta \hat{F}(z^{-1})u(t) - \hat{G}(1)w(t) = 0 \quad (28)$$

$$\hat{G}(1)w(t) - \hat{G}(z^{-1})y(t) = \Delta u(t) \hat{F}(z^{-1}) \quad (29)$$

$$\hat{G}(z^{-1})e(t) = \Delta u(t) \hat{F}(z^{-1}) \quad (30)$$

Öncelikle yeni bir sinyal olan $v(t)$ 'yi tanımlayalım

$$\hat{v}(t) := \hat{x}(t) / \hat{z}(t) \quad (31)$$

$x(t)$ ve $z(t)$ 'yi de aşağıdaki gibi tanımlayalım

$$\hat{x}(t) := \hat{x}(t-1) + \hat{G}(1)w(t) - \hat{G}(z^{-1})y(t) \quad (32)$$

$$\hat{z}(t) := \frac{1}{\hat{F}(z^{-1})} \hat{x}(t) \quad (33)$$

(31)-(33) olan denklemleri (28)'de yerine koyarsak

$$\hat{G}(z^{-1})y(t) + \hat{v}(t) \cdot \Delta u(t) - \hat{G}(1)w(t) = 0 \quad (34)$$

$$L(z^{-1}) = l_0 + l_1 z^{-1} + l_2 z^{-2} \quad (35)$$

$$\hat{l}_i(t) := \frac{\hat{g}_i}{\hat{v}(t)} \quad (i = 0, 1, 2) \quad (36)$$

Yamamoto ve arkadaşları çalışmalarında [8] pratik bir çözüm düşünmüşler ve kalıcı durumda $v(t)$ ile $F(1:t)$ 'yi yer değiştirmişlerdir. Böylece aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir.

$$\hat{l}_i(t) := \frac{\hat{g}_i(t)}{\hat{F}(1:t)} \quad (37)$$

Kontrol performansı, karakteristik polinom olan $T(z^{-1})$ 'nin tasarımına bağlıdır. Aşağıda $T(z^{-1})$ 'nin nasıl tasarlanacağına dair bir metot verilmiştir [8].

$T(z^{-1})$ aşağıdaki noktalar üstünden tasarlanabilir.

1. yükseliş süresi
2. sönümlenme özelliği

$$T = 1 + t_1 z^{-1} + t_2 z^{-2} \quad (38)$$

t_i katsayıları aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$t_1 = -2e^{-\frac{\rho}{2\mu}} \cos\left(\frac{\sqrt{4\mu-1}}{2\mu} \rho\right) \quad (39)$$

$$t_2 = e^{-\frac{\rho}{\mu}} \quad (40)$$

$$\rho := T / \sigma \quad (41)$$

$$\mu := 0.25(1-\delta) + 0.51\delta, \quad (0 \leq \delta \leq 2.0) \quad (42)$$

Burada T, σ ve μ sırasıyla örnekleme zamanı, yükselme zamanı ve sönümlenme indeksi göstermektedir. Burada δ pratik olarak 0.0 ve 2.0 arasında seçilebilir[8].

2.4. PID Uyarlaması

Sürekli zaman PID kontrolcüler genellikle aşağıdaki form da verilirler.

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (43)$$

Burada $u(t)$ kontrol sinyali, $y(t)$ sistem çıkışı, $e(t)$ izleme hatası, $w(t)$ ise referans sinyalidir. PID kontrolcünün parametreleri, oransal kazanç olan K_p , integral zaman sabiti T_I ve türevsel zaman sabiti T_D dir. Laplace dönüşümünü kullanarak denklem (43) aşağıdaki biçimde yazılabilir.

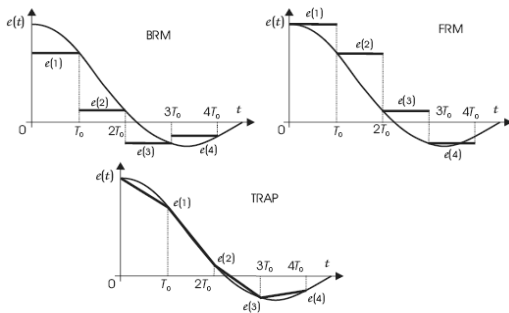
$$U(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right] E(s) \quad (44)$$

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right] \quad (45)$$

PID kontrolcünün dijital versiyonunu elde edebilmek için (43) nolu denklemin integral ve türevsel elemanlarını ayrıık zamana dönüştürmemiz gerekir. Bunun en kolay algoritması ise türevsel yapıyı birinci derece farksal yapıya dönüştürmektir.

$$\frac{de}{dt} \approx \frac{e(k) - e(k-1)}{T_0} = \frac{\Delta e(k)}{T_0} \quad (46)$$

Burada $e(k)$ örnekleme zamanı k . anındaki hata değeridir. İntegral almanın en kolay yolu ise basitçe toplamaktır. Böylece sürekli bir fonksiyona, sabit fonksiyonun (basamak fonksiyonu) örnekleme zamanı T_0 ile yaklaşmış oluruz [6].



Şekil 5. İntegral elemanlarının ayrıklaştırılması

İntegral ayrıklaştırma algoritmalarından TRAP in algoritması aşağıda verilmiştir.

$$u(k) = K_p \left\{ e(k) - e(k-1) + \frac{T_0}{2T_I} [e(k) + e(k-1)] + \frac{T_D}{T_0} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} + u(k-1) \quad (47)$$

$$K_p = \frac{l_0 - l_1 - 3l_2}{2}$$

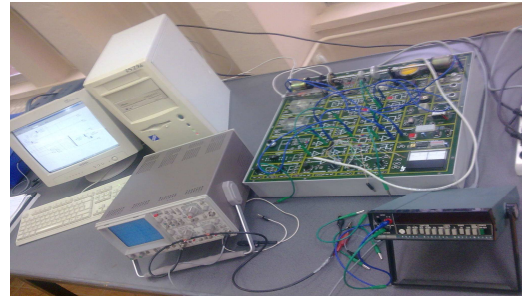
$$T_i = \frac{T_0 (l_0 - l_1 - 3l_2)}{2(l_0 + l_1 + l_2)} \quad (48)$$

$$T_d = \frac{2T_0 l_2}{l_0 - l_1 - 3l_2}$$

3. DENEYSEL UYGULAMALAR

Bu bölümde, önceki bölümlerde tasarımı yapılan kendinden-ayarlamalı PID kontrolcü uygulamaları yapılmıştır. Çalışmalar laboratuvar ortamında yapılmıştır. Sistem olarak bir D.C motor kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, klasik PID kontrol metotlarıyla karşılaştırılmış ve kendinden-ayarlamalı PID kontrolün avantajları ve dezavantajları belirtilmiştir. Deneysel sistem, başlıca, bir bilgisayar, data aktarım kartı, DC motor, takojeneratör ve güç yükselteciden oluşmaktadır. Data aktarım kartı, (ADVANTECH PCL-1800, 330 kHz, çevrim süresi 2.5µsec) kontrol algoritmaları sonucunda elde edilen kontrol sinyalini 12V 2400rpm'lik DC motora uygulamak ve takojeneratörden gelen hız bilgisini PC ye aktarmak için kullanılmıştır.

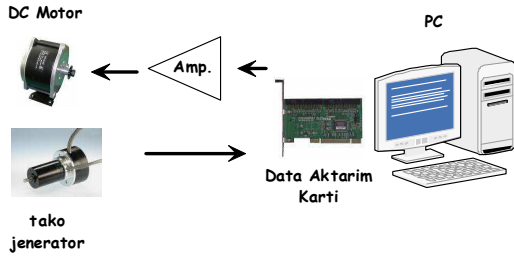
Deneysel düzeneğin resmi Şekil 6 da, deneysel düzenekte kullanılan donanımlar ise Şekil 7 de gösterilmiştir.



Şekil 6. Deneysel düzenek

Yazılım kısmı başlıca üç bölümden oluşmaktadır:

- Sistem kestirimi algoritması
- Kutup atama algoritması
- PID kontrol algoritması

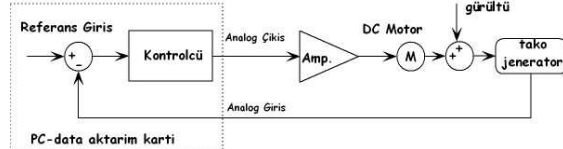


Şekil 7. Deneysel düzeneğin donanımları

Bu algoritmalar aşağıda adım adım verilmiştir:

- [Adım1] $T(z^{-1})$ polinomunu belirle (40)-(43)
- [Adım2] $\hat{a}_i(k)$ ve $\hat{b}_i(k)$ lerin kestirimi (5)-(12)
- [Adım3] $F(z^{-1})$ ve $Q(z^{-1})$ 'yi hesapla (19)-(26)
- [Adım4] $\hat{v}(t)$, $\hat{x}(t)$, $\hat{z}(t)$ 'yi hesapla (28)-(33)
- [Adım5] $\hat{l}_i(t)$ leri hesapla (37)
- [Adım6] PID parametrelerini hesapla(48)
- [Adım7] $u(k)$ 'yi hesapla (47)
- [Adım 8] [Adım2]'ye geri dön

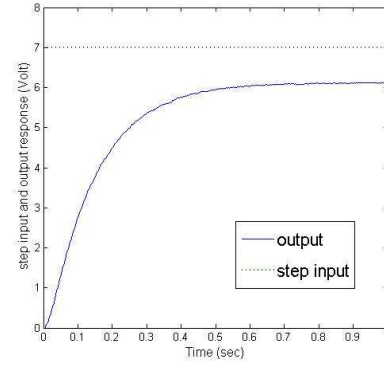
Tüm kontrol çözüm ve hesaplamaları Simulink/MATLAB'da gerçekleştirilmiştir. Şekil 8 de deneysel düzeneğin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 8. Deneysel düzeneğin blok diyagramı

3.1. Sistem Modeli

DC motorlar birçok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadırlar. Yüksek hız yetenekleri, düşük rotor ataletleri ve ısı dağıtma karakteristikleri diğer tip motorlara göre daha iyidir.



Şekil 9. DC motorun basamak cevabı

Proses tepki eğrisi metodu (process reaction curve method), yük altındaki ya da yüksüz bir sistemin dinamik davranışlarının analizinde, çok yaygın olarak kullanılan geleneksel bir metottür[9]. Yükselme süresi, yatışma süresi, zaman sabiti, zaman gecikmesi, cevap tipi gibi sistemlerin dinamik özellikleri bu metot kullanılarak hesaplanabilir. Sisteme bir basamak sinyali uygulanmış ve çıkış cevabı ölçülmüştür. Yaklaşık model, proses tepki eğrisi metodu ile hesaplanmıştır [10]:

$$G(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{\tau s + 1} \cong \frac{K}{(1 + T_d s)(1 + \tau s)} \in R(s) \quad (49)$$

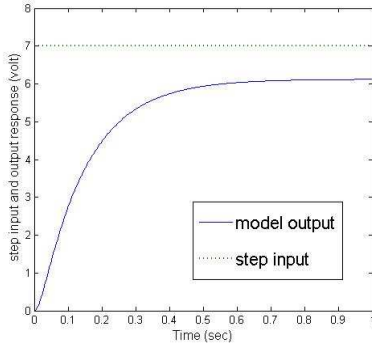
Burada K kalıcı durum kazancı, T_d zaman gecikmesi ve τ ise zaman sabitidir.

Ön hazırlık çalışmalarında, proses tepki eğrisi metodu kullanılarak, açık çevrim şartlarında takojeneratör karakteristiğini elde etmek için, farklı armatür gerilimlerinde motor hız bilgisi ölçülmüştür. Sistemdeki takojeneratör yaklaşık olarak doğrusal bir karakteristiğe sahiptir ve kazancı 2.15 volt/rad/s olarak hesaplanmıştır. Sisteme basamak sinyali uygulanmış ve çıkış cevabı ölçülmüştür. Yüksek frekanslı gürültü elemanlarını bastırmak için bir alçak geçiren filtre kullanılmıştır.

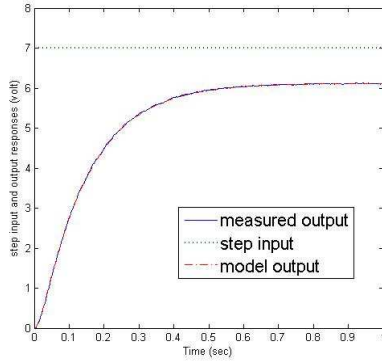
Sistemin yükselme zamanı 0.3 s, başlangıçtaki zaman gecikmesi 0.017 s olarak gözlenmiş, kalıcı durum kazancı 0.875 ve zaman sabiti 0.138 olarak hesaplanmıştır. Örnekleme zamanı 3ms olarak seçilmiştir.

Denklem (49) da verilen yaklaşık sistem modeli kullanılarak sistem kazanç katsayıları hesaplanmıştır. Hesaplanan katsayılara ait matematiksel model denklem (50) de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{372.975}{s^2 + 66.070s + 426.257} \quad (50)$$

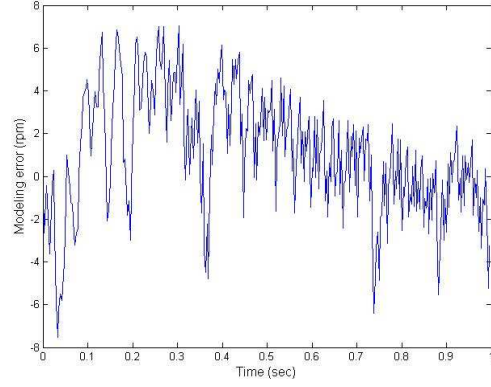


Şekil 10. Model basamak cevabı



Şekil 11. DC motor ve modelinin basamak cevapları

DC motora ait basamak cevabı Şekil 9 da, hesaplanan yaklaşık modele ait basamak cevabı ise Şekil 10 da gösterilmektedir. Model onaylamaya ait grafik Şekil 11 de gösterilmiştir. Şekildeki düz çizgi gerçek sistem cevabını, kesikli noktalı çizgi yaklaşık model cevabını göstermektedir. Şekil 12 de gerçek sistem ile hesaplanan model arasındaki hız hatasının grafiği görülmektedir. Çıkış hatası 0.5 s den sonra azalmaktadır ve kalıcı durumda ± 4 rpm civarındadır. Şekil 12 deki ortalama hata, dolayısıyla kalıcı durum modelleme hatası da sıfırdır.



Şekil 12. Modelleme hatası

RMS hata metodu, model onaylamada sıkça kullanılan bir yaklaşımdır [11]. Denklem (51) den hesaplanan RMS hata 3.062 rpm dir.

$$RMS(e) = \sqrt{\frac{\sum e_i^2}{N}} = 3.062 \text{ rpm} \quad (51)$$

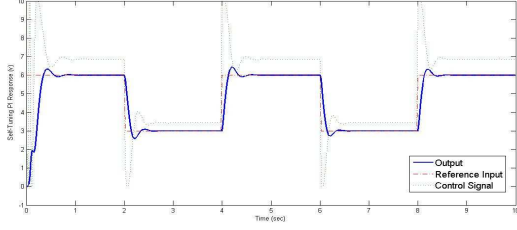
3.2. Deneysel Sonuçlar

Önceki bölümlerde anlatıldığı gibi verilen kendinden-ayarlamalı kontrol algoritması adımları PI ve PID kontrol için uygulanmıştır. Sistem kestirimi metodu olarak yinelemeli en küçük kareler metodu kullanılmıştır ve model olarak ARX model seçilmiştir. Tüm kendinden-ayarlamalı algoritmalar için örnekleme zamanı 20ms seçilmiştir.

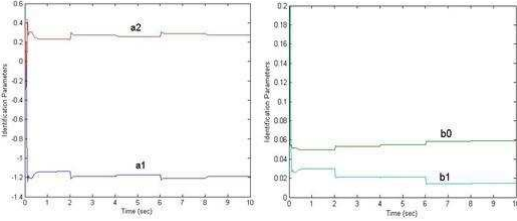
Tasarım kriterleri olarak, hızlı cevap, az aşma, daha az çıkış dalgalanması, daha kısa yükselme zamanı, daha küçük kontrol sinyali değişimi hedeflenmiştir.

Sistem kestirimi algoritmalarından kestirilen A ve B polinomlarını kullanarak kutup atama algoritmasında tariflenen F ve G polinomları hesaplanır. Hesaplanan F ve G polinomları kullanılarak PID kazanç parametreleri (K_p , T_i , T_d) hesaplanmıştır. İntegral ayırıklaştırma metodu olarak TRAP kullanılmıştır.

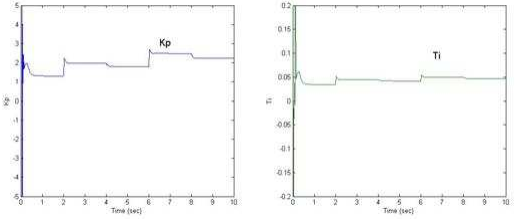
Kendinden-ayarlamalı PI kontrolün cevabı Şekil 13'te, sistem kestirim parametreleri Şekil 14'te ve kontrolcü kazanç (K_p , T_i) parametrelerinin değişimi ise Şekil 15'te gösterilmektedir.



Şekil 13. Kendinden-ayarlamalı PI kontrol cevabı

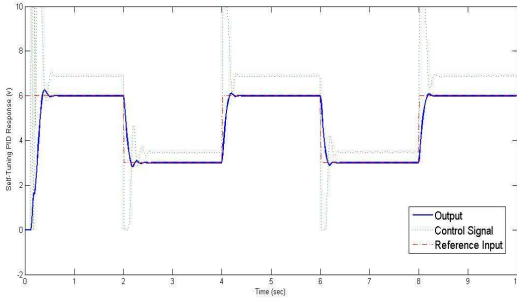


Şekil 14. Kendinden-ayarlamalı PI kontrol sistem kestirimi parametrelerinin değişimi

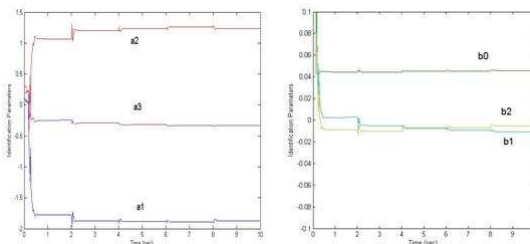


Şekil 15. Kendinden-ayarlamalı PI kontrol kazanç parametrelerinin değişimi

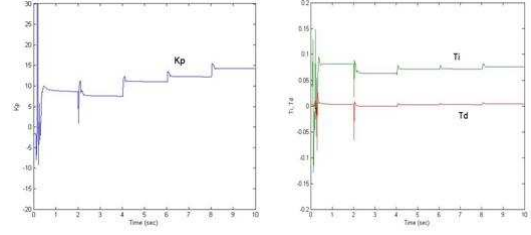
Kendinden-ayarlamalı PID kontrolün cevabı Şekil 16'da, sistem kestirim parametreleri Şekil 17'de ve kontrolcü kazanç (K_p , T_i , T_d) parametrelerinin değişimi ise Şekil 18'de gösterilmektedir.



Şekil 16. Kendinden-ayarlamalı PID kontrol cevabı



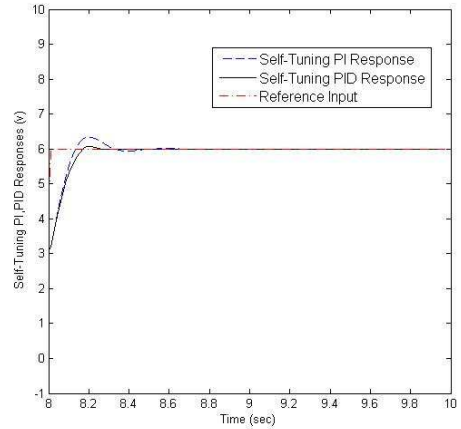
Şekil 17. Kendinden-ayarlamalı PID kontrol sistem kestirimi parametrelerinin değişimi



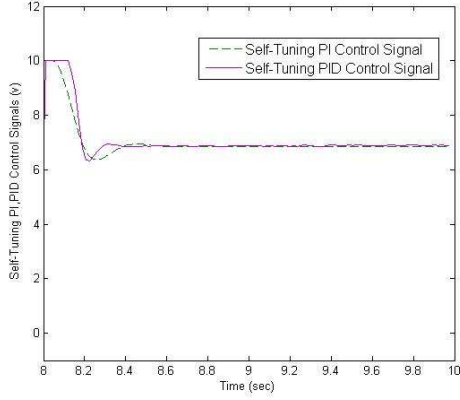
Şekil 18. Kendinden-ayarlamalı PID kontrol kazanç parametrelerinin değişimi

Referans giriş olarak sisteme 3-6V aralığında değişen bir kare dalga sinyal uygulanmıştır. Kestirilen sistem parametreleri gerçek sistem parametrelerine yakınsadıkça, kendinden-ayarlamalı PI ve PID kontrol cevapları Şekil 13 ve Şekil 16'dan da görüldüğü gibi her bir örnekleme çevriminde daha da düzelmektedir.

Tablo 1'de hız takip edebilme kalitesine ait bazı performans göstergeleri verilmiştir. Şekil 19 ve Tablo 1'den de görüldüğü gibi kendinden-ayarlamalı PID kontrol kendinden-ayarlamalı PI kontrolden daha iyi bir sonuç vermiştir. Kendinden-ayarlamalı PID daha düşük yatışma süresine, daha az taşmaya ve genlik olarak daha az çıkış dalgalanmasına sahiptir. Kendinden-ayarlamalı PI ve PID ye ait kontrol sinyalleri Şekil 20'de gösterilmiştir.



Şekil 19 Kendinden-ayarlamalı PI ve PID kontrol cevabı

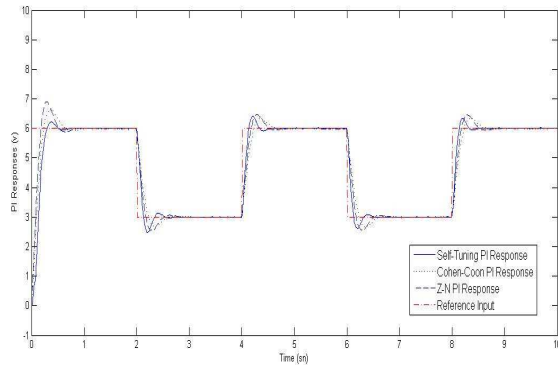


Şekil 20. Kendinden-ayarlamalı PI ve PID kontrol sinyalleri

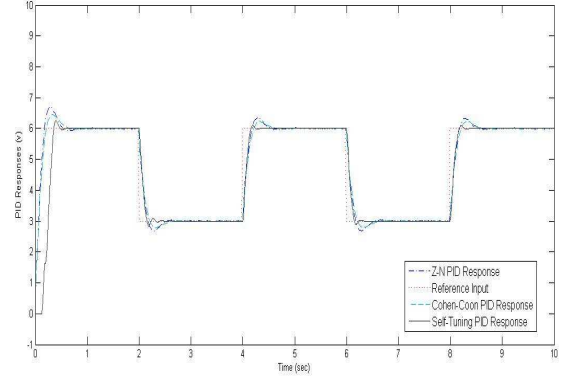
Sistemin takip yeteneğini görebilmek için sisteme bir kare dalga referans sinyali uygulanmış ve PI ve PID kontrolcülere ait grafikler sırasıyla Şekil 21 ve Şekil 22'de gösterilmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere kendinden-ayarlamalı kontrolcüler, klasik PI ve PID kontrolcülerden daha iyi bir izleme performansına sahiptirler.

Tablo 1. Kendinden-ayarlamalı PI ve PID kontrol zaman eksenli özellikleri

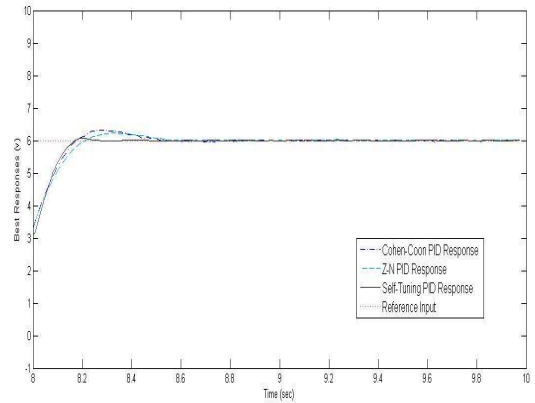
Kontrolcü Tipi	Yükselme süresi (ms)	Yatışma süresi (ms) (5%)	Taşma (%)	Çıkış Sahnımı (rpm)
Kendinden Ayarlamalı PI	96	281	10.5	± 2.8
Kendinden Ayarlamalı PID	115	156	1.2	± 2.6



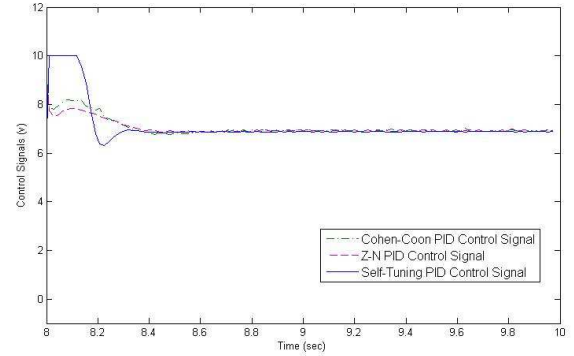
Şekil 21. Kendinden-ayarlamalı, Z-N ve Cohen-Coon metodlarına ait PI kontrol cevapları



Şekil 22. Kendinden-ayarlamalı, Z-N ve Cohen-Coon metodlarına ait PID kontrol cevapları



Şekil 23. En iyi sonuçların kıyası



Şekil 24. En iyi sonuçlara ait kontrol sinyalleri

Tablo 2'de Kendinden-ayarlamalı PID, Cohen-Coon PID ve Z-N PID kontrolcülerine ait bazı performans göstergeleri verilmiştir. Şekil 23 ve Tablo 2'den de görüldüğü gibi kendinden-ayarlamalı PID kontrol en iyi sonuca sahiptir.

Tablo 2. Kendinden-ayarlamalı, Cohen-Coon ve Z-N PID kontrol zaman eksenli özellikleri

Kontrolcü Tipi	Yükselme süresi (ms)	Yatışma süresi (ms) (5%)	Taşma (%)	Çıkış Salınımı (rpm)
Cohen-Coon PID	142	433	5.4	± 2.6
Z-N PID	159	432	3.8	± 2.7
Kendinden Ayarlamalı PID	115	156	1.2	± 2.3

4. SONUÇ

Bu çalışmada, bir kutup atamalı kendinden-ayarlamalı PID kontrolcü tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Birçok endüstriyel sistem ikinci derecen modellenebilmektedir bu çalışmada ikinci dereceden bir yaklaşık sistem modeli kullanılmıştır. Proses tepki eğrisi metodu, sistemin kalıcı durum ve geçiş davranışlarını sistemi stabil tutacak ve salınım yapmayacak şekilde belirlemek için kullanılmıştır.

Bu kontrol şeklinde diğer direk kutup atamalı kendinden-ayarlamalı kontrol algoritmalarına kıyasla bilgisayar hesaplama karmaşası daha azdır çünkü bu algoritmada Diophantine denklemleri çözmeye gerek yoktur.

DeneySEL sonuçlara ve Tablo 2'deki zaman eksenli özelliklerine bakıldığında, taşmaların ciddi bir biçimde istenilen seviyelere kadar azaltıldığı, sürücü sistem hızının, yükselme süresi ve yatışma sürelerinin azalmasıyla, geliştirildiği, Ziegler-Nichols ve Cohen-Coon gibi geleneksel PID kontrolcülerden daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. DeneySEL sonuçlar, aynı zamanda, endüstriyel uygulamalarda, kendinden-ayarlamalı PID kontrolcülerin kullanılmaya aday olduğu gerçeğini doğrulamıştır. Hızla gelişen bilgisayar teknolojisi sayesinde kendinden-ayarlamalı kontrol algoritmalarındaki hesap karmaşası bir sınırlayıcı etmen olmaktan çıkmıştır. Bu yüzden kendinden-ayarlamalı PID kontrolcüler diğer geleneksel PID kontrolcüler için ciddi bir alternatif olarak düşünülebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Aström K.J., Wittenmark B., Adaptive Control, Addison-Wesley publishing Company, 1995 second edition.
- [2] Aström K.J., Wittenmark B., Computer Controlled Systems, England Cliffs, N.J: Prentice-Hall
- [3] Wellstead, P.E., Zarrop, M.B., Self Tuning Systems : Control and Signal Processing, Wiley, 1991
- [4] Yamamoto, T., Kaneda, M. and Tanaka, K., A Simple Explicit Self-Tuning Controller Based on Pole-Assignment Scheme and Its Applications, IEEE, 1995
- [5] Kirecci, A., Eker, İ., Dulger, L.C., Self-tuning control as conventional method, Electrical Engineering 85 (2003) 101–107, Springer-Verlag, 2003
- [6] Bobal, V., Böhm, J., Fessl, J., Machacek, J., “Digital Self-Tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Application”, Springer, 2005
- [7] P.E. Wellstead, D. Prager and P. Zanker: Pole-Assignment Self-Tuning Regulator, IEE Proc., Vol.126, No.8, pp.781-787, 1979
- [8] Yamamoto, T., Fujii, K. and Kaneda, M., A Self-Tuning PID Controller and Its Application for an Ethylene Cracking Furnace, IEEE 1996
- [9] Seborg, D., E., Edgar, T. F., and Mellichamp, D. A., Process Dynamics and Control. Wiley, New York, 1989.
- [10] Eker, İ., Sliding mode control with PID sliding surface and experimental application to an electromechanical plant. ISA Transactions 2006;45(1):109-18.
- [11] Kim, J., Identification of lateral tyre force dynamics using an extended Kalman filter from experimental road test data, Control Engineering Practice 17, pp 357–367, 2009.