

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KARMAŞIK YÜKLER ALTINDA ÇALIŞAN DC
MOTORUN ETKİN KONTROLÜ**

Elektrik Mühendisi Tayfun ÖZCAN

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Şeref Naci ENGİN

İSTANBUL, 2006

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ.....	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Konunun Önemi.....	1
1.2 Temel Kavramlar	1
1.2.1 Kontrolör Kavramı.....	1
1.2.2 PID Kontrolörler	2
1.3 Tezin İçeriği.....	2
2. ELEKTRO-MEKANİK ENERJİ DÖNÜŞÜMÜ	3
2.1 Dinamik Sistemlerin Matematiksel Olarak Modellenmesi.....	3
2.2 DC Motorların Yapısı ve Çalışma Prensibi	7
2.2.1 Kalıcı mıknatıslı DC Motorların Sınıflandırılması.....	7
2.2.2 DC Motor Modelinin Çıkarılması	11
2.2.3 Moment-Hız Grafiklerinin Çıkarılması	13
2.2.4 Yük Karakteristiğinin Belirlenmesi.....	14
3. DC MOTOR HIZ KONTROLÜ.....	16
3.1 DC Motorlarla Geri Beslemeli Kontrol	16
3.2 PID Kontrolöre Giriş	17
3.2.1 PID Katsayılarının Seçim Kriterleri	17
3.3 Sabit Yük Altındaki DC Motorun Kontrolü	18
3.4 Değişken Yük Altındaki DC Motorun Kontrolü	21
3.5 PID Katsayılarının Öz-Uyarlamalı Ayarı	23
3.5.1 Örnek Bir PID Öz-Uyarlamalı Kontrol Algoritması	23

4.	SİMÜLASYON SONUÇLARI	30
4.1	Değişken Yükleri Süren DC Motor Kontrol Simülasyonu Deneyleri	30
4.2	KontROLSÜZ DC Motor Cevabı.....	33
4.3	Klasik PID Kontrol Sonuçları.....	36
4.4	Öz-Uyarlamalı PID Kontrol Sonuçları	39
4.5	Klasik PID ile Öz-uyarlamalı PID Sonuçlarının Karşılaştırılması	42
4.6	Kontrolör Çıkışına Saturasyon (Saturation) Bloğu Eklenmesi.....	43
4.7	DC Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Kontrol Sürecine Etkileri	48
5.	GENEL SONUÇLAR VE ÖNERİLER	57
5.1	Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi	57
5.2	Tez Çalışmasının Genel Değerlendirilmesi	58
5.3	Gelecek Çalışma İçin Öneriler.....	58
	KAYNAKLAR.....	59
	ÖZGEÇMİŞ.....	60

SİMGE LİSTESİ

a	İvme
B_m	Viskoz Sürtünme Katsayısı
e_a	Uygulanan Gerilim
e_b	Zıt Elektromotor Gerilimi
e_f	Uyartım Gerilimi
e_{ss}	Kararlı Hal Hatası
f	Kuvvet
F_c	Kulomb(Coulomb) Sürtünme Katsayısı
F_s	Statik Sürtünme Katsayısı
g	Yerçekimi (9.81m/s ²)
i_a	Armatür Akımı
i_f	Uyartım Akımı
J_m	Motor Eylemsizliği
K	Yay Sabiti
K_b	Zıt Elektromotor Sabiti
K_D	Türev Katsayısı
K_i	Moment Sabiti
K_I	İntegral Katsayısı
K_m	Orantı Katsayısı
K_P	Oransal Katsayı
L_a	Armatür Endüktansı
M	Kütle
P_e	Motor Nominal Gücü
R_a	Armatür Direnci
R_f	Uyartım Direnci
T_L	Yük Momenti
T_m	Motor Momenti
T_r	Yükselme Zamanı
T_s	Yerleşme Zamanı
u	Giriş Değeri
v	Hız
W	Ağırlık
y	Alınan Mesafe
α	Açısal İvme
ϕ	Manyetik Akı
ω_m	Motor Milinin Açısal Hızı
Ω_m	Motor Açısal Hızı
θ_m	Rotor Açısal Konumu
$\%OS$	Yüzde Üst Aşım

KISALTMA LİSTESİ

DC	Doğru Akım
EMF	Elektromotor Kuvvet
Init	İlk Değer(Initial)
PID	Oransal İntegral Türev
RPM	Dakikadaki Devir Sayısı

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Potansiyometre elektriki gösterim.....	6
Şekil 2.2 Potansiyometre şematik gösterim.....	6
Şekil 2.3 Demir çekirdekli kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo, 1995).....	8
Şekil 2.4 Yüzey sargılı kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo, 1995)	8
Şekil 2.5 Hareketli sargılı kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo,1995).....	9
Şekil 2.6 Fırçasız kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo, 1995)	10
Şekil 2.7 Hareketli sargılı DC motor yan kesit görünümü(Kuo, 1995).....	10
Şekil 2.8 DC motorun elektriksel eşdeğer devresi	11
Şekil 2.9 DC motor hız-moment grafiği.....	14
Şekil 3.1 Geri besleme blok şeması.....	16
Şekil 3.2 DC motor elektriki ve mekanik blok diyagramı.....	18
Şekil 3.3 DC motor simülasyon devresi(yüksüz halde PID kontrollü ve kontrolsüz).....	19
Şekil 3.4 DC motor simülasyon devresi cevabı(yüksüz halde PID kontrollü ve kontrolsüz) ..	20
Şekil 3.5 30Nm'lik yük momenti tatbik edildiğinde DC motor cevabı	21
Şekil 3.6 DC motora tatbik edilen örnek bir değişken yük fonksiyonu	22
Şekil 3.7 Değişken yük altında DC motorun PID kontrollü ve kontrolsüz cevabı.....	22
Şekil 3.8 DC motor öz-uyarlamalı PID kontrol devresi	24
Şekil 3.9 DC Motor alt sistem içeriği	24
Şekil 3.10 Self-tuning alt sistem içeriği	25
Şekil 3.11 K_I artım aralıkları.....	26
Şekil 3.12 K_D artım aralığı.....	27
Şekil 3.13 K_P artım aralığı.....	27
Şekil 3.14 Öz-uyarlamalı PID kontrolörlü DC motor cevabı	28
Şekil 3.15 K_P - K_D - K_I değişimi	29
Şekil 4.1 Yük momenti değişim grafiği.....	32
Şekil 4.2 Kontrolsüz DC motor devresi	33
Şekil 4.3 Kontrolsüz DC motor nominal devir cevabı	34
Şekil 4.4 Kontrolsüz DC motor 100devir/dakika cevabı.....	35
Şekil 4.5 Klasik PID kontrollü DC motor devresi.....	36
Şekil 4.6 Klasik PID kontrollü DC motor nominal devir cevabı.....	37
Şekil 4.7 Klasik PID kontrollü DC motor 100devir/dakika cevabı.....	38
Şekil 4.8 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor devresi	39
Şekil 4.9 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor nominal devir cevabı.....	40
Şekil 4.10 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor 100devir/dakika cevabı	41
Şekil 4.11 Saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör devresi	43
Şekil 4.12 Saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör nominal devir cevabı.....	44
Şekil 4.13 Saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör 100devir/dakika cevabı	45
Şekil 4.14 Non-lineer yük devresi	46
Şekil 4.15 Non-lineer yük devresi grafiği	46
Şekil 4.16 Non-lineer yükte öz-uyarlamalı saturasyonlu PID kontrolör 100d/d cevabı	47

Şekil 4.17 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor açık gösterim şeması	49
Şekil 4.18 Sabit K için değişken yük simülasyon sonucu	50
Şekil 4.19 Rampa fonksiyonu ile artan K için değişken yük simülasyon devresi	51
Şekil 4.20 Artan K değerleri için değişken yük simülasyon sonucu	52
Şekil 4.21 Armatür direnci artışı simülasyon devresi.....	54
Şekil 4.22 Armatür direnci artışı simülasyon devresi alt sistem içeriği	55
Şekil 4.23 Armatür direnci artışı simülasyon devresi sonucu	55

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 Ötelemeli hareket ve dönel hareket denklemlerinin karşılaştırılması	5
Çizelge 2.2 Kalıcı mıknatıslı DC motorların karşılaştırması	11
Çizelge 3.1 PID katsayılarının sisteme etkileri	18
Çizelge 4.1 Yük momenti değerler listesi	31
Çizelge 4.2 Klasik ve Öz-uyarlamalı PID dalgalanma ve yükselme zamanı karşılaştırması...	42

ÖNSÖZ

Çok uzun araştırmalar ve hassas seçimler neticesinde kontrol dünyasının en müzmin dertlerinden olan PID kontrolör katsayılarının belirlenmesi ile ilgili gerçekten etkin ve saygın makalelerden birkaçını inceleyerek ve kendi oluşturduğum yeni bir kontrol devresi ile kıyaslayarak uygulamada pratik, sonuç itibariyle de oldukça başarılı ve tatbik edilebilir bir çözüm iddiasıyla bu tez çalışmasını ortaya çıkardım.

Tüm tez çalışmam boyunca bana hep yeni hedefler gösteren ve bilimsel kaynaklara erişmemi sağlayan tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Şeref Naci Engin'e teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca tez çalışmamda bana yardımcı olan çok değerli dostlarıma, anlayışları ile benden manevi desteklerini esirgemeyen aileme ve son olarak da zamanımın büyük bir kısmını birlikte geçirdiğim, bana moral verip destek olan çalışma arkadaşlarıma ayrı ayrı teşekkürü bir borç bilirim.

ÖZET

PID kontrolörler kullanım kolaylığı, basit oluşları ve etkin bir çözüm sunmaları sebebiyle motor kontrolünde en çok başvurulan uygulamalardandırlar. Üç temel katsayı belirlenmesi ile kontrolörün ayarlanması tamamlanmaktadır: Oransal, Türevsel ve İntegral katsayıları.

İşte bu noktada bu katsayıların doğru belirlenmesi çok kritik bir önem arz etmektedir. Bu konu ile ilgili pek çok yöntem ve teoriye literatürde rastlamak mümkündür ancak hiçbirisi tüm uygulamalar için geçerli olacak makul sonuçlar verememektedir.

Bu tez çalışması ile çok derin teorik çıkarımlara girmeden, PID kontrolörün mantığından yola çıkarak çok kolay üretilebilir ve sistem transfer fonksiyonunu bilmeyi gerektirmeyen değişken yüklerde kullanılabilir, tak-kullan mantığına yönelik bir PID kontrolör tasarımı sunulmuştur.

Sonuçta sabit PID katsayıları değil, sistem dinamiklerinden türetilmiş ve yük değişimine bağlı olarak kendini güncelleyen öz uyarlamalı (self-tuning) olarak nitelendirilebilecek bir çözüm yöntemi elde edilmiştir.

Ne var ki, bu sistemle iyi sonuçlar elde edilmekle beraber en iyi çözüm elde edilememektedir. Esas avantajı kolay kullanımı ve herhangi bir ayar gerektirmeden pek çok sisteme tatbik edilebilmesidir.

Anahtar kelimeler: PID kontrolör, PID katsayıları, öz uyarlamalı kontrol, değişken yükte kontrol.

ABSTRACT

PID controllers are the most commonly known applications in motor control due to the simplicity and the effective solutions they provide. A decision on the main three parameters: Proportional, Derivative and Integral constants, completes the controller adjustment.

It is critical to determine the correct parameters as there are a huge range of theories and methods documented regarding the above mentioned problem, however none of them offer acceptable results applicable for every application in use.

In this thesis it is proposed that, without delving into deep formulae theory but following the way of basic PID logic, the new method is easily derived and is not required to know the transfer function of the system to be controlled.

It can be used under changeable loads and available for most of the applications as a plug-n-play device.

As a result, it is a solution of not a method with constant coefficients but a method including self-tuning type algorithm comprising with the variables derived and updated by the system dynamics and the change in load.

Nevertheless it gives reasonable results, but not the best; however the main advantage is its easy to use option and availability of being used in most of the real systems with no adjustment required.

Keywords: PID controller, PID parameters, Self-tuning control, control under changeable load.

1. GİRİŞ

1.1 Konunun Önemi

Endüstride en sık karşılaşılan problemlerden olan karmaşık yükler altında çalışan DC motorun etkin kontrolü mevzuu, üzerinde çok çalışma yapılmış olmasına rağmen hala bazı eksikleri içermektedir. Bu sebeple bu tez çalışmasında yeni bir simülasyon yaklaşımı ile pek çok sisteme tatbik edilebilir, kolay ve basit bir yapıya sahip bir PID kontrolör tasarımı üzerinde durulmuştur. Özellikle değişken yükler altında çalışan DC motorun kontrolünde de iyi sonuçlar vermesi bu yeni yaklaşımın artı yönlerinden biridir.

Ele alınan yeni simülasyon devresi temel olarak öz-uyarlamalı bir kontrol devresidir. Klasik PID kontrolörlere göre temel farkı sabit katsayılarla çalışmak yerine, hemen sistemi analiz ederek(ön denemeler olmaksızın) gerekli sinyalleri sisteme tatbik etmektedir ki bu da yükün değişmesine bağlı olarak motor miline uygulanan yük momentinin değişmesinin sisteme bozucu yönde etki etmesini en aza indirmektedir.

1.2 Temel Kavramlar

1.2.1 Kontrolör Kavramı

Kontrol sistemlerinin temel amacı, kontrol sisteminin elemanları aracılığı ile girişleri kullanarak, çıkışları önceden belirlenmiş bir şekilde kontrol etmektir. Kontrolör tasarımında şu kriterler göz önüne alınır(Kuo 1995):

- Sistemin ne yapması ve nasıl yapması gerektiğinin belirlenmesi(tasarım koşulları)
- Kontrolör ya da kompensatör yapısının kontrol edilen sisteme(proses) nasıl bağlanacağını belirlenmesi
- Kontrolör parametrelerinin tasarım hedeflerine göre belirlenmesi

Bu kriterler belirlendikten sonra şu temel hedeflere ulaşılmaya çalışılır(Engin, 2001):

- İstenen bir geçici hal(transient) cevabı üretme
- Sürekli hal hatasını(steady state error) azaltma

- Kararlılık(stabilite) elde etme

Elbette tüm bu hedeflere kusursuz olarak ulaşabilmek mümkün değildir ancak uygun kontrolör ve kontrolör tasarım yöntemi seçilerek arzu edilen noktaya yaklaşılabılır.

En çok dikkat edilmesi gereken husus, seçilen kontrol yönteminin sistemin ihtiyacını karşılayacak özelliklerden ne az ne de fazla olması, çünkü hassas kontrole gerek duyulmayan bir sistemde, gelişmiş bir kontrolör kullanılması maliyet açısından uygun değildir.

1.2.2 PID Kontrolörler

Kısım 1.2.1’de bahsedilen amaçlara yönelik pek çok kontrol düzeneği ileri sürülmekle beraber, pratikte endüstriyel uygulamalarda %90 oranında kullanılan kontrolör tipi PID kontrolörlerdir(Levine, 1996). Bunun sebebi olarak da PID kontrolörlerin gerçekten iyi sonuç vermeleri ve diğer kontrol yöntemlerine nazaran kullanım ve tasarımlarının daha kolay olması gösterilebilir(Ang vd., 2005). Yeni ve daha gelişmiş bir kontrol sistemi olan Bulanık Mantık(Fuzzy Logic) kontrolörler ise hem karmaşık yapıları ve hem de değişimlere çok hassas olmaları nedeniyle çok ince ayarlamaların gerekli olduğu uygulamalarda daha fazla tercih edilmektedir. Zira bazen sistemlerin aşırı kontrol edilmeleri sistem elemanlarının çok çabuk aşınmalarına sebebiyet verebilmektedir(Hace vd., 2004).

PID kontrolörler ve sistem üzerindeki etkileri kısım 3.2.1’de detaylı olarak izah edilmiştir.

1.3 Tezin İçeriği

Tezin içerdiği bölümleri kısaca özetleyecek olursak; 2. Bölümde mekanik sistemlerin modellenmesinden bahsedilmiş ve DC motorlar, DC motorların modellenmesi ve kontrol yöntemleri ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. 3. Bölümde sabit ve değişken yükten bahsedilerek PID kontrolörlerle ilgili detay bilgi verilmiş ve katsayıları belirleme kriterleri üzerinde durulmuştur. Ayrıca yeni öz-uyarlamalı bir kontrol algoritması tanıtılmıştır. 4. Bölümde yeni devre ile ilgili simülasyon sonuçları verilmiş, mevcut PID kontrol yöntemleriyle kıyaslaması grafiksel olarak gerçekleştirilmiştir. Ve son olarak da 5. Bölümde sonuçlar yorumlanmış ve gelecek çalışmalar ile ilgili önerilerde bulunulmuştur.

2. ELEKTRO-MEKANİK ENERJİ DÖNÜŞÜMÜ

Herhangi bir dinamik sistemin kontrolünü yapmadan önce muhakkak o sistemin matematiksel bir modelinin elde edilmiş olması gerekmektedir(Mclain, 2000). Bu, sistem için en uygun kontrol yönteminin ve bu yöntemin nasıl tatbik edileceğinin doğru belirlenmesine olanak tanımaktadır.

2.1 Dinamik Sistemlerin Matematiksel Olarak Modellenmesi

Kontrol edilecek bir dinamik sistemde aşağıdaki kuvvetlere rastlanmaktadır(Kuo, 1995):

Ötelemeli harekette kuvvetler:

- Kütle: Kinetik enerji depolayan bir öge özelliği taşır.

{ Kütle=endüktans }

$$M = \frac{W}{g} \quad (g = 9.81 \text{ m/s}^2 \cong 32.17 \text{ ft/s}^2) \quad (2.1)$$

$$f(t) = M \cdot a(t) = M \cdot \frac{dv(t)}{dt} = M \cdot \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \quad (2.2)$$

$y(t)$: alınan mesafe.

$v(t)$: hız.

$a(t)$: ivme.

- Doğrusal yay: Potansiyel enerji depolayan bir eleman olarak kabul edilir.

{ Doğrusal yay=kondansatör }

$$f(t) = K \cdot y(t) \quad (2.3)$$

K : yay sabiti, sertlik.

- Sürtünme:

{ Sürtünme=direnç }

Viskoz sürtünme: Uygulanan kuvvetle hız arasındaki doğrusal ilişkili, geciktirici bir kuvveti ifade eder.

$$f(t) = B \cdot \frac{dy(t)}{dt} \quad (2.4)$$

B : Viskoz sürtünme katsayısı.

Statik sürtünme: Hareketin başlamasını önlemeye çalışan geciktirici bir kuvvettir.

$$f(t) = \pm (F_s) \Big|_{\dot{y}=0} \quad (2.5)$$

F_s : Statik sürtünme katsayısı.

Kulomb(Coulomb) sürtünmesi: Hız değişimlerinden etkilenmeyen sabit genlikli, ancak sürtünme kuvvetinin işareti hız yönünün tersi olan geciktirici bir kuvvettir.

$$f(t) = F_c \cdot \frac{dy(t)/dt}{|dy(t)/dt|} \quad (2.6)$$

F_c : Kulomb(Coulomb) sürtünme katsayısı.

Dönel harekette kuvvetler:

- Eylemsizlik: Kinetik enerji depolayan bir cismin özelliği olarak kabul edilir.

$$J = \frac{1}{2} \cdot M \cdot r^2 \quad (2.7)$$

$$T(t) = J \cdot \alpha(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} = J \cdot \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} \quad (2.8)$$

- Burulma yayı: Bir çubuk ya da mil.

$$T(t) = K \cdot \theta(t) \quad (2.9)$$

K : Burulma yay sabiti.

- Sürtünme:

Viskoz sürtünme:

$$T(t) = B \cdot \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2.10)$$

Statik sürtünme:

$$T(t) = \pm (F_s) \Big|_{\dot{\theta}=0} \quad (2.11)$$

Kulomb(Coulomb) sürtünmesi:

$$T(t) = F_c \cdot \frac{d\theta(t)/dt}{|d\theta(t)/dt|} \quad (2.12)$$

Yukarıdaki tanım ve eşitliklerden yararlanarak, ötelemeli(doğrusal) hareket ile dönel(dairesel) hareket denklemleri arasındaki ilişki çizelge1’de olduğu gibi düzenlenebilir:

Çizelge 2.1 Ötelemeli hareket ve dönel hareket denklemlerinin karşılaştırılması

Ötelemeli Hareket	Dönel Hareket
Kütle: $M = \frac{W}{g}$	Eylemsizlik: $J = \frac{1}{2} \cdot M \cdot r^2$
Doğrusal konum – hız – ivme: $f(t) = M \cdot a(t) = M \cdot \frac{dv(t)}{dt} = M \cdot \frac{d^2 y(t)}{dt^2}$	Açısal konum – hız – ivme: $T(t) = J \cdot \alpha(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} = J \cdot \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2}$
Doğrusal yay: $f(t) = K \cdot y(t)$	Burulma yayı: $T(t) = K \cdot \theta(t)$
Viskoz sürtünme: $f(t) = B \cdot \frac{dy(t)}{dt}$	Viskoz sürtünme: $T(t) = B \cdot \frac{d\theta(t)}{dt}$
Statik sürtünme: $f(t) = \pm (F_s) \Big _{\dot{y}=0}$	Statik sürtünme: $T(t) = \pm (F_s) \Big _{\dot{\theta}=0}$
Kulomb (Coulomb) sürtünmesi: $f(t) = F_c \cdot \frac{dy(t)/dt}{ dy(t)/dt }$	Kulomb (Coulomb) sürtünmesi: $T(t) = F_c \cdot \frac{d\theta(t)/dt}{ d\theta(t)/dt }$

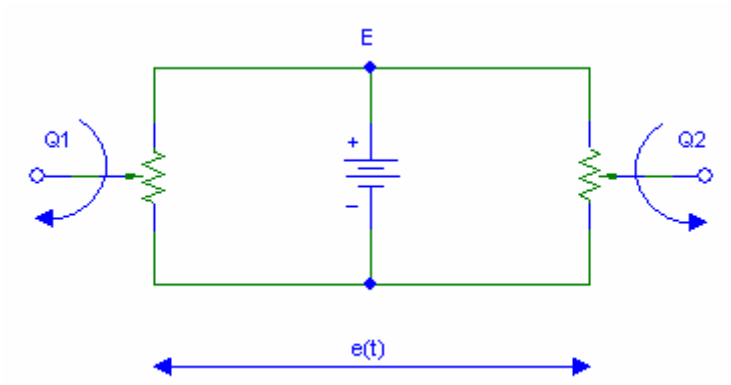
Diğer sistem elemanları:

- Dişli takımları, kaldıraçlar ve ayar kayışları: Güç aktarımını sağlayan uyum elemanlarıdır.

Büyükliklerin bir dişliden diğerine aktarımı aşağıdaki orantı ile hesaplanır:

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{r_1}{r_2} \quad (2.13)$$

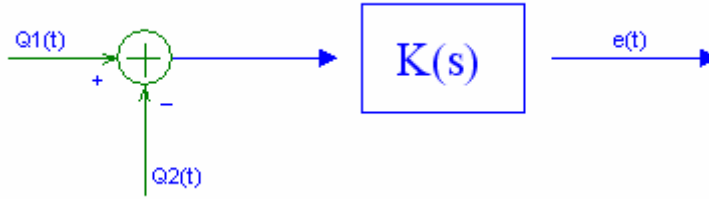
- Potansiyometre: Mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çeviren elektromekanik bir dönüştürücüdür.



Şekil 2.1 Potansiyometre elektriki gösterim

$$e(t) = K_s \cdot \theta_c(t) \quad (2.14)$$

$$e(t) = K_s \cdot [\theta_1(t) - \theta_2(t)] \quad (2.15)$$



Şekil 2.2 Potansiyometre şematik gösterim

- Takometre: Giriş mili açısal hızının genliği ile orantılı gerilim üreten, üreteç prensibiyle çalışan elemanlardır.

$$e(t) = K_t \cdot \frac{d\theta(t)}{dt} = K_t \cdot \omega(t) \quad (2.16)$$

K_t : 1000 devir dakikada volt

$$\frac{E_t(s)}{\Theta(s)} = K_t \cdot s \quad (2.17)$$

Hız geri beslemesinde takometrelerden faydalanılır.

2.2 DC Motorların Yapısı ve Çalışma Prensibi

Doğru akım motorları elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren dönüştürücülerdir. Motor milinde oluşan moment, akı ve armatür akımıyla doğrudan orantılıdır(Mclain, 1999).

$$T_m = K_m \cdot \phi \cdot i_a \quad (2.18)$$

T_m : Motor momenti[N-m]

ϕ : Manyetik akı[Wb=V-s]

i_a : Armatür akımı[A]

K_m : Orantı katsayısı

Manyetik alanda hareket eden iletkenin uçlarında bir gerilim oluşmaktadır. Akımın akışına karşı gelen ve milin açısal hızıyla orantılı olan bu gerilime zıt elektromotor kuvveti denmektedir.

$$e_b = K_m \cdot \phi \cdot \omega_m \quad (2.19)$$

e_b : zıt elektromotor kuvveti[V]

ω_m : motor milinin açısal hızı[rad/s]

Günümüzde kontrol uygulamalarında daha çok kalıcı mıknatıslı DC motorlar kullanıldığından bu motorların kısa bir sınıflandırmasını yapmak yararlı olacaktır.

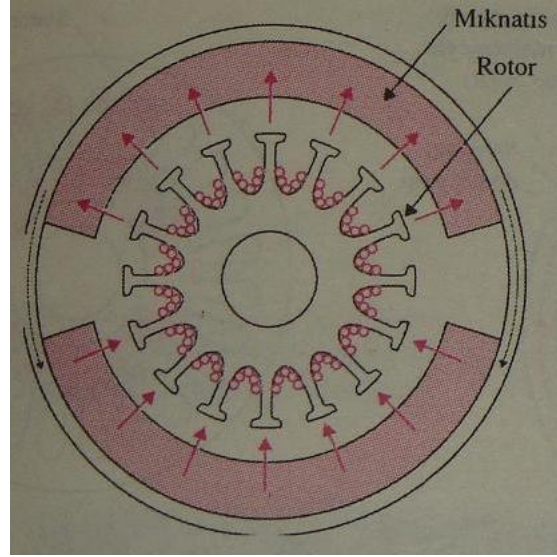
2.2.1 Kalıcı mıknatıslı DC Motorların Sınıflandırılması

Kalıcı mıknatıslı DC motorları 4 tür altında incelemek mümkündür:

- Demir Çekirdekli DC Motorlar:

Kalıcı mıknatıs akısı içine yuvalar açılmış yapraklardan oluşan rotor yapısından geçer.

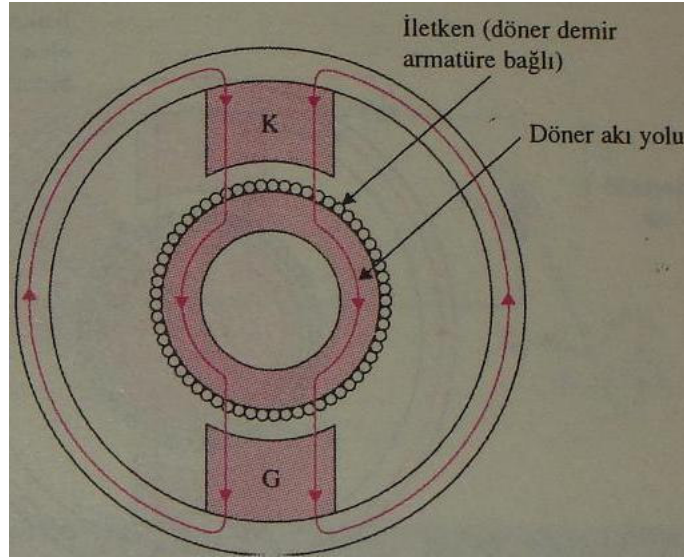
Armatür iletkenleri rotordaki yuvalara yerleştirilir. Şekil 2.3’de kesiti görülmektedir.



Şekil 2.3 Demir çekirdekli kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo, 1995)

- Yüzey sargılı DC motorlar:

Armatür iletkenleri motor miline bağlı yaprak tabakalardan oluşan silindirik rotor yüzeyine tutturulmuştur. Şekil 2.4'te kesiti görülmektedir.

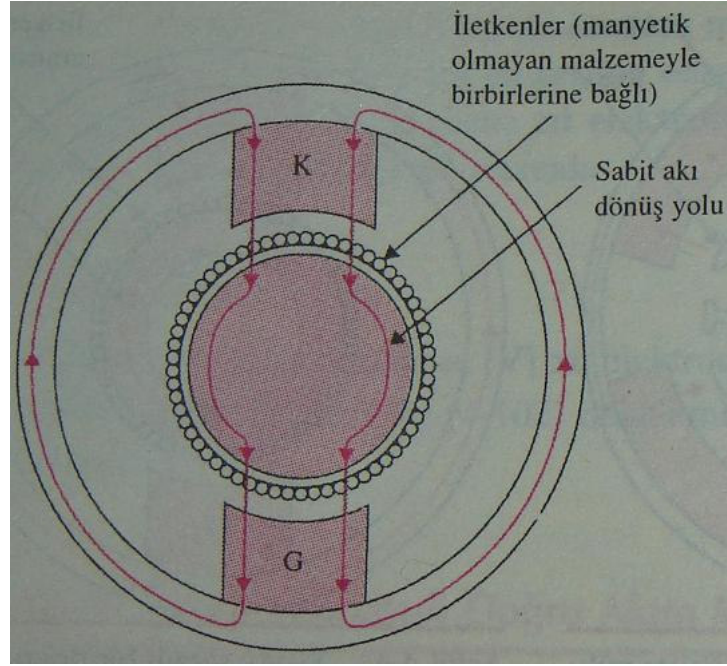


Şekil 2.4 Yüzey sargılı kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo, 1995)

- Hareketli sargılı DC motorlar:

Armatür iletkenleri sabit bir akı geri dönüş yolu ve kalıcı mıknatıs yapısı arasındaki hava aralığına yerleştirilir. Bu durumda iletkenler genellikle epoksil reçine ya da fiberglas gibi

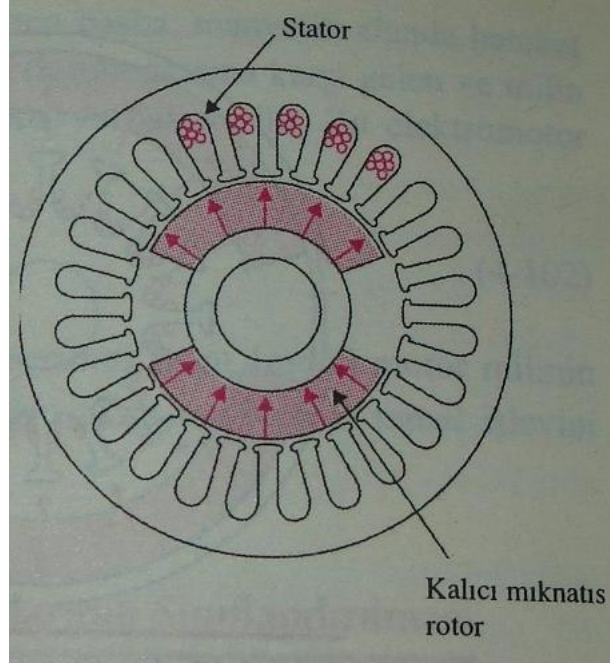
manyetik olmayan içi boş bir silindirde bulunur. Göbek şeklindeki silindirin bir ucu motor miline tutturulmuştur. Şekil 2.5'te kesiti görülmektedir.



Şekil 2.5 Hareketli sargılı kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo,1995)

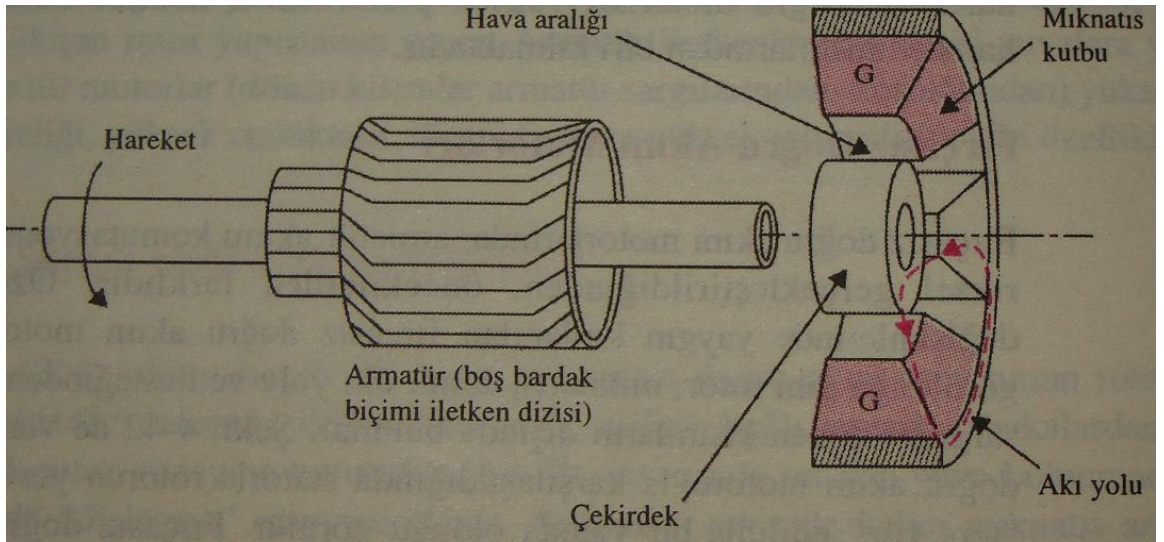
- Fırçasız DC motorlar:

Armatür akımı komütasyonu mekanik yerine elektriksel gerçekleştirilir. Rotor mıknatıs, demir akı yolu ve desteğinden oluşurken, komütasyon sargıları dönen kısımların dışında bulunur. Statorla rotor yer değiştirdiği için diğer DC motorlara göre ters yüz edilmiş bir yapısı vardır. Kontrolü en kolay olan ve özellikle küçük hareket değişimlerinde yaygın olarak kullanılan bir DC motor türüdür. Şekil 2.6'da kesiti görülmektedir.



Şekil 2.6 Fırçasız kalıcı mıknatıslı DC motor kesiti(Kuo, 1995)

Referans olması açısından kalıcı mıknatıslı hareketli sargılı bir DC motor yan kesiti şekil 2.7’de görülmektedir:



Şekil 2.7 Hareketli sargılı DC motor yan kesit görünümü(Kuo, 1995)

Kalıcı mıknatıslı DC motorların çok özet bir kıyaslaması çizelge 2.2’de görülmektedir:

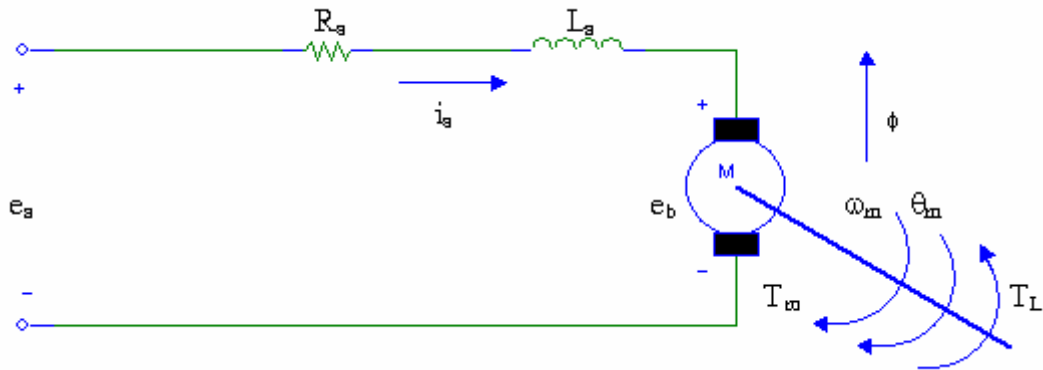
Çizelge 2.2 Kalıcı mıknatıslı DC motorların karşılaştırması

Demir çekirdekli	Yüzey sargılı	Hareketli sargılı	Fırçasız
Yüksek eylemsizlik	Düşük eylemsizlik	Düşük eylemsizlik	Düşük eylemsizlik
Yüksek endüktans	Düşük endüktans	Düşük endüktans	Düşük endüktans
Düşük performans	Yüksek performans	Yüksek performans	Yüksek performans

2.2.2 DC Motor Modelinin Çıkarılması

Doğru akım motorları kontrol sistemlerinde çok yaygın olarak kullanıldığından kontrol uygulamalarını analitik olarak inceleyebilmek için doğru akım motorlarının matematiksel modellerini türetmek gerekir:

DC motorun elektriksel devre eşdeğeri Şekil 2.8’de görüldüğü gibidir(Kuo, 1995):



Şekil 2.8 DC motorun elektriksel eşdeğer devresi

$i_a(t)$ = armatür akımı

R_a = armatür direnci

$e_b(t)$ = zıt elektromotor gerilimi

$T_L(t)$ = yük momentini

$T_m(t)$ = motor momentini

$\theta_m(t)$ = rotor açısai konumu

K_i = moment sabiti

L_a = armatür endüktansı

$e_a(t)$ = uygulanan gerilim

K_b = zıt elektromotor sabiti

ϕ = Hava aralığı akısı

$\omega_m(t)$ = rotor açısai hızı

J_m = motor eylemsizliğı

B_m = viskoz sürtünme katsayısı

Şekil 2.8'den yararlanarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} \cdot e_a(t) - \frac{R_a}{L_a} \cdot i_a(t) - \frac{1}{L_a} \cdot e_b(t) \quad (2.20)$$

$$T_m(t) = K_i \cdot i_a(t) \quad (2.21)$$

$$e_b(t) = K_b \cdot \frac{d\theta_m(t)}{dt} = K_b \cdot \omega_m(t) \quad (2.22)$$

$$\frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} = \frac{1}{J_m} \cdot T_m(t) - \frac{1}{J_m} \cdot T_L(t) - \frac{B_m}{J_m} \cdot \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (2.23)$$

Durum değışkenleri $i_a(t)$, $\omega_m(t)$ ve $\theta_m(t)$ olarak tanımlanabilir. Eşitlikleri vektör-matris formunda düzenlersek:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & 0 \\ \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot e_a(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot T_L(t) \quad (2.24)$$

Eşitlik 2.24'te yük momenti, tüm motor parametreleri, giriş gerilimi ve durum değişkenleri bir arada görülmektedir.

Eşitlik 2.24'ü s-domeninde ifade etmemiz işlemlerde bize kolaylık sağlayacaktır. Yine işlem kolaylığı açısından yük momenti (T_L) sıfır kabul edilerek:

$$\frac{\Theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_i}{L_a \cdot J_m \cdot s^3 + (R_a \cdot J_m + B_m \cdot L_a) \cdot s^2 + (K_b \cdot K_i + R_a \cdot B_m) \cdot s} \quad (2.25)$$

Konumun türevi hızı verdiğiinden, açısal konumun türevi de açısal hızı verecektir:

$$\dot{\theta}_m = \omega_m \quad (2.26)$$

$$K_i \cong K_b = K \quad (2.27)$$

kabul edilirse, DC motor s-domeni transfer fonksiyonu:

$$\frac{\Omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{L_a \cdot J_m \cdot s^2 + (R_a \cdot J_m + B_m \cdot L_a) \cdot s + K^2 + R_a \cdot B_m} \quad (2.28)$$

şeklinde elde edilecektir[1].

2.2.3 Moment-Hız Grafiklerinin Çıkarılması

Motor momentini I_a motor akımı, E_a motora uygulanan gerilim ve ω_m motor açısal hızı cinsinden ifade etmek mümkündür:

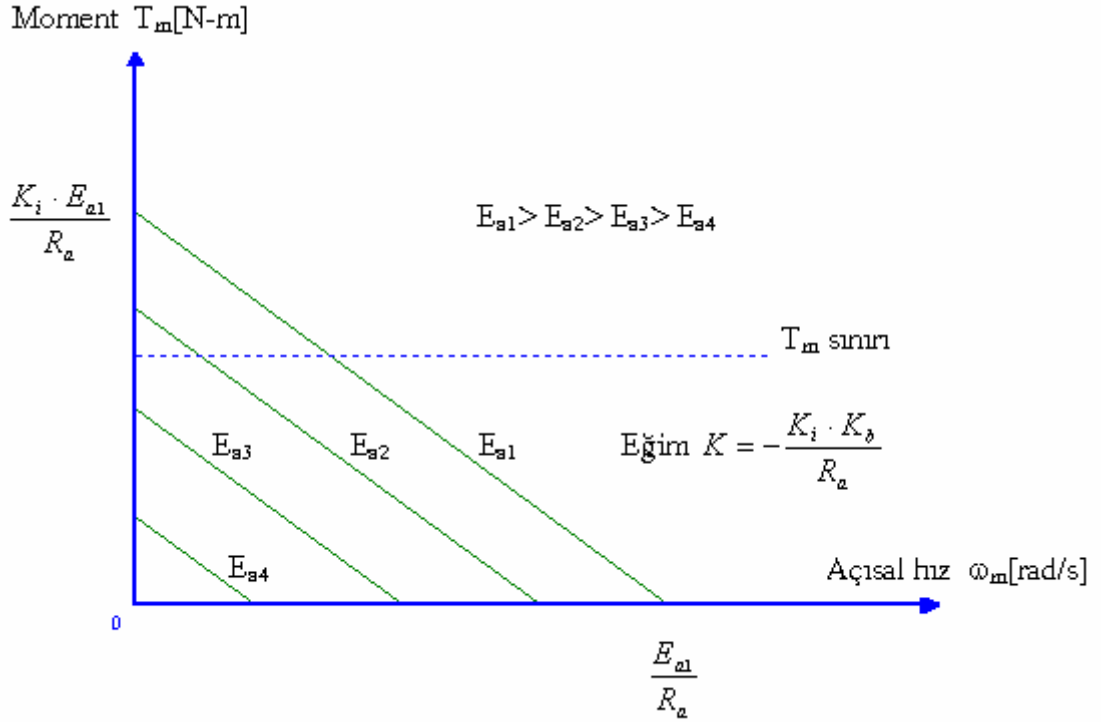
$$T_m = K_i \cdot I_a = \frac{K_i \cdot (E_a - K_b \cdot \Omega_m)}{R_a} \quad (2.29)$$

Eşitlik 2.29'dan anlaşılacağı üzere belirli bir E_a gerilimi için moment-hız karakteristiği doğrusal bir grafik olarak elde edilir.

Gerçek motor karakteristiğinde iki tür sınırlama vardır:

- E_a artınca armatür akımı da artar ve belli bir değerden sonra manyetik devre doyuma ulaşır. Bu durumda da motor momenti belli bir değeri asla aşamaz.
- Motor ısınma dayanımı sınıfına bağlı olarak belli bir akım değerinden fazlasını taşıyamaz.

Bu sınırlamalar dikkate alındığında moment-hız grafiğini Şekil 2.9'daki gibi çizmek mümkündür:



Şekil 2.9 DC motor hız-moment grafiği

2.2.4 Yük Karakteristiğinin Belirlenmesi

Yük momenti kısım 2.1'de gösterilen elektro-mekanik enerji dönüşümü denklemleri kullanılarak bulunur ve kontrol edilecek DC motor transfer fonksiyonuna eklenerek kontrol simülasyonu yapılır. Bilgisayar ortamına aktarılıp denenebileceği gibi kontrolör sisteme doğrudan bağlanarak ve birkaç deneme-yanılma işlemi yapılarak da kontrol edilecek olan sistemin son şekli elde edilebilir.

Yük karakteristiğinin belirlenip modellenmesinden sonra, kullanılacak DC motorun nominal gerilim ve devir sayısındaki nominal motor momenti bilinmeli veya hesaplanmalıdır. Bu, motorun zorlanmadan taşıyabileceği yükü ifade eder; Motorlar çoğunlukla ekonomik nedenlerden ötürü nominal motor momentinden daha yüksek yük momentlerinde çalıştırılmaktadır. Pratikte motorlar kabaca 2 katına kadar yüklenmektedirler.

Motor momenti şu şekilde hesaplanır:

İndüklenen elektromotor kuvvet EMF[V]:

$$-e_b = i_a \cdot R_a - e_a \quad (2.30)$$

Mekanik güç[W]:

$$P = e_b \cdot i_a \quad (2.31)$$

Uyartım akımı[A]:

$$i_f = e_f / R_f \quad (2.32)$$

Açısal hız[rad/s]:

$$\omega_m = \frac{e_b}{L_f \cdot i_f} \quad (2.33)$$

Nominal motor momenti[Nm]:

$$T_m = P / \omega_m \quad (2.34)$$

Motor endüktansının ihmal edildiği bu eşitlikler kullanılarak motor nominal yük momenti bulunabilir. Teorik olarak yük momentinin en yüksek değeri, bulunan motor momentini geçmemelidir.

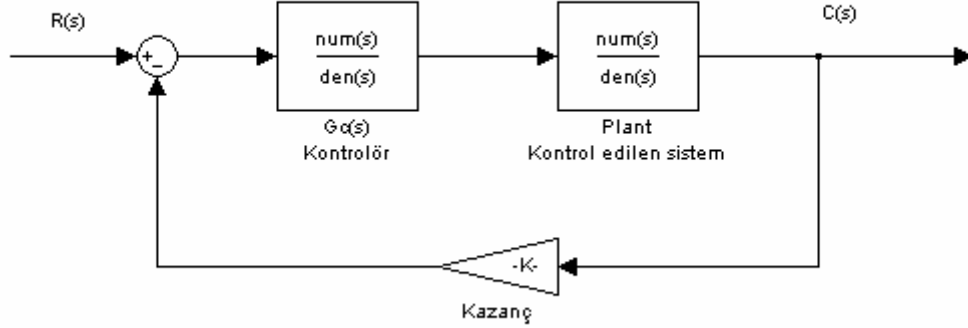
3. DC MOTOR HIZ KONTROLÜ

Bu bölümde geri beslemeli kontrol kavramı ile DC motor hız kontrolünde sabit ve değişken yükte sistemin kontrolörsüz halde cevabı ile PID kontrolör eklendikten sonraki cevabı incelenmiştir.

3.1 DC Motorlarla Geri Beslemeli Kontrol

Geri besleme basitçe motorun çıkışındaki hız bilgisinin kontrolöre iletilmesi olarak anlaşılabilir(Mclain, 2000). Elbette ki geri besleme büyüklüğü olarak sadece hız bilgisi değil açısal hız/konum, yükteki değişim, sistemin toparlanma hızı gibi başka büyüklükler de kullanılmaktadır ancak en yaygın ve kolay olanı hız geri beslemesidir. Bu tez çalışmasında da hız geri beslemesi kullanılmıştır.

Temel bir geri besleme devresi blok şeması şekil 3.1’de görülmektedir:



Şekil 3.1 Geri besleme blok şeması

Kazanç 1 ise yani sistem parametrelerine herhangi bir müdahale yapılmamış ise ve $G_c(s)$ kontrolörü sistemde mevcut değilse bu tür sistemlere birim geri beslemeli sistemler denir. Geri beslemesiz sistemlere nazaran daha iyi sonuçlar verirler ancak her halükarda sistem cevabının iyileştirilmesi için ve özellikle yük altında kararlı hal hatasının yok edilebilmesi için bir kontrolör kullanılması önemlidir.

Önemli olan bir diğer nokta da, sistemin ihtiyaç duyduğu kontrolörü iyi tespit edebilmektir zira asıl amaç en basit ve ucuz kontrolör kullanımı ile arzu edilen sistem cevabına ulaşmaktır.

3.2 PID Kontrolöre Giriş

Kısım 1.2.2’de yüzeysel bir tanıtımını yaptığımız ve bu tezin ana mevzuu olan PID kontrolörleri şimdi daha detaylı inceleyelim.

3.2.1 PID Katsayılarının Seçim Kriterleri

PID kontrolörleri oluşturan oransal($P=Proportional$), türevsel($D=Derivative$) ve integral($I=Integral$) kısmın her biri birer katsayı ile yönetilirler. Bu katsayılar(K_P, K_D, K_I) her sistem için ayrı değerler almaktadırlar ve maalesef henüz her sistem için kullanılabilir ve en iyi sonuçları verebilen otomatik(öz uyarlamalı) bir katsayı hesaplama programı mevcut değildir. Hemen tüm yöntemler, kontrol edilecek sistemin tam olarak transfer fonksiyonunun elde edilmesi ve bu fonksiyon üzerinde detaylı bir inceleme ve bir dizi cebirsel işlemle birlikte iterasyon çalışmasını gerekli kılmaktadır(Wang vd., 1999).

Şimdi bazı kontrol kavramlarından bahsedelim(Engin, 2001):

Yükselme zamanı(T_r): Giriş işaretinin son değerinin %10’undan %90’ına ulaşınca kadar geçen süredir.

Yerleşme zamanı(T_s): Giriş işaretinin son değeri %98’ine ulaşp orada kalıncaya kadar geçen süredir.

Yüzde üst aşım(%OS): Çıkış cevabının tepe değeri ile son değeri arasındaki yüzde ilişkiye denir.

Kararlı hal hatası(e_{ss}): $t \rightarrow \infty$ giriş ve çıkış işaretleri arasındaki farktır.

PID katsayılarının seçim yöntemlerinden bahsetmeden önce bu katsayıların genel olarak sisteme ne tür etkiler yaptığını görelim. Çizelge 3.1 özet olarak bu etkileri karşılaştırmaktadır:

Çizelge 3.1 PID katsayılarının sisteme etkileri

K_P	K_D	K_I
Yükselme zamanını düşürür.	Yüzde üst aşımı azaltır. Dalgalanmayı azaltır.	Kararlı hal hatasını en aza indirir. Yükselme zamanını düşürür.

Bu katsayılar birbirlerini etkilediklerinden, ayar yapılırken katsayıları birbirinden bağımsızmış gibi düşünmemek gerekir[2].

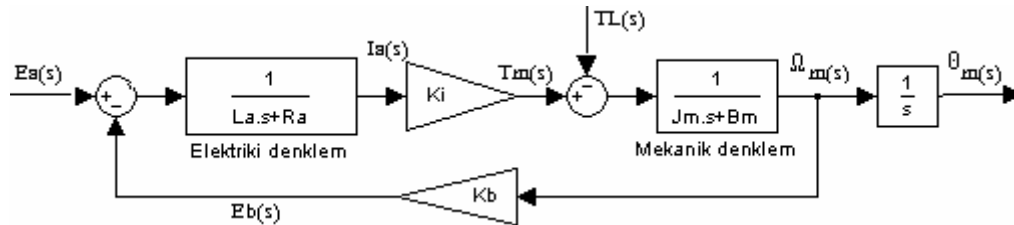
PID katsayılarını belirlemek için aşağıdaki prosedür yol gösterici olacaktır[1]:

- Açık çevrim cevabını elde edip nelerin gerekli olduğuna karar verilir.
- Yükselme zamanını düşürmek için oransal kontrolör eklenir. (K_P artırılır)
- Yüzde üst aşımı azaltmak için türevsel kontrolör eklenir. (K_D artırılır)
- Kararlı hal hatasını en aza indirmek için integral kontrolör eklenir. (K_I artırılır)
- Çizelge 3.1 dikkate alınarak istenen neticeye ulaşılan kadar K_P , K_D ve K_I değerleri ile oynanır.

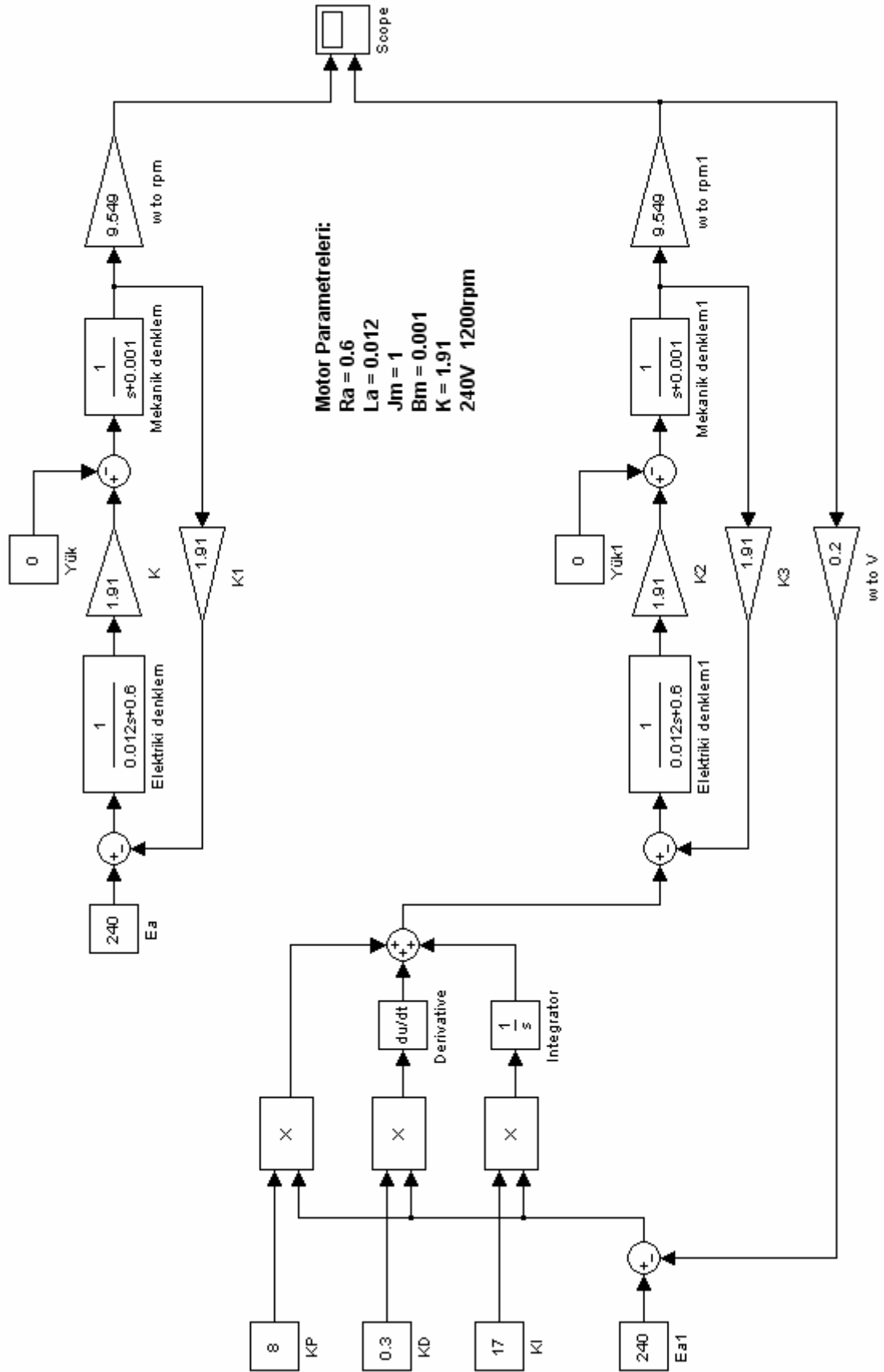
3.3 Sabit Yük Altındaki DC Motorun Kontrolü

Yüksüz DC motor sürme devresi Şekil 3.3'te görülmektedir; Bu devrede üstte bulunan kısımda geri besleme ve kontrolör içermeyen bir DC motor eşdeğer devresi, altında ise hız geri beslemesi ile çalışan bir PID kontrolörlü DC motor eşdeğer devresi bulunmaktadır.

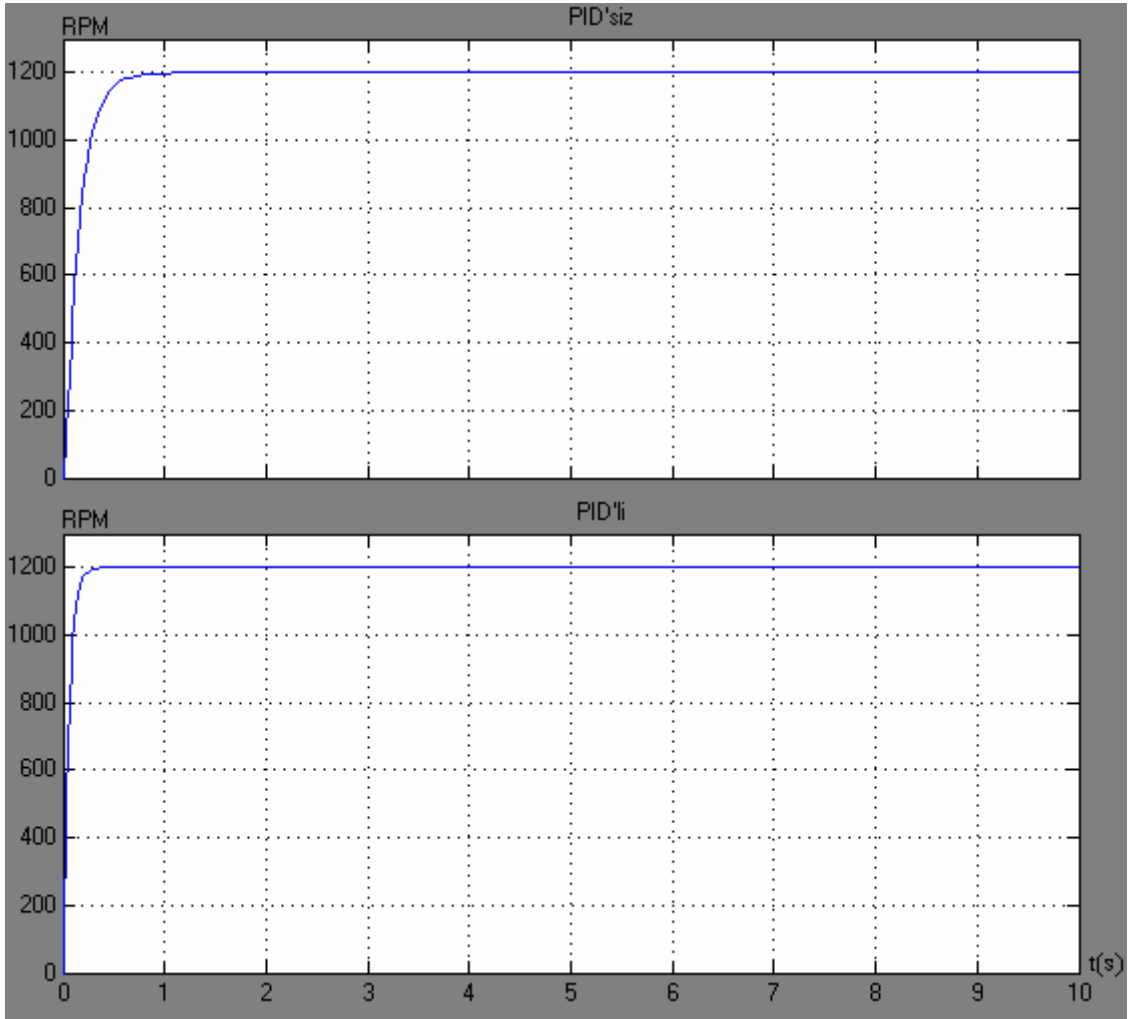
Yüksüz, sabit yüklü ve değişken yüklü DC motor cevapları bu devre ile elde edilmiştir.



Şekil 3.2 DC motor elektrikli ve mekanik blok diyagramı



Şekil 3.3 DC motor simülasyon devresi(yüksüz halde PID kontrollü ve kontrolsüz)



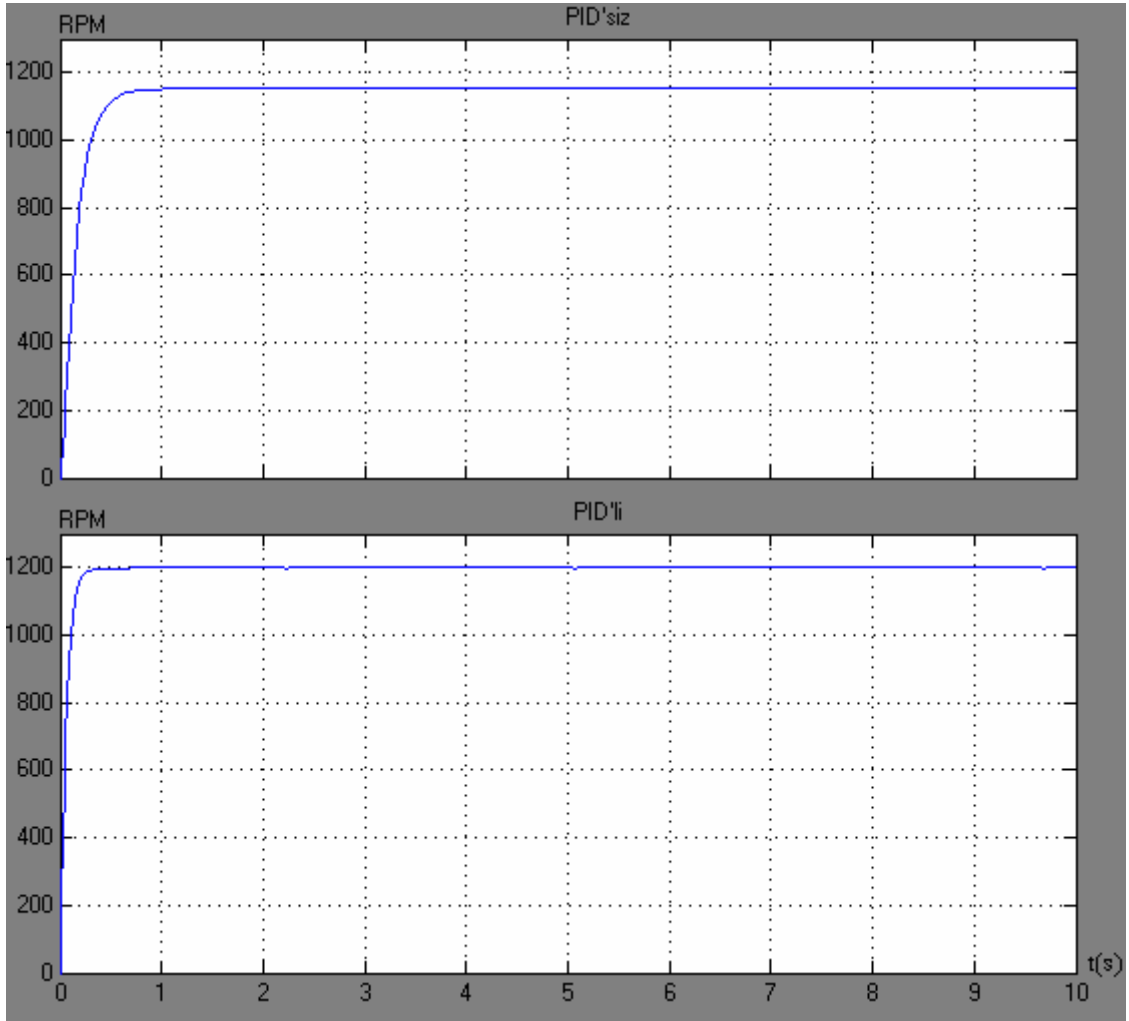
Şekil 3.4 DC motor simülasyon devresi cevabı(yüksüz halde PID kontrollü ve kontrolsüz)

Yüksüz halde PID kontrolör ile sistemin daha çabuk istenen değere oturduğu gözlemlenmiştir.

Nominal devir sayısı 1200'ün yüzde 98'i 1176 devirdir; Bu değere ulaşma zamanları:

PID kontrolsüz sistemde 0,58s iken PID'li sistemde 0,2136s olarak ölçülmüştür.

Eğer Şekil 3.3'teki sisteme 30Nm'lik bir yük momenti tatbik edecek olursak Şekil 3.5'teki grafikleri elde ederiz. Bu grafikler göstermektedir ki yük altında sistemin kararlı hal hatası büyümektedir. PID kontrolör ile yük altında çalışmanın daha çabuk bir cevap elde etmenin dışında sistemin kararlı hal hatasını da düzelttiği açıkça görülmektedir.

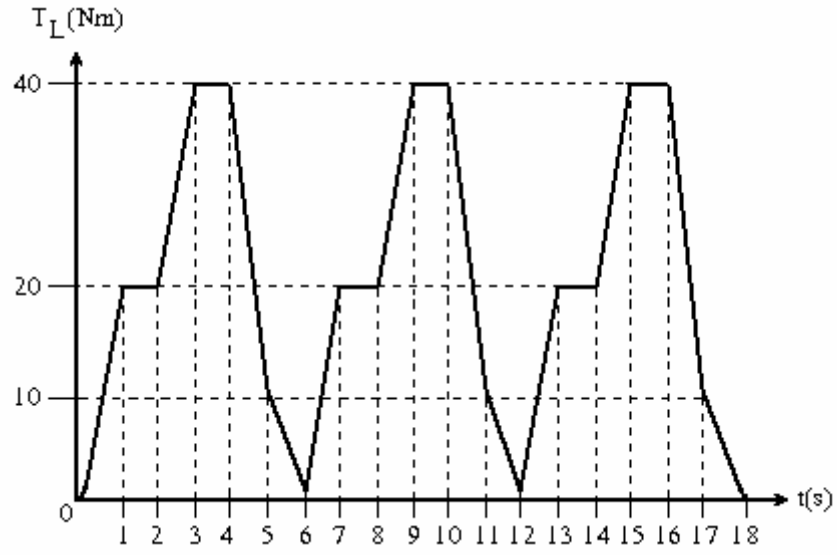


Şekil 3.5 30Nm'lik yük momenti tatbik edildiğinde DC motor cevabı

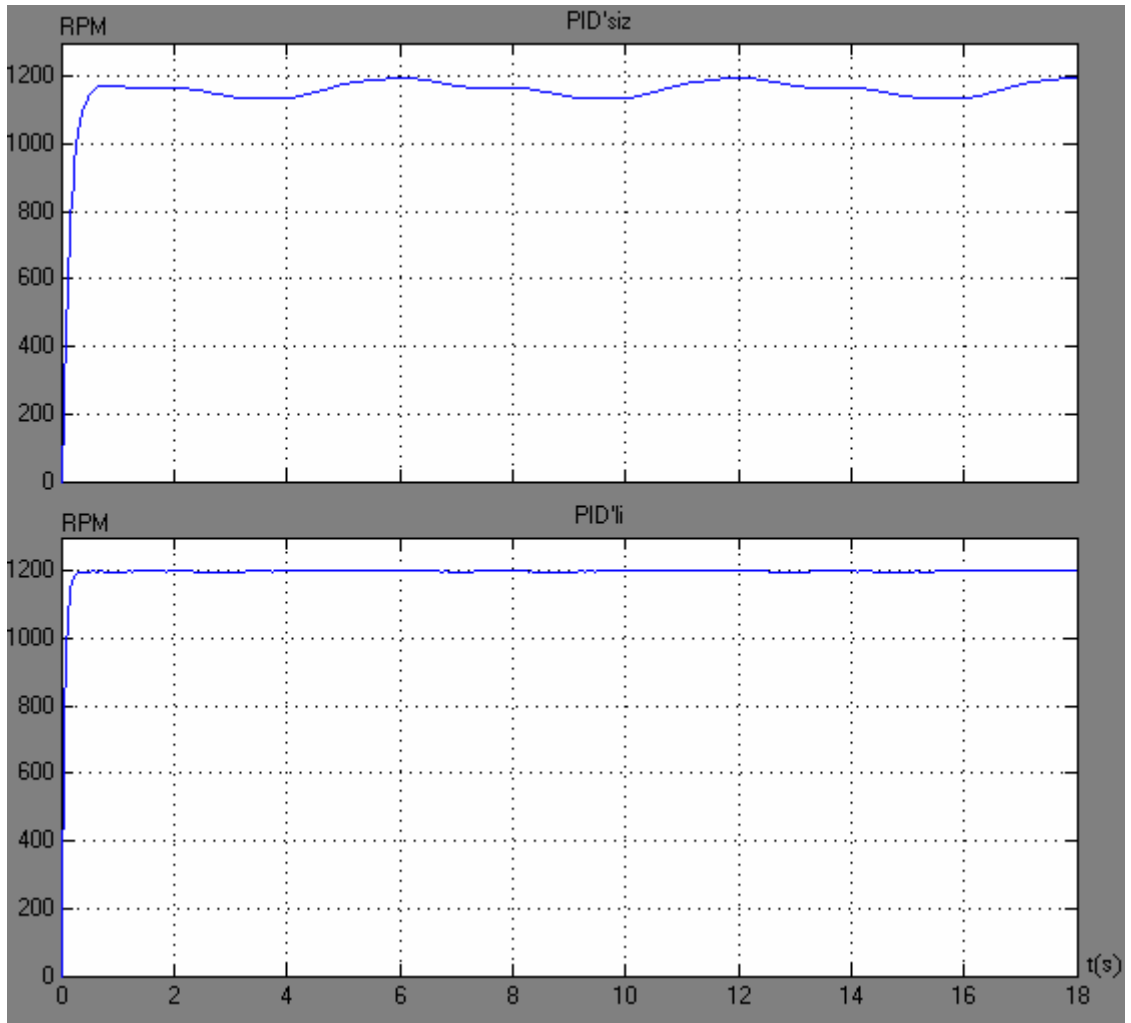
30Nm'lik yük momenti tatbik edildiğinde PID'siz sistem kararlı halde 1152,57 devire oturmuştur; Bu devirin yüzde 98'i olan 1129,52 devire ise 0,58s'de ulaşmıştır. PID'li sistem ise 1200 devire yine oturmayı başaramamış ve 1176 devire 0,23s'de ulaşmıştır.

3.4 Değişken Yük Altındaki DC Motorun Kontrolü

Yük sabit değil de zamanın bir fonksiyonu biçiminde olacak olursa, bu durumda kontrolör eklenmesi daha da önemli bir ihtiyaç haline gelmektedir. Değişken yükler sistem cevabında büyüklüğüne ve değişim hızına bağlı olarak dalgalanmalar meydana getirirler. Şekil 3.6'da zamana bağlı periyodik olarak değişen örnek bir yük fonksiyonu görülmektedir. Yine Şekil 3.3'teki devrede yük girişine tatbik edilmiştir.



Şekil 3.6 DC motora tatbik edilen örnek bir değişken yük fonksiyonu



Şekil 3.7 Değişken yük altında DC motorun PID kontrollü ve kontrolsüz cevabı

Değişken yük tatbik edildiğinde PID'siz sistem 1136,87 devir ile 1197,85 devir arasında değişen bir cevap vermektedir. Bu bandın aralığı 60,98 devir ve yarısı 30,49 devir olduğuna göre $1136,87+30,49=1167,36$ devir etrafında osilasyon yaptığını söyleyebiliriz. Bu devir sayısının yüzde 98'i 1144 devir yapmaktadır ve bu sistem bu devire 0,49s'de ulaşabilmektedir.

PID'li sistem ise 1198 devir ile 1203 devir arasında gidip gelmektedir. Bu bant aralığı 5 devirdir ve yarısını 1198 devire eklersek 1200,5 devir elde edilir; Yüzde 98'i 1176,5'tir ve bu sistem bu devire 0,22s'de ulaşmaktadır.

Not: Yüksüz, sabit yüklü(30Nm) ve değişken yüklü(Şekil 3.6) olarak çalıştırılan Şekil 3.3'teki devre şemasında görülen PID katsayıları ve DC motor parametreleri sabit tutulmuştur.

3.5 PID Katsayılarının Öz-Uyarlamalı Ayarı

Katsayıların öz-uyarlamalı ayarı, kontrolörün kendi kendine sistem dinamiklerini algılaması ve bu değerlere göre kendi katsayılarını kendisinin belirlemesi demektir(Helfen, 2000).

Bunun pratikte şu avantajları vardır:

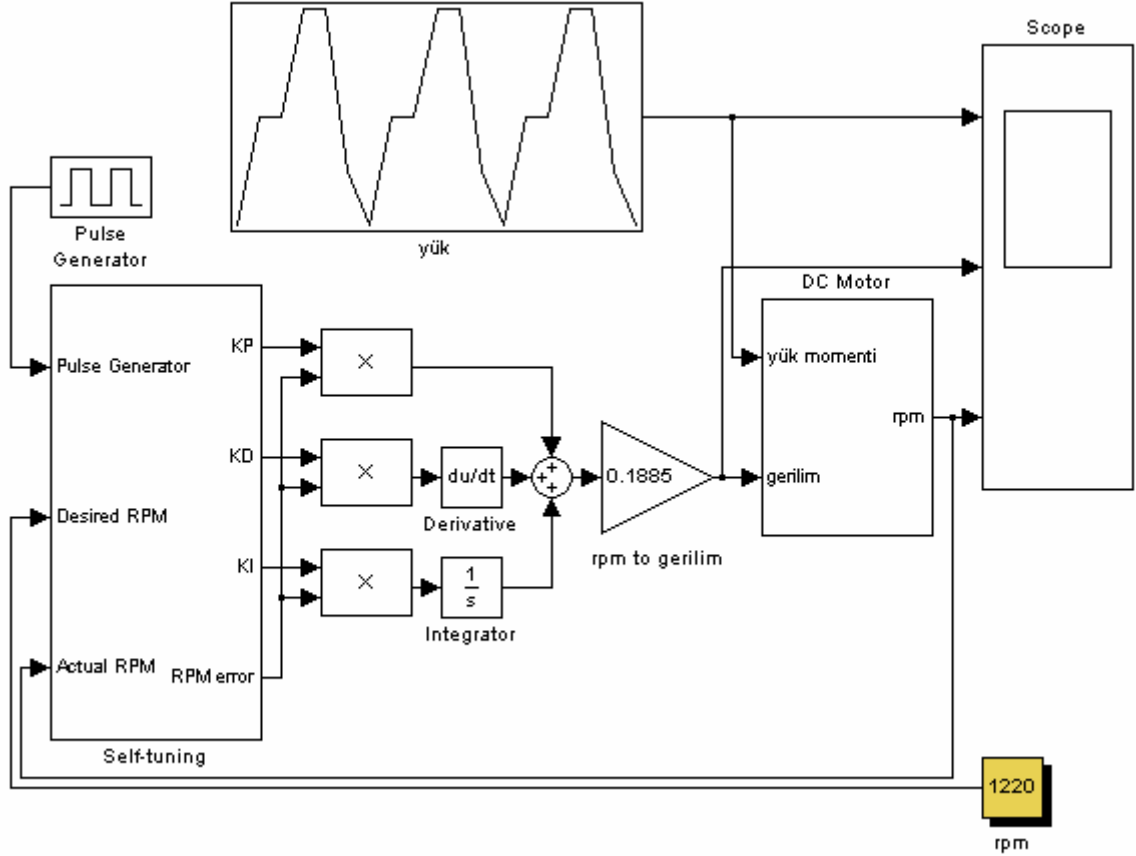
- Sistem için en uygun kontrol parametreleri belirlenebilir.
- Sistemde oluşacak değişimleri algılayarak kendini adapte edebilir.
- Kontrolör değerlerini önceden hesaplama işlemine gerek kalmaz.
- Kontrolör sadece tek bir sisteme özel kalmaz, pek çok sistem için kullanılabilir olur.

3.5.1 Örnek Bir PID Öz-Uyarlamalı Kontrol Algoritması

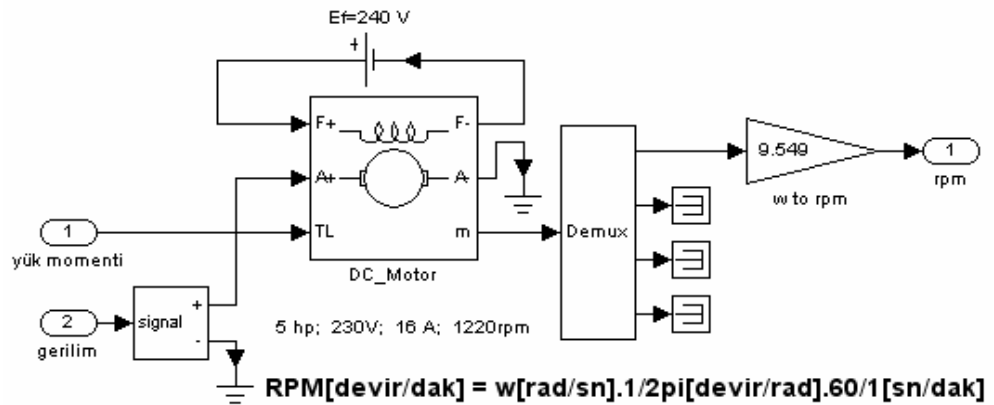
Eğer sistem çok hassas bir ayar gerektirmiyorsa, tüm bu teorik prosedürü izlemek yerine, sistemi daha bağlanır bağlanmaz kontrol edebilen; Sonuçta en iyi çözümü sunamasa da yine arzu edilen sonuçları verebilen; Farklı sistemlere tatbik edilebilen; Sistemin transfer fonksiyonunu çıkarmaya ihtiyaç bırakmayan; Ve son olarak da üretilmesi basit ve ucuz bir kontrolör algoritması pratik açıdan çok daha tercih edilebilir olacaktır.

Şekil 3.8'de görülen devrede MATLAB DC motor modeli pratikliği açısından tercih

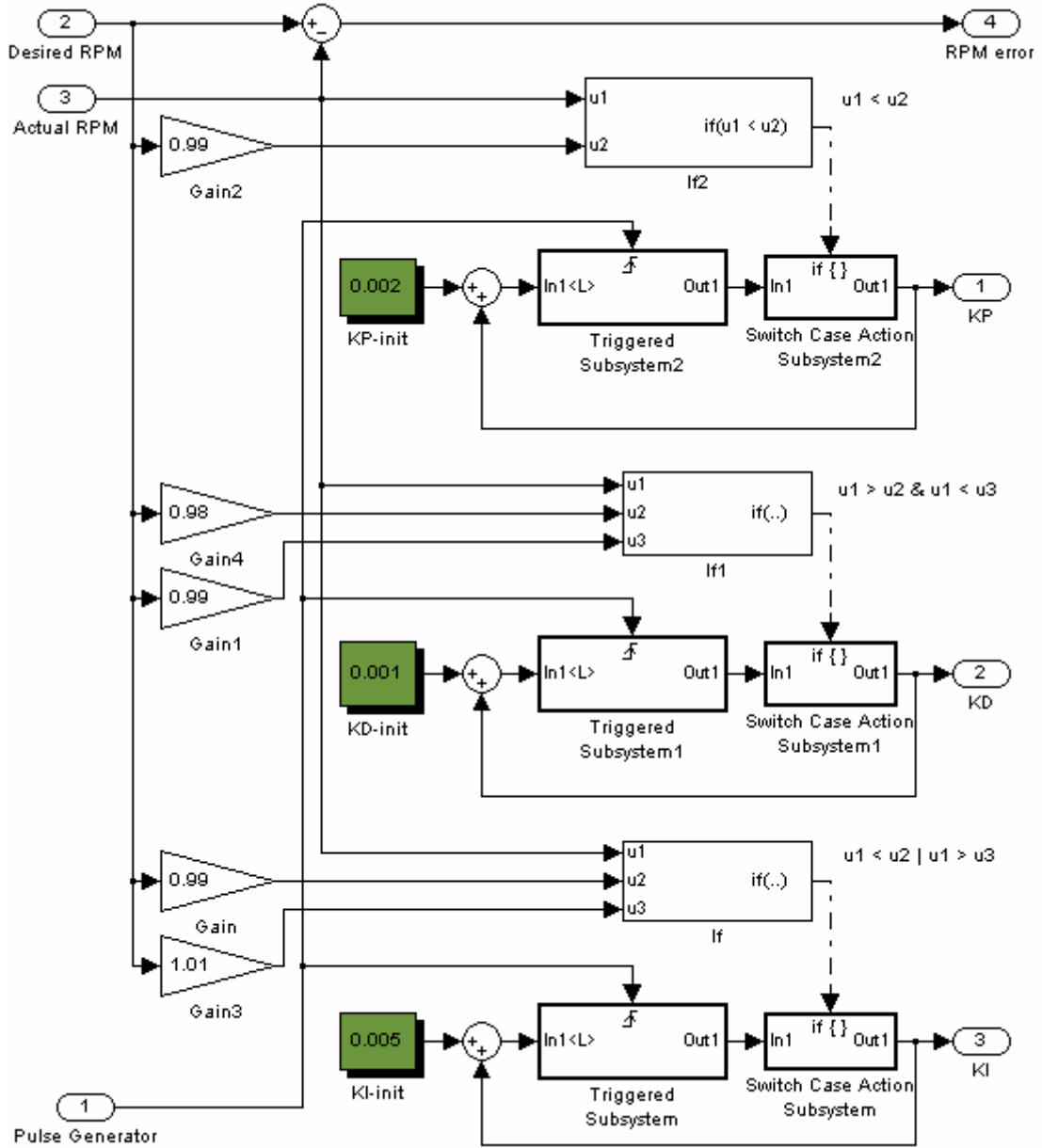
edilmiştir. Yük olarak Şekil 3.6'daki değişken yük bağlanmıştır ve sinyal jeneratörü 10KHz değerindedir. DC motorlarda gerilim ile moment ve devir sayısı doğru orantılıdır. Motor nominal gerilimi 230V ve nominal devri 1220rpm olduğu için, bir devire karşılık gelen gerilim değeri 0,1885 bulunup PID çıkışına yerleştirilmiştir.



Şekil 3.8 DC motor öz-uyarlamalı PID kontrol devresi



Şekil 3.9 DC Motor alt sistem içeriği



Şekil 3.10 Self-tuning alt sistem içeriği

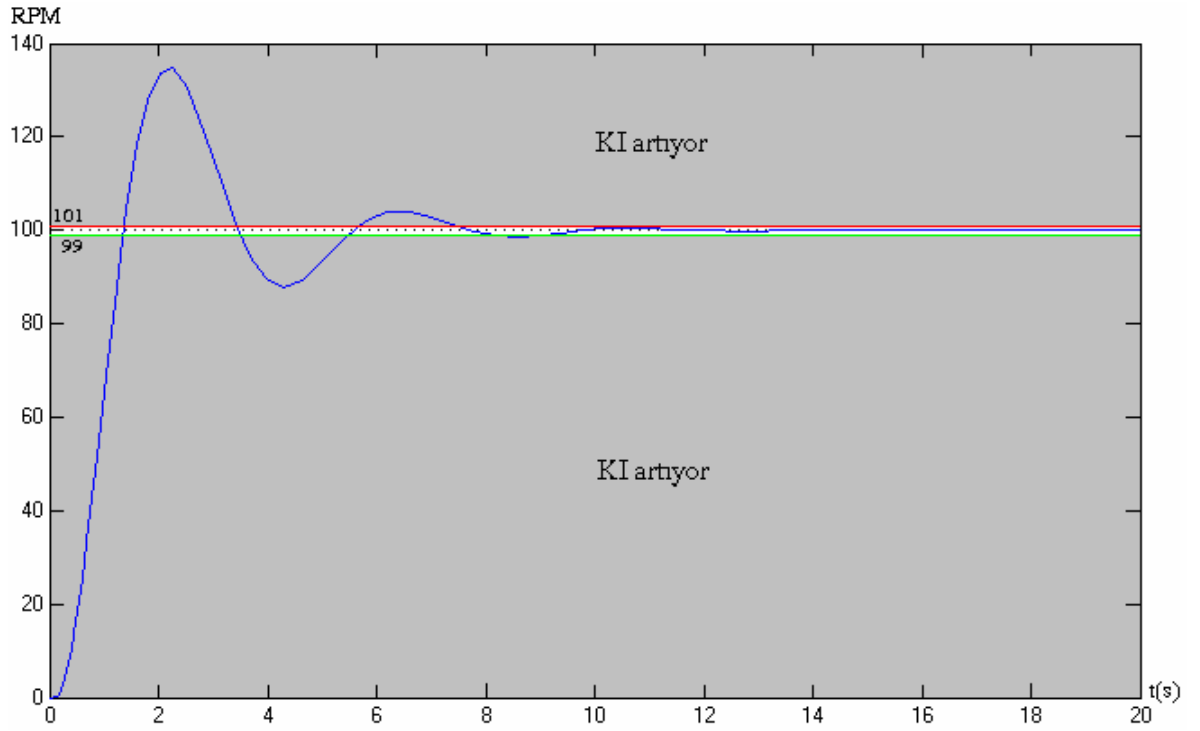
Öz uyarlama (Self-tuning) bloğundaki işlem kısaca şöyledir:

Init değerlerinden başlayarak sinyal jeneratörü(pulse generator) sinyallerinin tetiklemesiyle çıkıştaki K_P , K_D ve K_I değerleri artmaktadır. Tabii bunun gerçekleşmesi için If bloklarının içeriğinin sağlanması gerekmektedir.

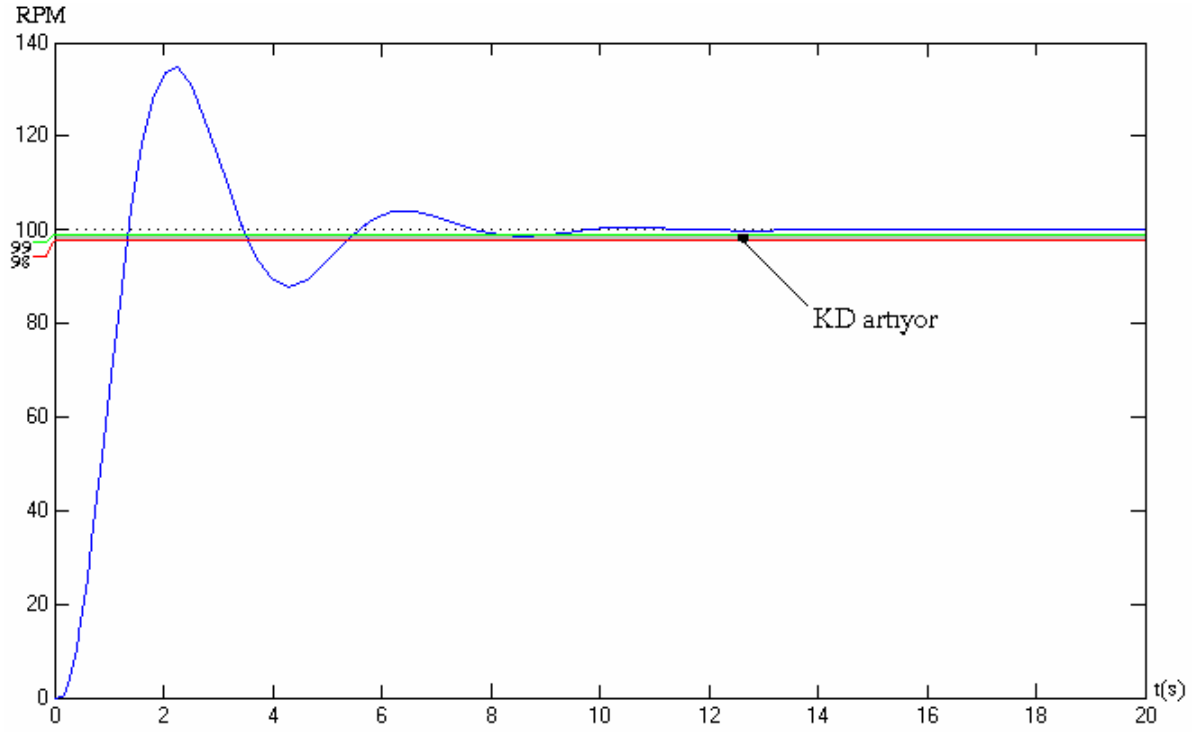
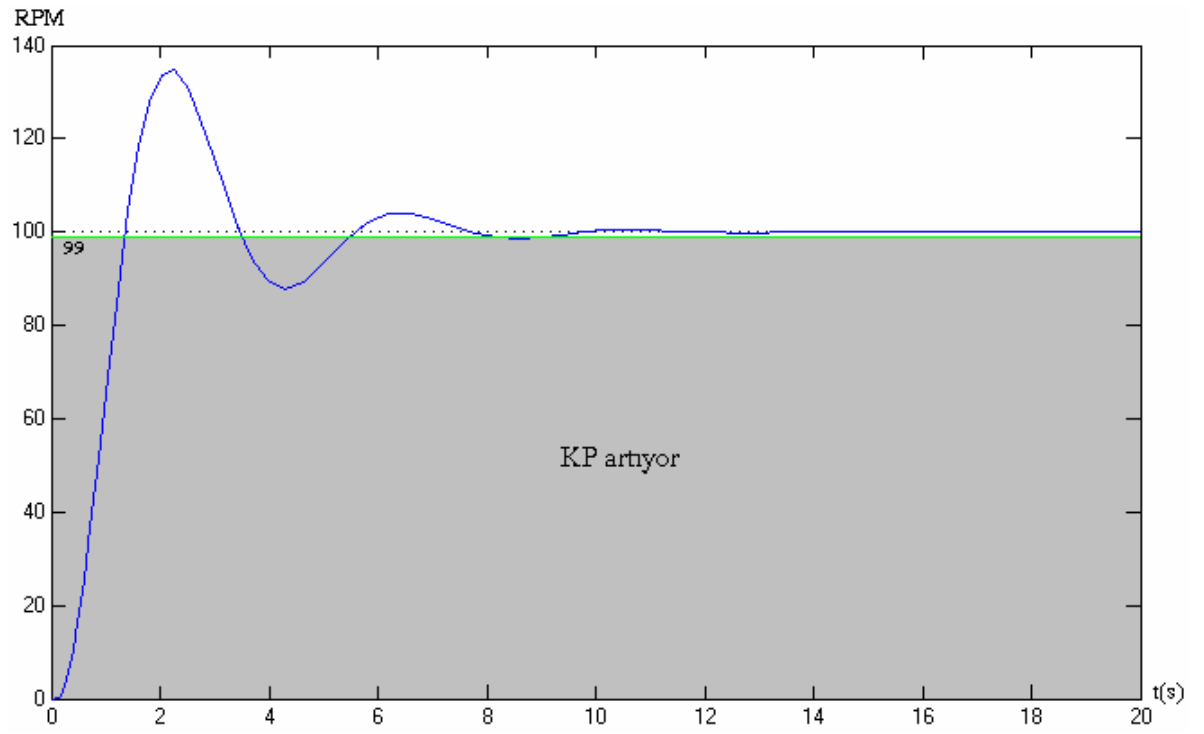
- If bloğu koşulu $u_1 < u_2$ VEYA $u_1 > u_3$ şeklindedir. Yani hızın gerçek değeri istenen hız değerinin yüzde 99'undan küçükse veya yüzde 101'inden büyükse K_I değerini artır.

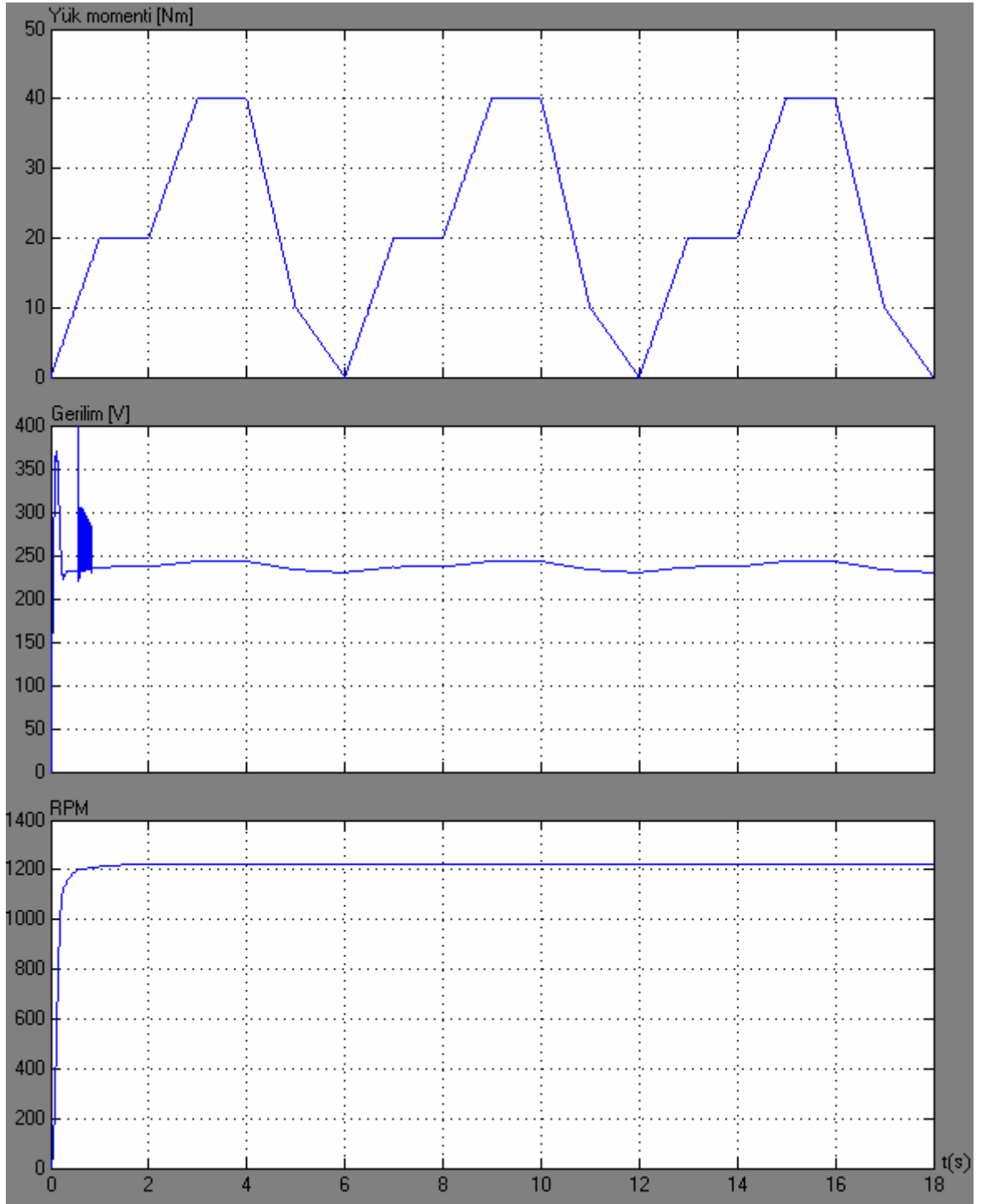
- If1 bloğu koşulu $u1 > u2$ VE $u1 < u3$ şeklindedir. Yani hızın gerçek değeri istenen hız değerinin yüzde 98'i ile yüzde 99'u arasında ise K_D değerini artır.
- If2 bloğu koşulu $u1 < u2$ şeklindedir. Yani hızın gerçek değeri istenen hız değerinin yüzde 99'undan küçükse K_P değerini artır.

Örnek bir sinyal üzerinde K_I , K_D ve K_P değerlerinin artış zamanları sırasıyla Şekil 3.11, Şekil 3.12 ve Şekil 3.13'te gösterilmiştir;



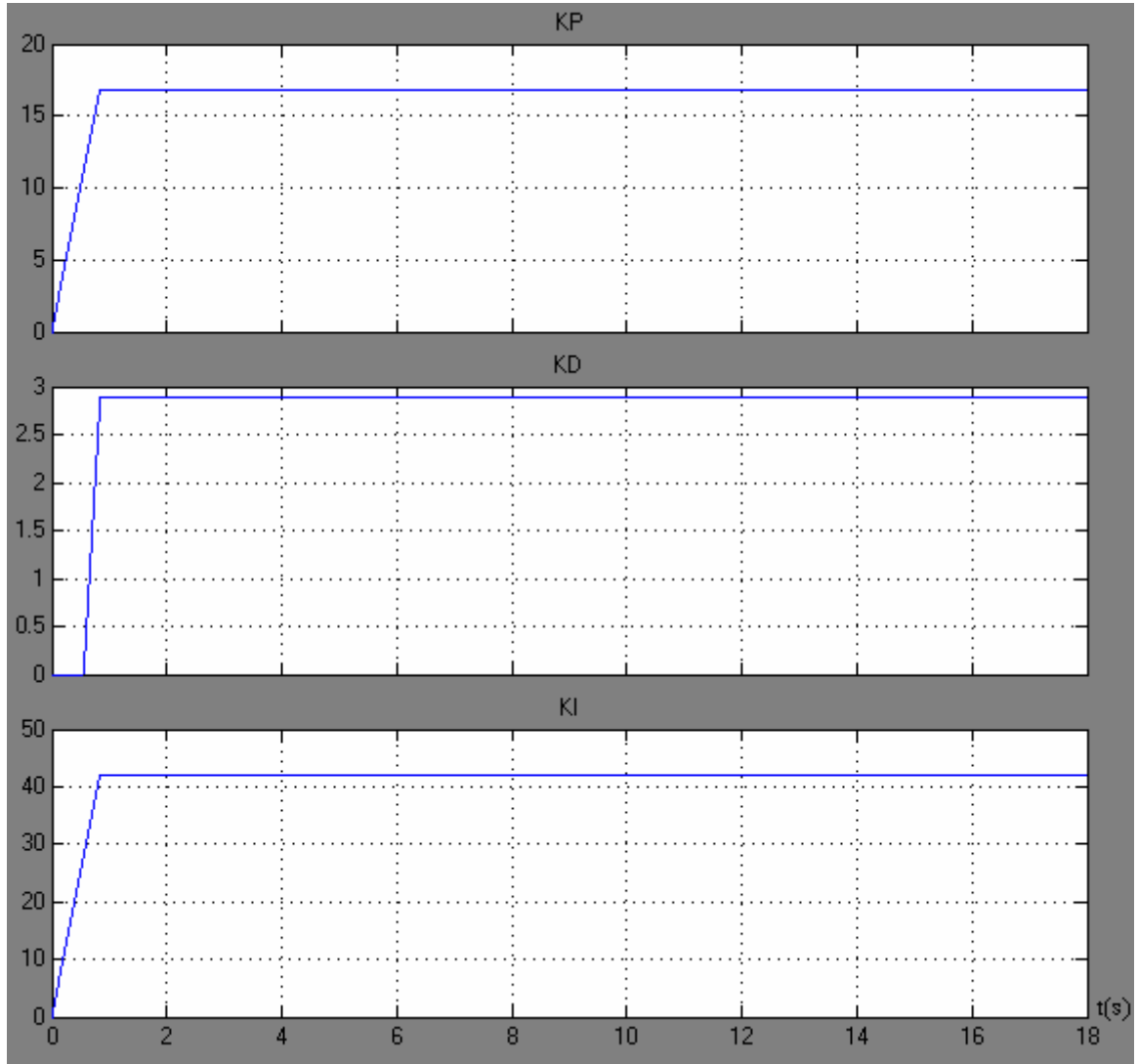
Şekil 3.11 K_I artım aralıkları

Şekil 3.12 K_D artım aralığıŞekil 3.13 K_P artım aralığı



Şekil 3.14 Öz-uyarlamalı PID kontrolörlü DC motor cevabı

Öz-uyarlamalı PID kontrolör cevabı 1219,17 devir ile 1221,25 devir arasında değişmektedir. Buradan ortalama 1220,21 devire oturduğunu söyleyebiliriz. Bu değer in yüzde 98'i 1195,81 devirdir ve bu devire 0,55s'de ulaşmaktadır.



Şekil 3.15 K_P - K_D - K_I değişimi

K_P , K_D ve K_I görüldüğü gibi belirlenen koşullarda artan diğer durumlarda ise sabit kalan fonksiyonlar biçimindedir. Sistemin daha sonraki olası ihtiyaçlarında bu katsayılar koşullar dahilinde tekrardan artabilecek ve sistemi toparlayacaktır.

Burada şunu belirtmekte fayda vardır ki, bu katsayıların son değerleri sistem çalışmaya başladığı anda sisteme uygulanırsa olumlu sonuç alınamayacaktır. Çünkü bu son değerler ilk koşullar atlatıldıktan sonra elde edilen değerlerdir bu sebepten ötürü geçici şartlar için uygun değillerdir.

4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu kısımda gerçek bir otomasyon tezgahında olabilecek yük değişimlerinin DC motora tatbik edilmesi ile elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

4.1 Değişken Yükleri Süren DC Motor Kontrol Simülasyonu Deneyleri

Bu bölümdeki tüm DC motor devrelerinde Çizelge 4.1'deki değerlerden oluşan Şekil 4.1'deki yük momenti tatbik edilmiştir.

Bu yük değişimini şu şekilde izah edebiliriz:

İlk 1,1 saniye içerisinde motora ani olarak tüm taşıyıcı bandın ağırlığı aksetmektedir. Daha sonraki 15 saniyelik süre boyunca yaklaşık olarak şu işlem gerçekleşmektedir; 1 saniye bant çalışıp arkasından bir boş şişe konmaktadır. Bu şişe 1 saniye ilerleyip sonra 1 saniye içerisinde doldurulmakta ve yine 1 saniyelik bir çalışmadan sonra yeni şişe gelmekte ve bu şekilde (bant hiç durmadan) şişe yükleme ve dolum işlemleri gerçekleşmektedir.

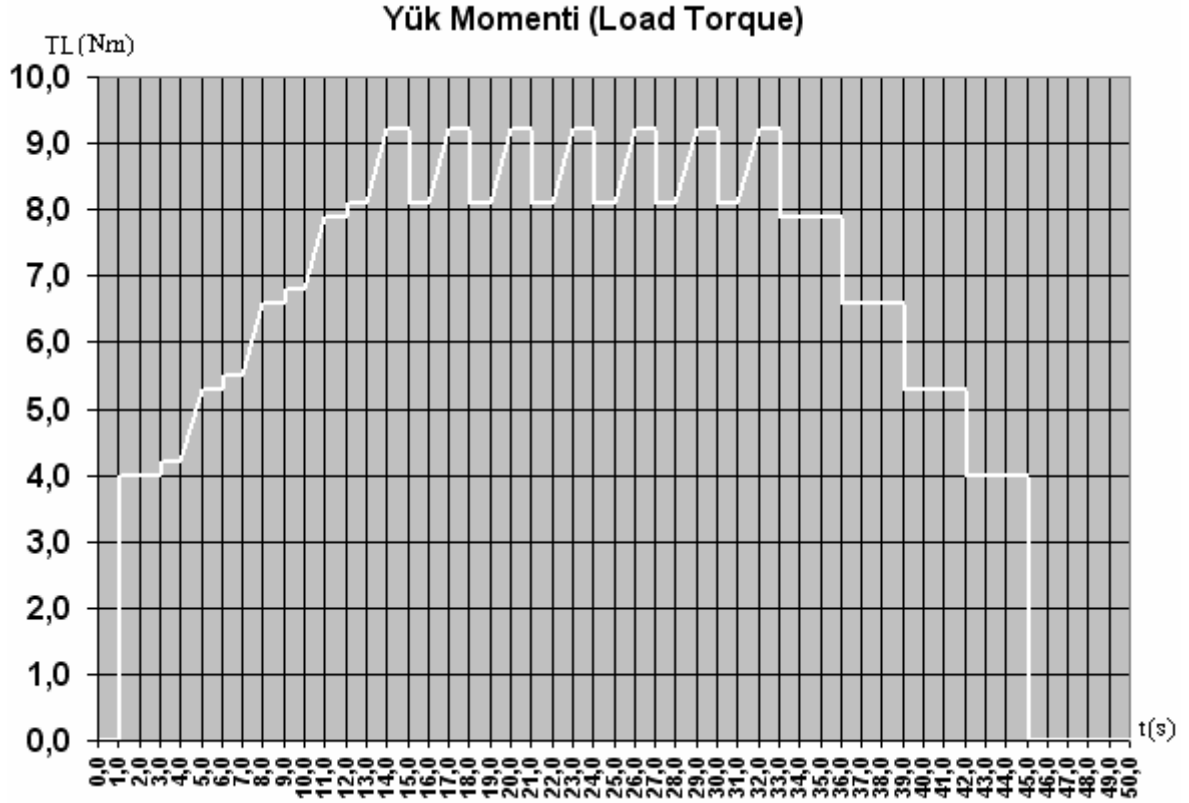
Daha sonra 15. saniyeden 33. saniyeye kadar sürekli yeni şişe yükleme ve doldurulması devam ederken, mevcut dolu şişeler teker teker bant üzerinden alınmaktadır.

33. saniye ile 45. saniye arasında ise bant üzerinden (yeni şişe konmaksızın) şişeler teker teker alınmakta, 45. saniyeden sonra ise taşıyıcı bant durdurulmaktadır.

Normal bir şişe dolum otomasyonunun çok küçük bir parçası, bu şekilde simüle edilerek böyle bir yük altındaki kontrolörlerin sisteme olan etkileri incelenmiştir.

Çizelge 4.1 Yük momenti değerler listesi

Zaman (s)	Değer (Nm)	Zaman (s)	Değer (Nm)
0,0	0,0	21,0	9,2
1,0	0,0	21,1	8,1
1,1	4,0	22,0	8,1
3,0	4,0	23,0	9,2
3,1	4,2	24,0	9,2
4,0	4,2	24,1	8,1
5,0	5,3	25,0	8,1
6,0	5,3	26,0	9,2
6,1	5,5	27,0	9,2
7,0	5,5	27,1	8,1
8,0	6,6	28,0	8,1
9,0	6,6	29,0	9,2
9,1	6,8	30,0	9,2
10,0	6,8	30,1	8,1
11,0	7,9	31,0	8,1
12,0	7,9	32,0	9,2
12,1	8,1	33,0	9,2
13,0	8,1	33,1	7,9
14,0	9,2	36,0	7,9
15,0	9,2	36,1	6,6
15,1	8,1	39,0	6,6
16,0	8,1	39,1	5,3
17,0	9,2	42,0	5,3
18,0	9,2	42,1	4,0
18,1	8,1	45,0	4,0
19,0	8,1	45,1	0,0
20,0	9,2	50,0	0,0



Şekil 4.1 Yük momenti değişim grafiği

Simülasyon, MATLAB programının içerisinde yer alan SIMULINK programı ile yapılmıştır. Yük momenti ise Microsoft EXCEL programının MATLAB'e tanıtılması ile EXCEL'de tasarlanmıştır. Bu iki programın birbirine tanıtılması işlemi şu şekilde yapılmaktadır:

Microsoft EXCEL programı açıldıktan sonra "Araçlar" menüsünden "Eklentiler" seçeneği seçilir. Açılan pencerede "Gözet" butonuna tıklanır ve MATLAB programının dizinine girilerek "Toolbox" klasörü tıklanır. Buradan "exlink" klasörüne girilir ve "exclink.xls" dosyası seçilerek "Tamam" denir. Bu aşamalar tamamlandıktan sonra EXCEL programı kapatılıp yeniden açılır ve otomatik olarak araç çubuklarına "putmatrix, getmatrix, evalstring" komutlarının yer aldığı "Excel Link" araç çubuğu eklenmiş olur.

Bu yeni eklenen araç çubuğu ile artık hem EXCEL'den MATLAB'e hem de MATLAB'den EXCEL'e matris aktarımı yapılabilir. Bunun için EXCEL'de bir matris oluşturup tamamını seçerek "putmatrix" komutunu tıklamak ve bir değişken ismi atamak yeterlidir; İstenen matris

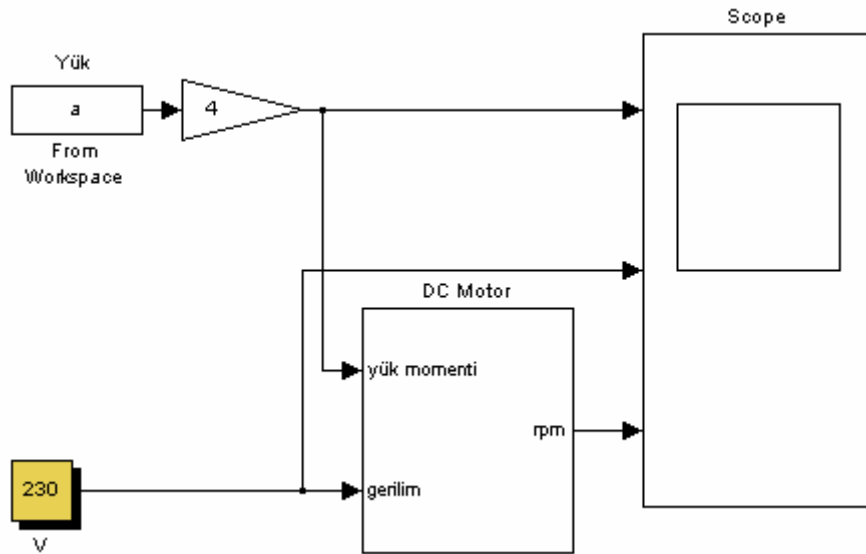
verilen değişken ismi ile MATLAB Workspace’e aktarılmış olacaktır.

Önemli bir ayrıntı: bu aktarılan matrisin ilk sütunu zamanı, ikinci sütunu ise değerleri göstermelidir.

“From workspace” bloğu, bu değişken yükün matris formunda EXCEL’den MATLAB çalışma alanına aktarılmış şeklidir.

Aynı şekilde MATLAB Workspace’te yer alan herhangi bir değişken de EXCEL’deki “getmatrix” komutu kullanılarak EXCEL’e aktarılabilir.

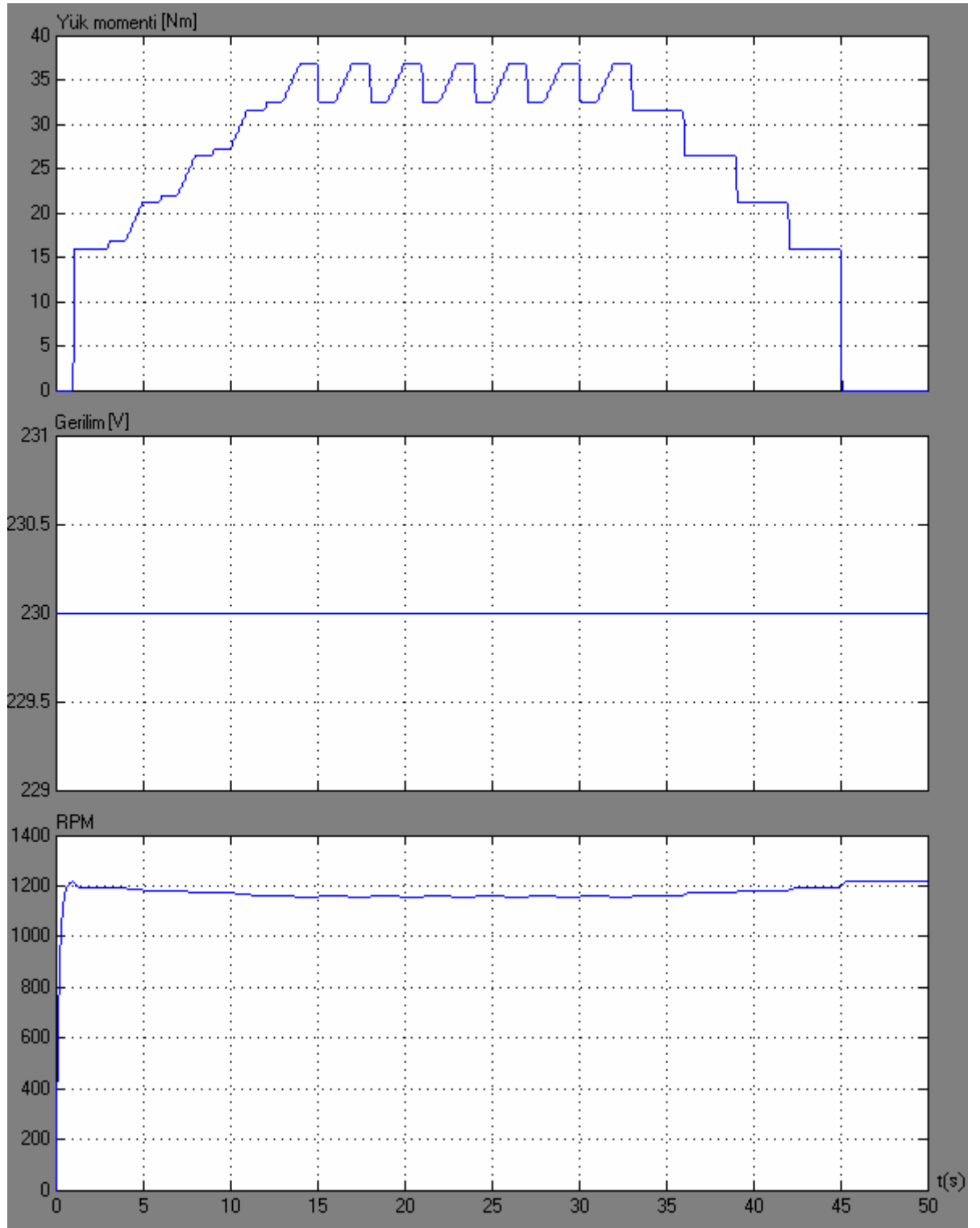
4.2 Kontrolsüz DC Motor Cevabı



Şekil 4.2 Kontrolsüz DC motor devresi

Şekil 4.2’de yer alan devre nominal gerilimde çalışan bir DC motoru göstermektedir. Değişken yük 4 katı ile tatbik edilmiştir.

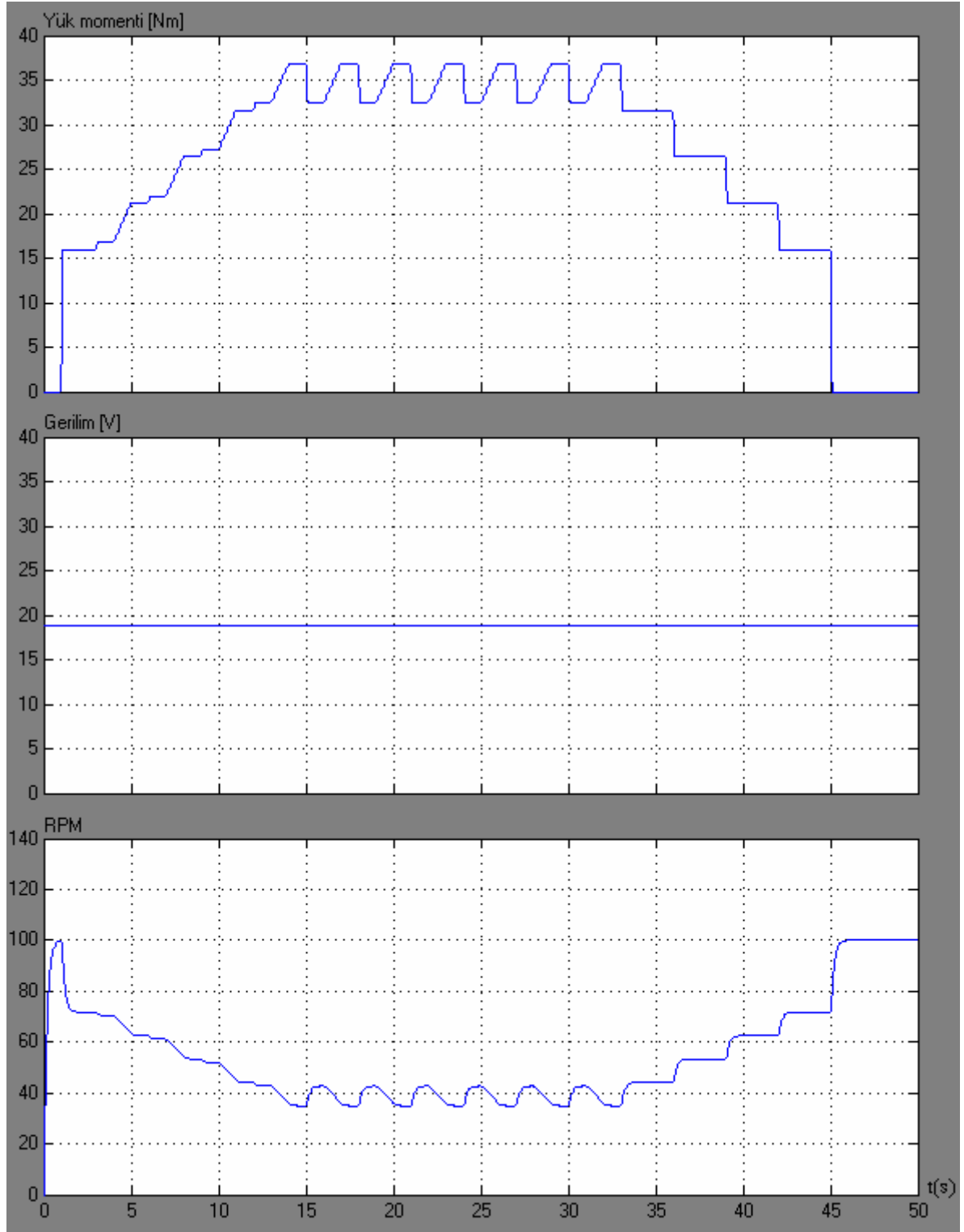
Şekil 4.3’te bu sistemin nominal devirdeki cevabı ve Şekil 4.4’te ise 100devir/dakikadaki cevabı gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Kontrolsüz DC motor nominal devir cevabı

Şekil 4.3'ten görüldüğü gibi nominal devirde bile kontrolsüz DC motor değişken bir yük karşısında toplam 62,18 devirlik sapmaya maruz kalmaktadır. Nominal devir 1220

olduğundan çok büyük bir zorlanmanın olduğunu söyleyemeyiz.

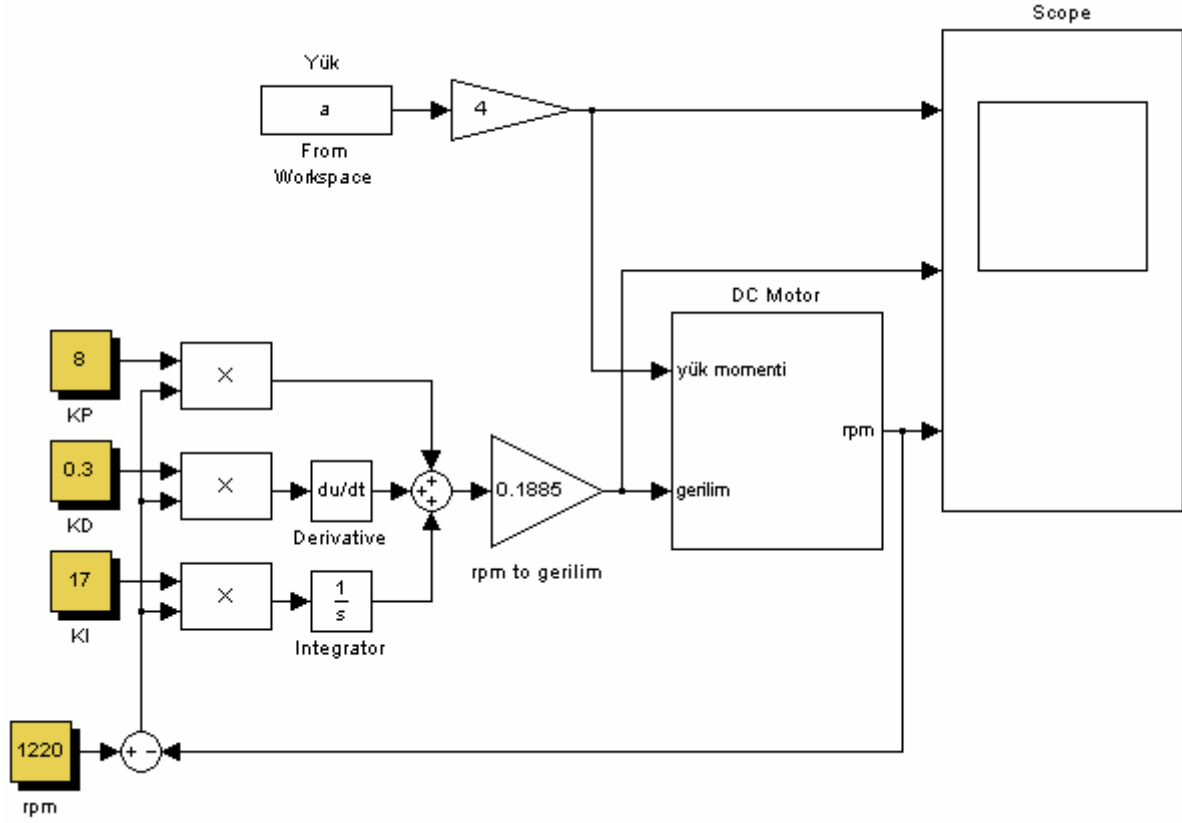


Şekil 4.4 Kontrolsüz DC motor 100devir/dakika cevabı

100devir/dakikadaki cevabını ölçmek için sisteme 18,85V tatbik edilmiştir. Sistemdeki

toplam sapma 64,82 devirdir. Yani kontrol uygulanmadığında düşük devirlerde çalıştırılan DC motorun yük momenti kapasitesi son derece azalmaktadır. Düşük devirlerde yük değişiminin daha fazla hissedildiği açıkça anlaşılmaktadır.

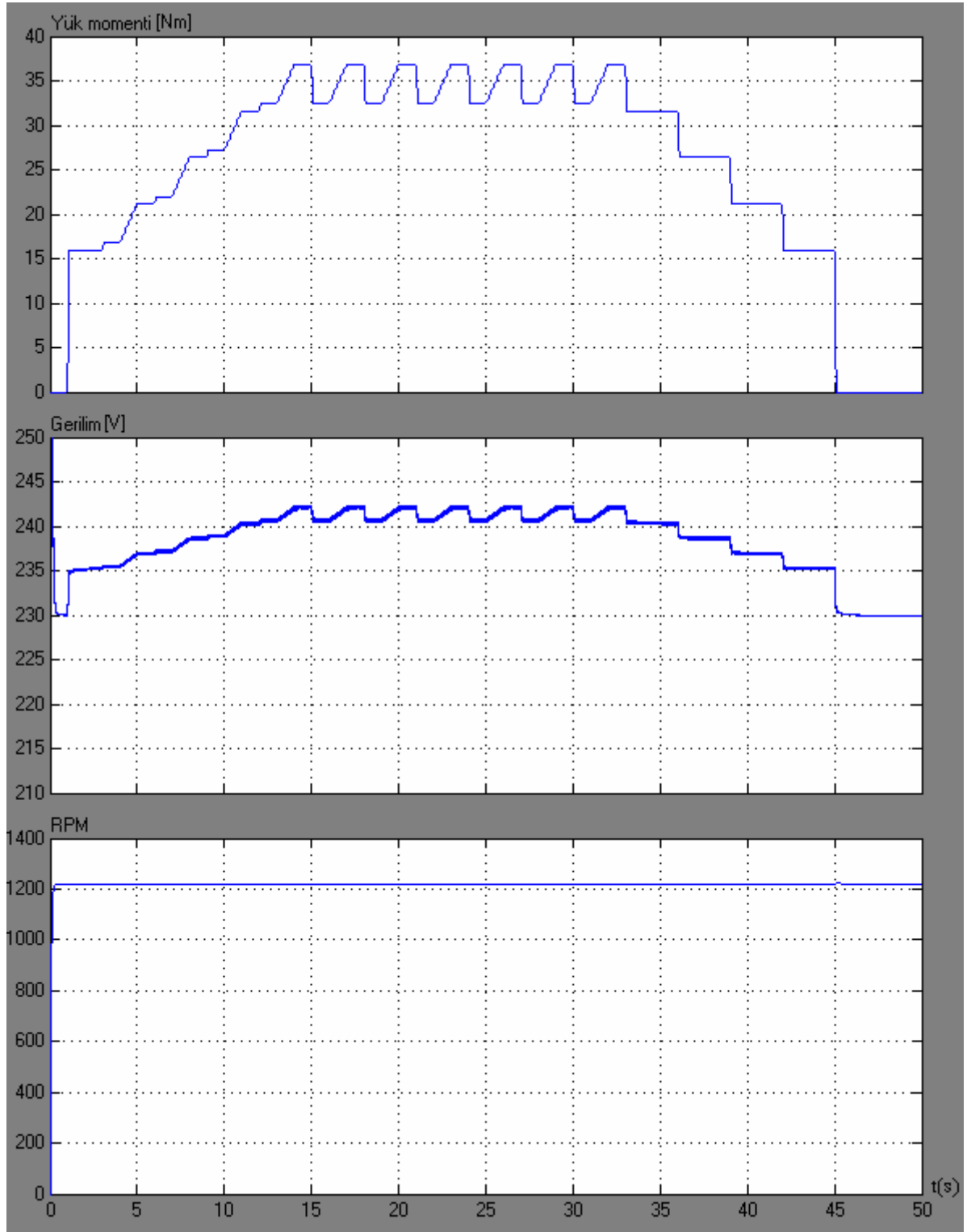
4.3 Klasik PID Kontrol Sonuçları



Şekil 4.5 Klasik PID kontrollü DC motor devresi

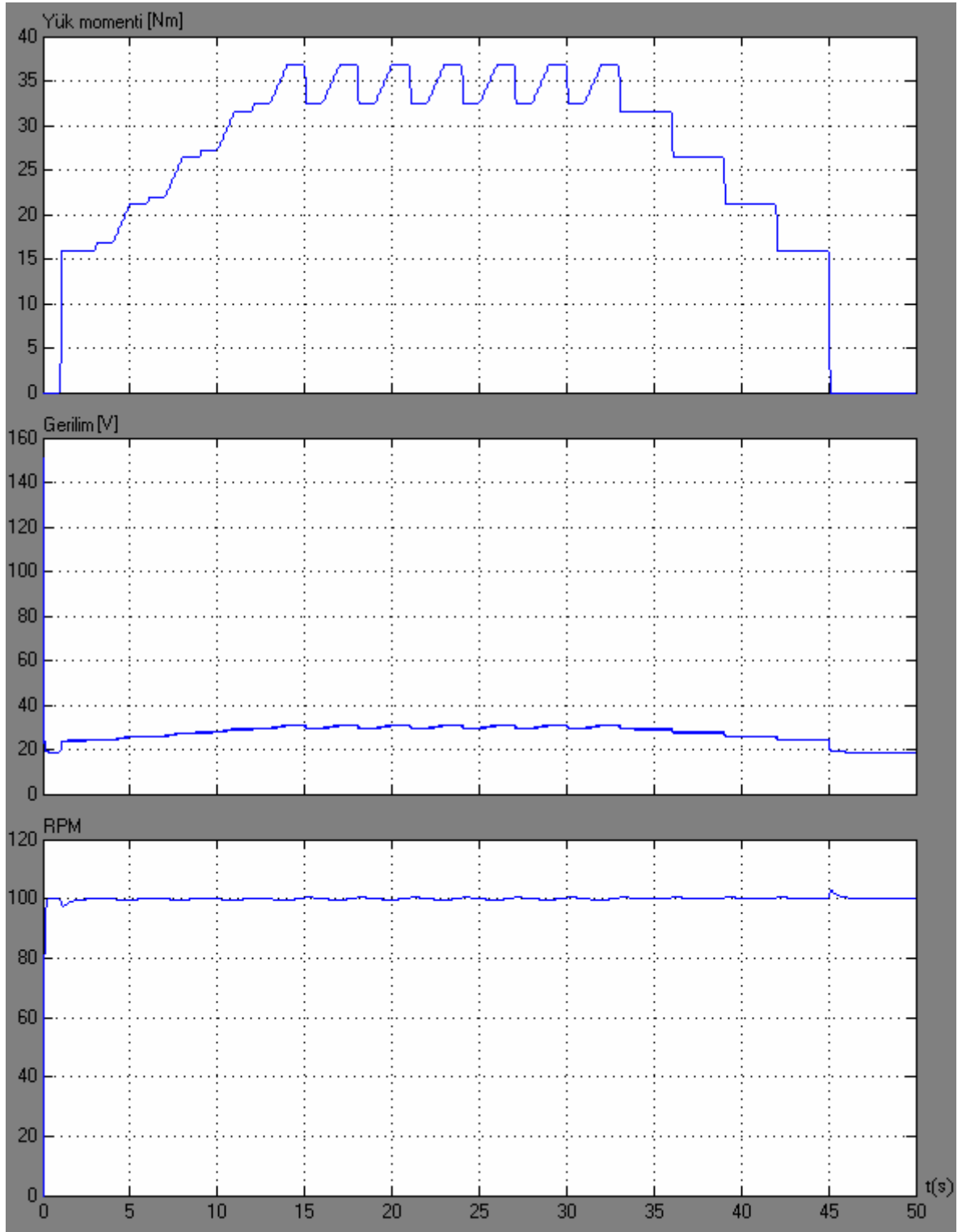
Şekil 4.5’de yer alan devre yine nominal gerilimde çalışan bir DC motoru göstermektedir. Burada da değişken yük 4 katı ile tatbik edilmiştir.

Şekil 4.6’da bu sistemin nominal devirdeki cevabı ve Şekil 4.7’de ise 100devir/dakikadaki cevabı gösterilmiştir.



Şekil 4.6 Klasik PID kontrollü DC motor nominal devir cevabı

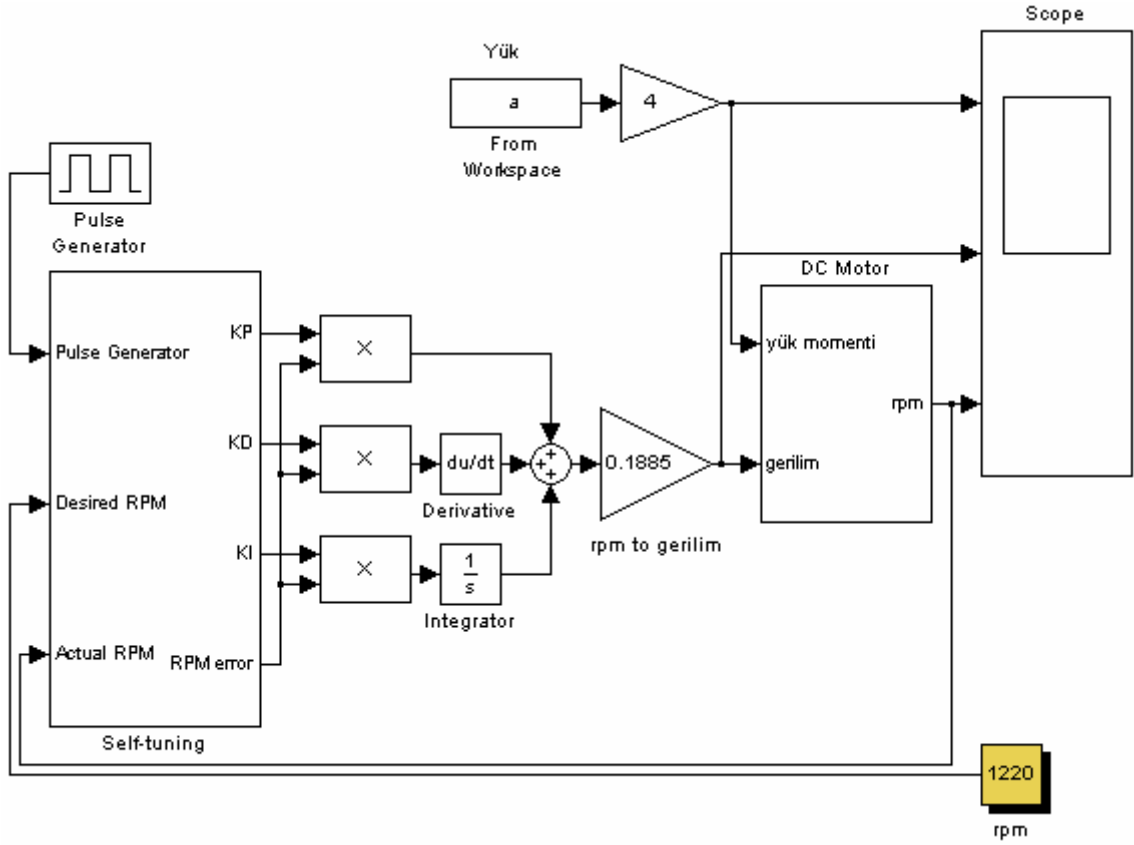
Not: Değerler için Çizelge 4.2'ye müracaat ediniz.



Şekil 4.7 Klasik PID kontrollü DC motor 100devir/dakika cevabı

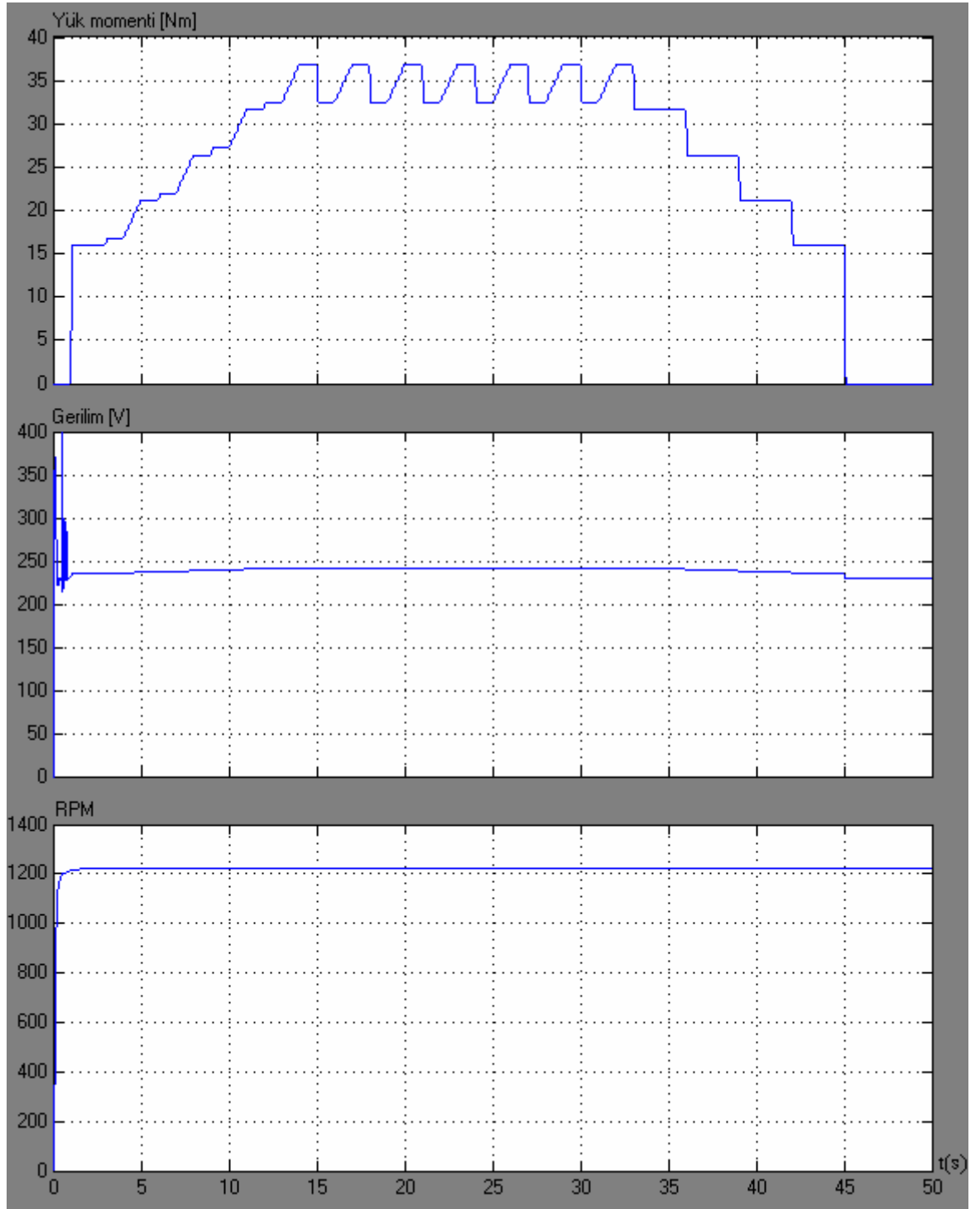
Şekil 4.6 ve 4.7’den görüldüğü gibi PID kontrolör ile hem sistemin cevabı hızlanmış, hem de düşük devirlerde değişken yüke olan hassasiyet hemen hemen ortadan kalkmıştır. Not: Değerler için Çizelge 4.2’ye müracaat ediniz.

4.4 Öz-Uyarlamalı PID Kontrol Sonuçları



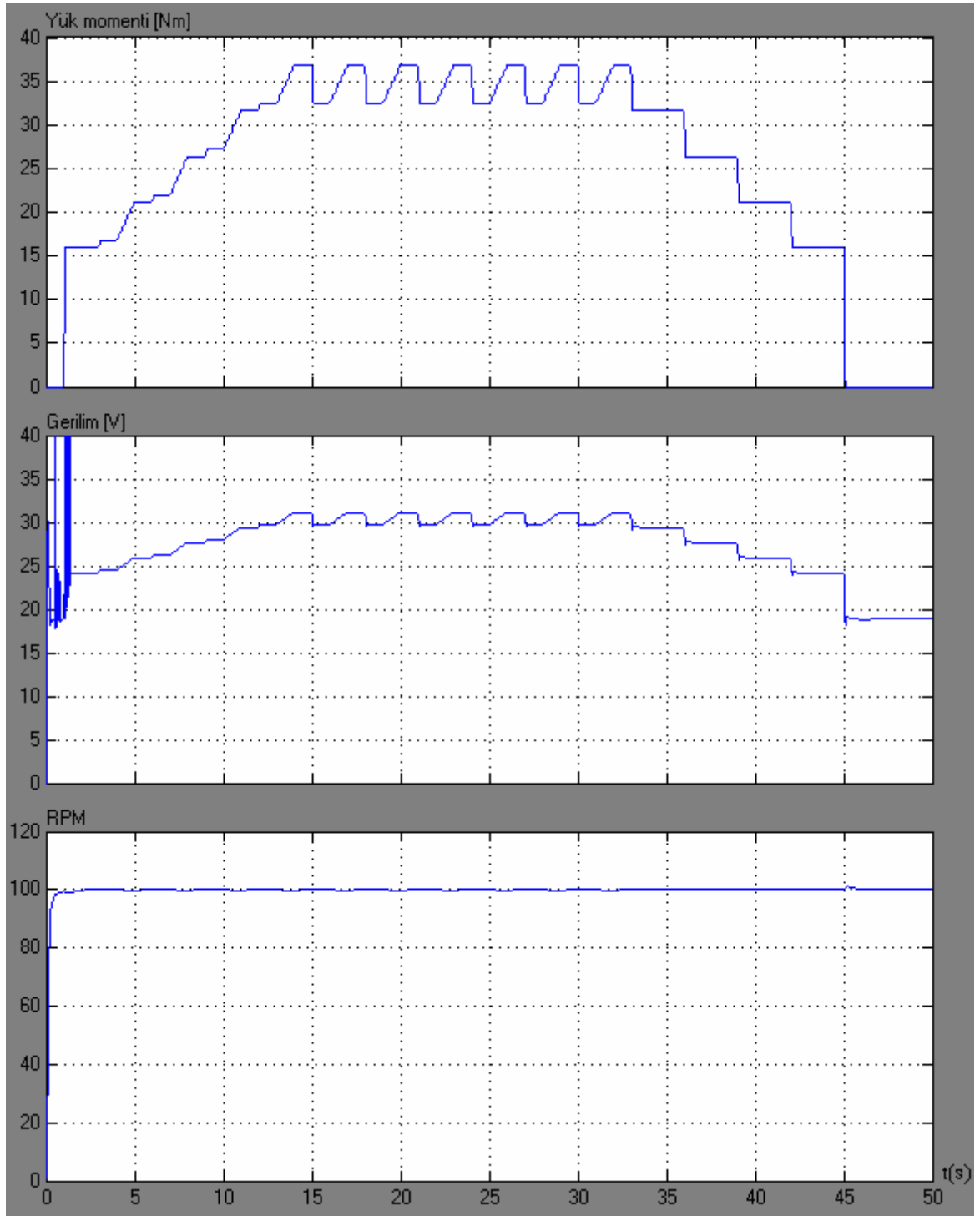
Şekil 4.8 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor devresi

Şekil 4.8'deki devrede, Şekil 3.8'de yer alan DC Motor alt sistem içeriği ve Şekil 3.9'da yer alan Self-tuning alt sistem içeriği aynen korunmuştur. Bu sistemde de yük momenti 4 katı ile devreye tatbik edilmiştir.



Şekil 4.9 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor nominal devir cevabı

Not: Değerler için Çizelge 4.2'ye müracaat ediniz.



Şekil 4.10 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor 100devir/dakika cevabı

Öz-uyarlamalı PID kontrolör ile hemen hemen klasik PID ile elde edilen cevaba ulaşılmıştır. Yine öz-uyarlamalı PID kontrolör ile kontrol edilen DC motor devresinde de düşük devirlerde değişken yüke karşı olan hassasiyetin büyük ölçüde ortadan kalktığı görülmektedir.

4.5 Klasik PID ile Öz-uyarlamalı PID Sonuçlarının Karşılaştırılması

Şekil 4.6 , Şekil 4.7 , Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da yer alan Klasik ve Öz-uyarlamalı kontrolör cevaplarından elde edilen verileri bir tablo üzerinde karşılaştıracak olursak:

Çizelge 4.2 Klasik ve Öz-uyarlamalı PID dalgalanma ve yükselme zamanı karşılaştırması

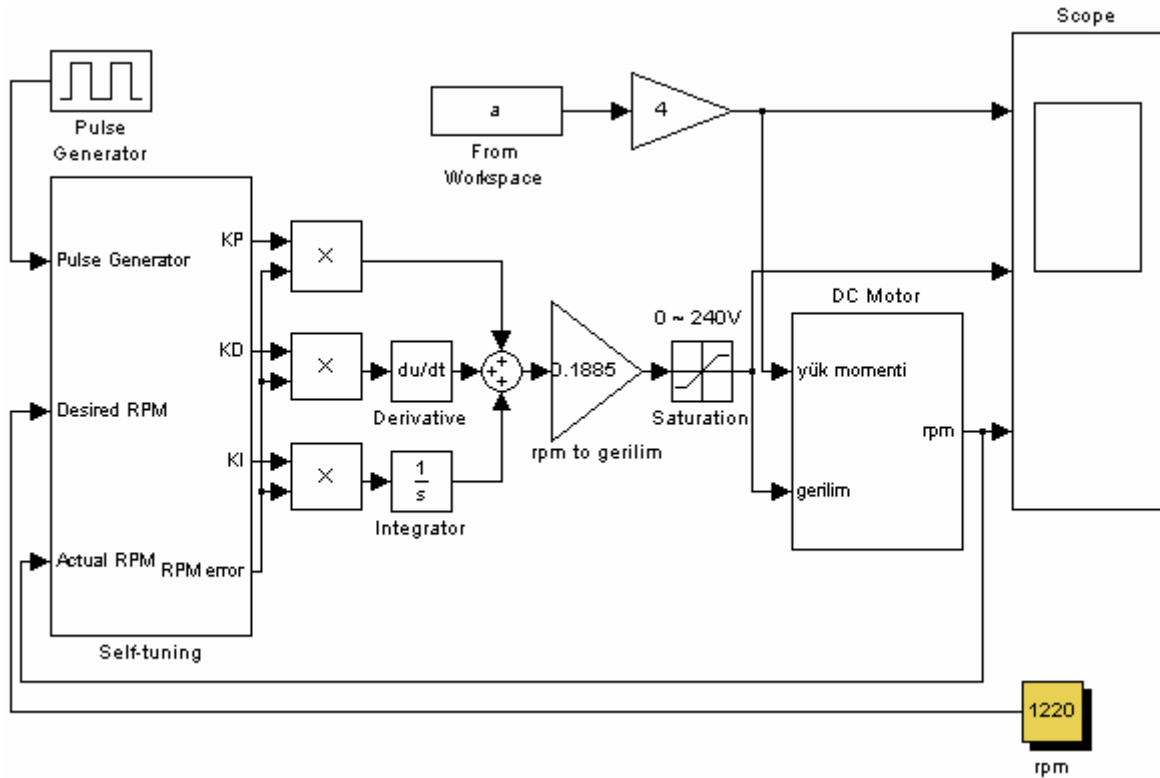
	Klasik PID	Öz-uyarlamalı PID
Değişken yük 1220rpm	Şekil 4.6 : 1219,61 ~ 1222,65 arasında değişen devir sayısı Toplam 3,04rpm sapma Ortalama rpm'nin %98'ine (1196,71rpm) ulaşma süresi 0,21s	Şekil 4.9 : 1219,81 ~ 1221,10 arasında değişen devir sayısı Toplam 1,29rpm sapma Ortalama rpm'nin %98'ine (1196,05) ulaşma süresi 0,54s
Değişken yük 100rpm	Şekil 4.7 : 97,36 ~ 102,65 arasında değişen devir sayısı Toplam 5,29rpm sapma Ortalama rpm'nin %98'ine (98rpm) ulaşma süresi 0,20s	Şekil 4.10 : 99 ~ 101 arasında değişen devir sayısı Toplam 2rpm sapma Ortalama rpm'nin %98'ine (98) ulaşma süresi 0,53s

Bu tablodan Öz-uyarlamalı PID cevabının daha az dalgalandığını ancak daha geç oturduğunu söylemek mümkündür. Ayrıca değişen devir sayılarında da dalgalanma miktarları farklı olsa da oturma süreleri kontrolör bazında aynı kalmaktadır. Yani klasik PID veya öz-uyarlamalı PID cevabının oturma süresi 1220 devirde ne ise 100 devirde de aynı şekilde olmaktadır.

4.6 Kontrolör Çıkışına Saturasyon (Saturation) Bloğu Eklenmesi

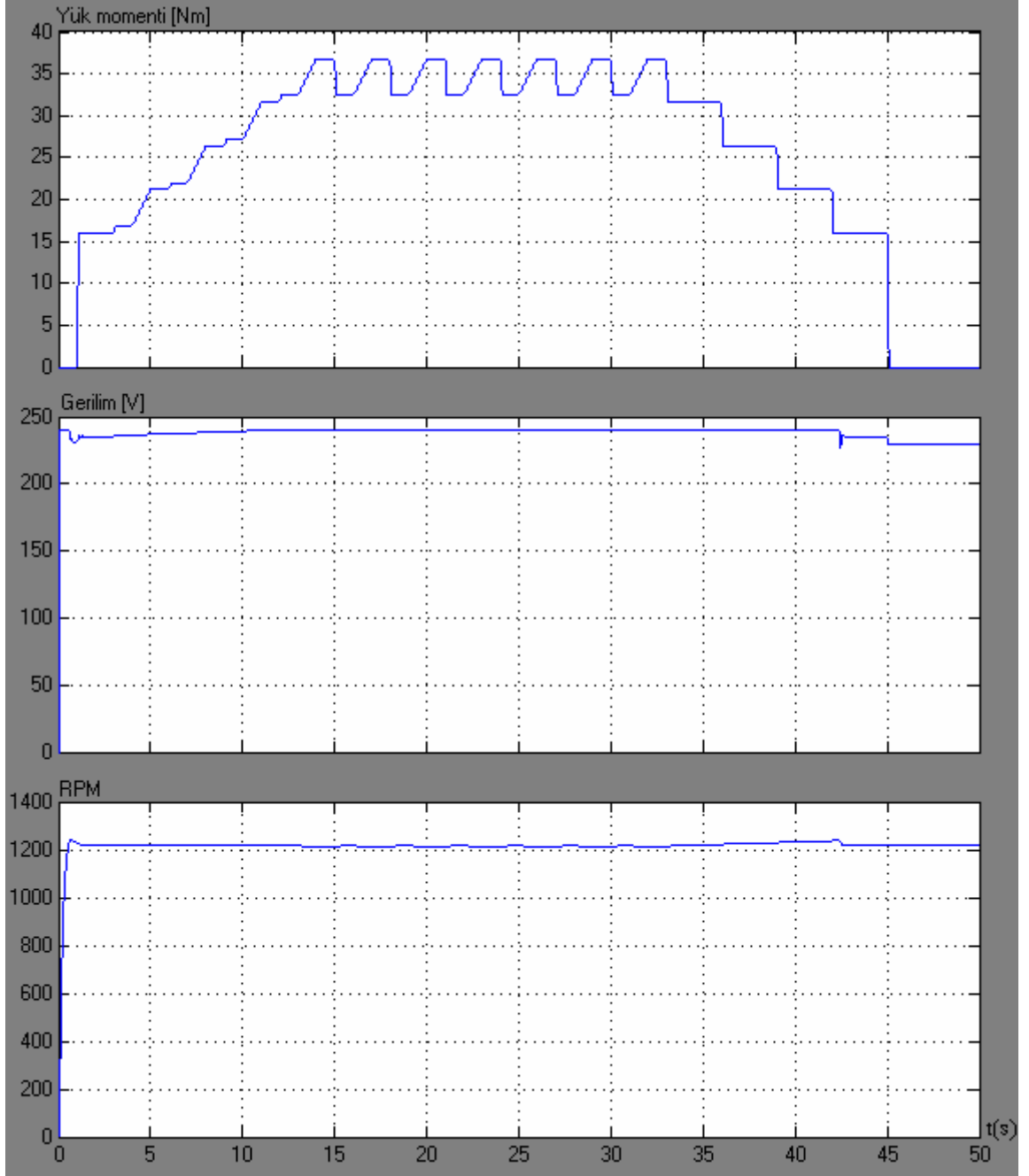
Bu kısma kadar yapılan tüm simülasyon devrelerinde kontrolörün etkisini tam göstermek maksadıyla, kontrolör çıkışı sinyali (gerilim) aynen motora tatbik edilmiştir. Ancak dikkatle incelenecek olursa, özellikle nominal devirde değişken yük tatbik edilip sistem çalıştırıldığında öz-uyarlamalı kontrolün sistemi istenen değere çekmek için ilk başlarda motora çok yüksek gerilimler (anlık da olsa) tatbik etmektedir. Bu gerçek hayatta elbette ki asla kabul edilemeyecek bir durumdur, zira bu tür bir çalışma çok çabuk bir şekilde hem motoru hem de buna bağlı olan tüm sistemleri olumsuz etkileyecek ve hatta onlara zarar verecektir.

İşte bu sorunu çözmek için kontrolör çıkışı sinyalini belli değerlerde tutmaya yarayacak olan “saturation” saturasyon (veya doyma) bloğu sisteme eklenmelidir. Şekil 4.11’de 0~240V’luk sınırları olan bir saturasyon bloğu devreye eklenmiştir:



Şekil 4.11 Saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör devresi

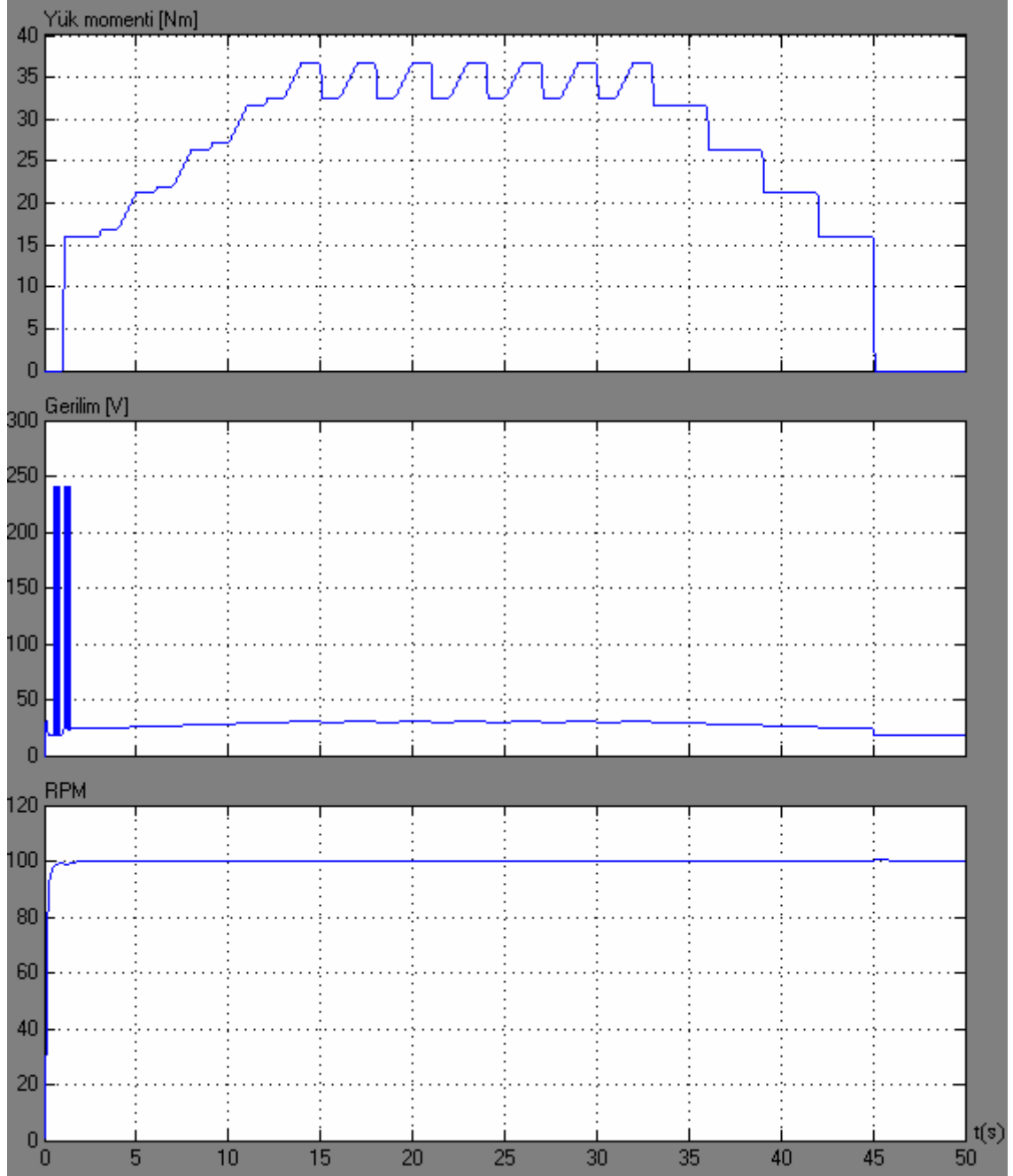
Şekil 4.12’de değişken yükümüzün nominal devirde 0~240V saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör ile kontrol edildiğinde elde edilen sonuç gösterilmiştir. Tatbik edilen gerilim değerlerinin 240V’u aşmadığı açıkça görülebilmektedir.



Şekil 4.12 Saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör nominal devir cevabı

Şekil 4.12 incelendiğinde toplam 35,79 devirlik bir sapma olduğu ve sistemin 0,52s’de oturduğu görülmektedir. Saturasyon kullanıldığında tahmin edileceği üzere kontrolör

performansı bir miktar düşmektedir. Ancak bu sayede motora olması gerektiğinden çok daha yüksek gerilimler uygulanmasını önlemiş olmaktadır. Şekil 4.13'te ise 100devir/dakika cevabı verilmiştir:

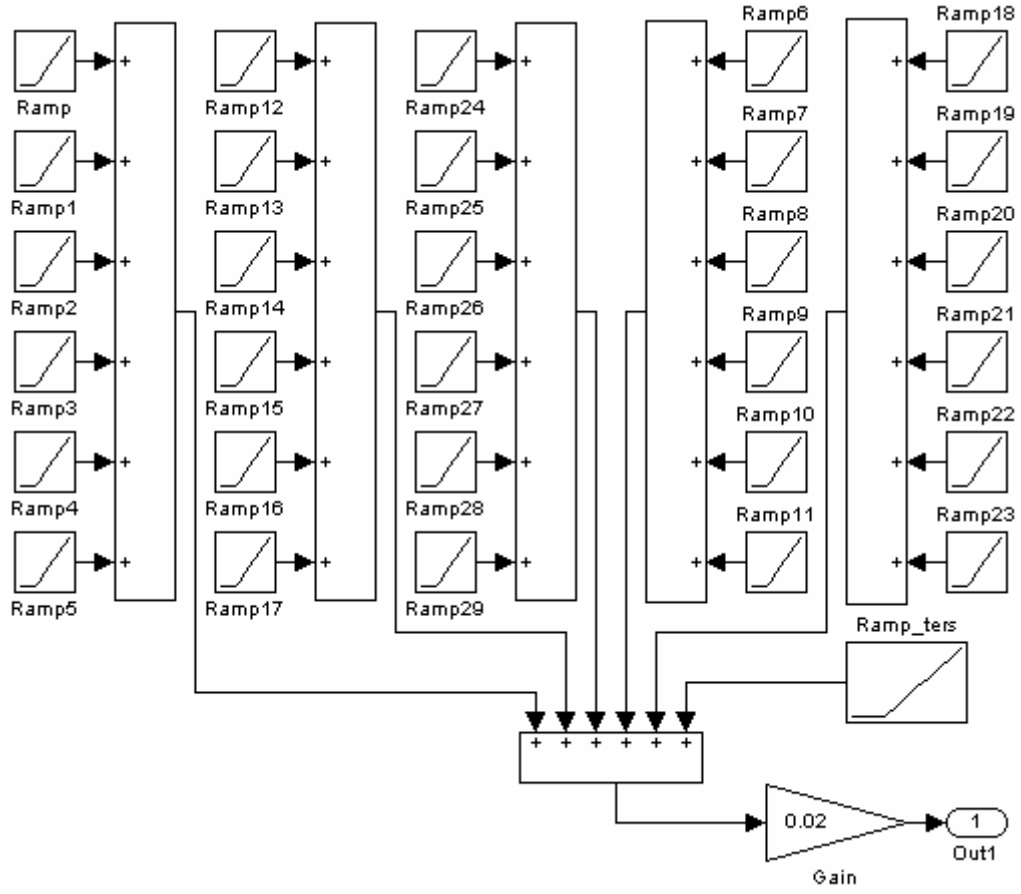


Şekil 4.13 Saturasyonlu öz-uyarlamalı PID kontrolör 100devir/dakika cevabı

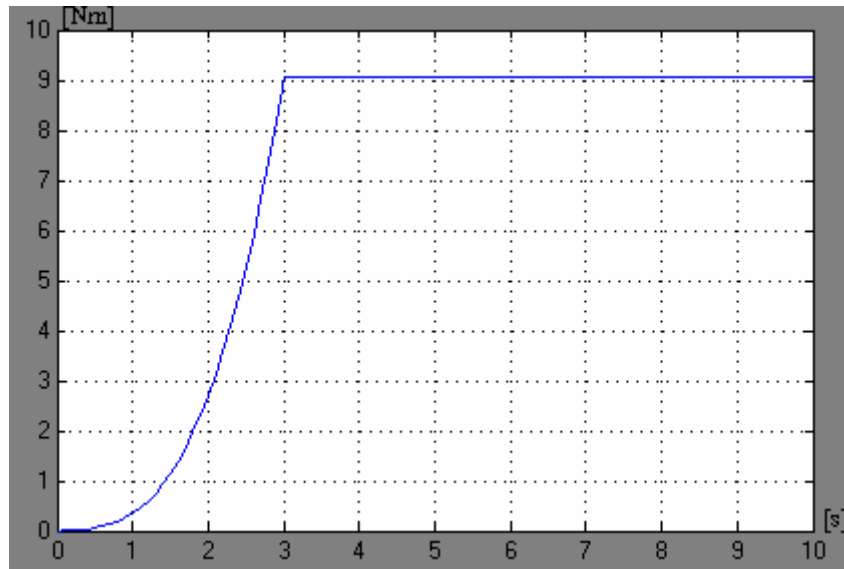
Dalgalanma 2 devir/dakika ve yükselme zamanı ise 0,55s'dir.

Son olarak da tamamen non-linear bir yüklenme motora tatbik edildiğinde hem öz-uyarlamalı

PID'nin etkisini hem de saturasyon bloğunun çalışmasını görelim;

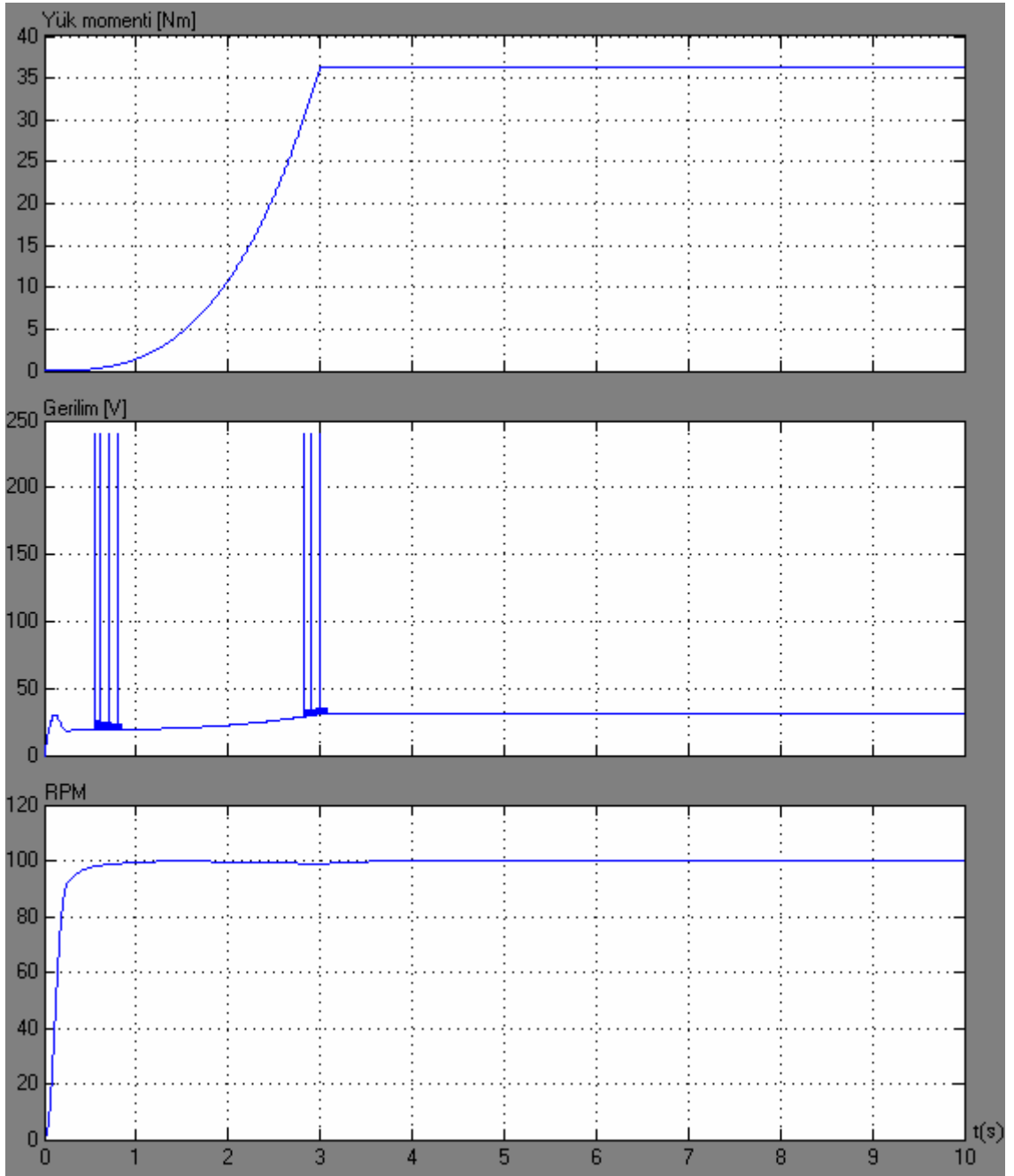


Şekil 4.14 Non-linear yük devresi



Şekil 4.15 Non-linear yük devresi grafiği

Şekil 4.14'te yer alan her 0,1s'de bir diğer rampa fonksiyonu devreye girmek şartıyla gittikçe artan rampa fonksiyonlarının toplamı, Şekil 4.15'teki parabolik fonksiyonu oluşturmaktadır. Motora tatbik edilirken bu yükün 4 katı alınmıştır. Şekil 4.16 bu yüke karşı sistemin cevabını göstermektedir; Saturasyon bloğu pek çok noktada gerilimi sınırlamaktadır. Yükün etkisinin daha net anlaşılabilmesi için 100devir/dakika cevabına bakılmıştır. Sonuç olarak yükün parabolik olması, uygun kontrol yöntemi kullanıldığında sistemi çok fazla etkilememektedir.



Şekil 4.16 Non-lineer yükte öz-uyarlamalı saturasyonlu PID kontrolör 100d/d cevabı

Dalgalanma 99 ~ 99,5 devir arasında olmaktadır ve yükselme zamanı ise 0,45s'dir.

4.7 DC Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Kontrol Sürecine Etkileri

DC motor kontrolündeki bir diğer önemli husus da parametrelerin (özellikle armatür direncinin) zamanla değişmesidir. Bu değişimin en önemli nedeni motorun ısınmasıdır.

Bu bölümde motor parametrelerini değiştirmek suretiyle kontrol sisteminin nasıl tepki verdiği ve bu değişimlerin ne tür sonuçlar doğurduğu incelenmiştir.

Şekil 4.17'de yer alan devre Şekil 4.1'de yer alan değişken yük ile yüklenmiştir. Ancak bu yükün motorun kaldırabileceği seviyeye indirilmesi gerektiğinden 10'da 1'i ile motora tatbik edilmiştir.

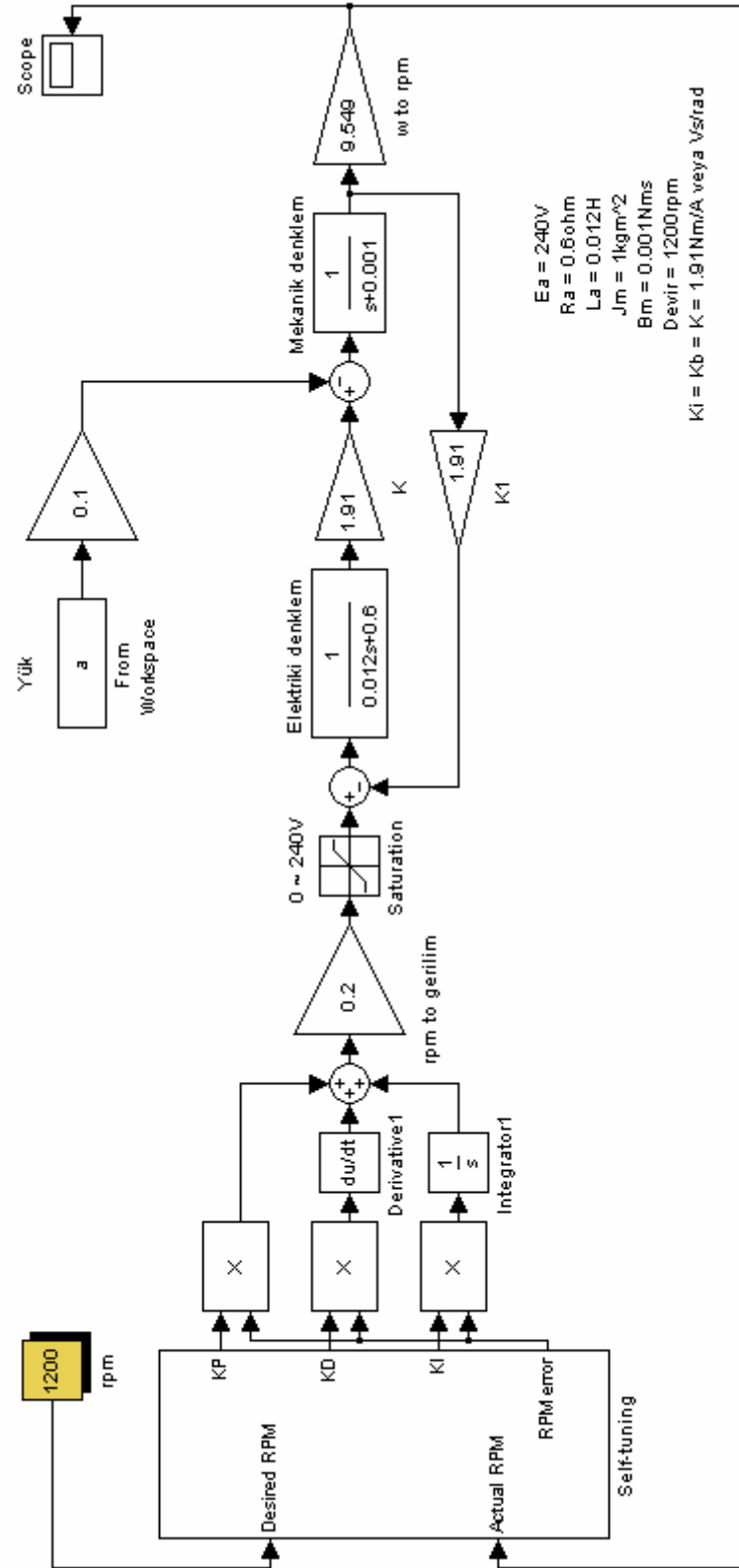
Moment sabiti $K_i = K_b = K$ olarak alınıp, K yerine 1.91 değeri yazıldığında motor nominal değerleri:

$E_a=240V$ ve bu gerilimdeki devir sayısı=1200rpm bulunur. Devir sayısından gerilime dönüştürme katsayısı ise bu durumda 0,2'dir.(DC motorlarda gerilimle devir sayısı doğru orantılıdır.)

Bu koşullardaki motor momenti ise:

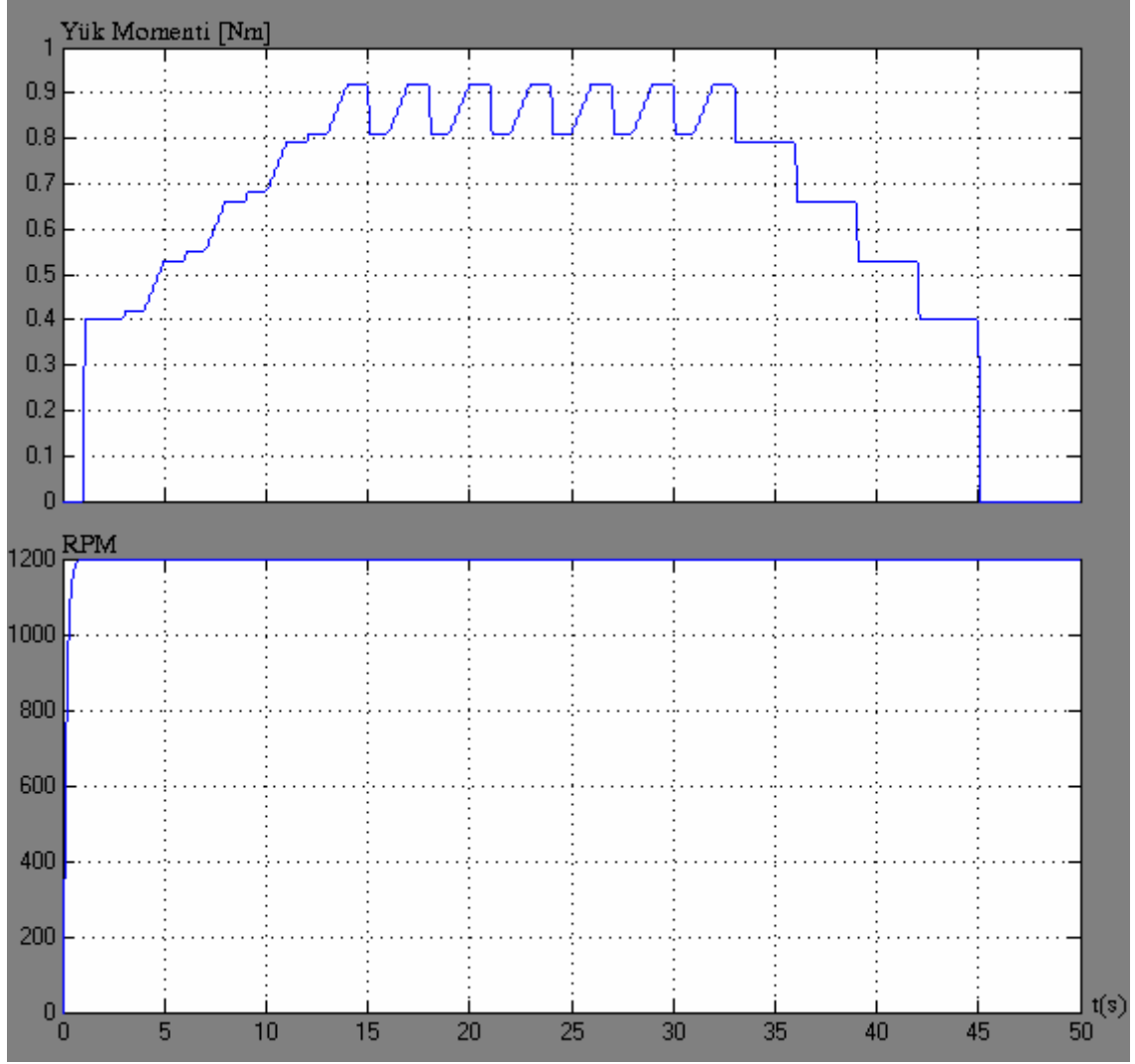
$$T_m = \frac{K \cdot (E_a - \omega_m \cdot K)}{R_a} = \frac{1,91 \cdot (240 - 1200 / 9,549 \cdot 1,91)}{0,6} \cong 0,083[Nm] \quad (4.1)$$

Yani normal koşullarda motora yaklaşık olarak en fazla 0,1Nm'lik bir yük tatbik edilmesi gerekmektedir. Simülasyon sonuçlarının daha rahat değerlendirilebilmesi için Şekil 4.1'deki yük 0,1 ile çarpılarak motor 10 kat fazla yüklenmiştir.



Şekil 4.17 Öz-uyarlamalı PID kontrollü DC motor açık gösterim şeması

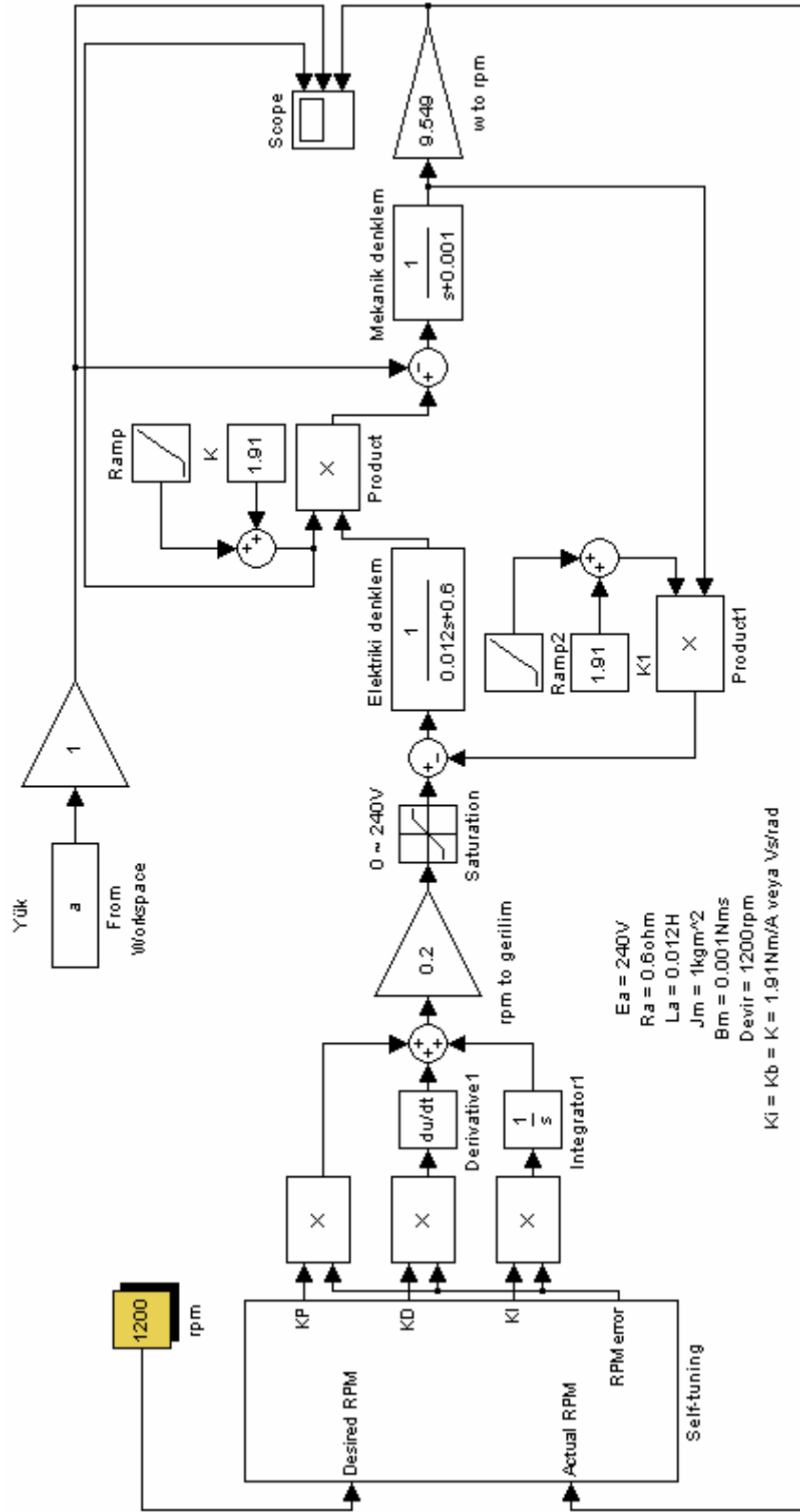
Şekil 4.18 bu simülasyon sonucunu göstermektedir:



Şekil 4.18 Sabit K için değişken yük simülasyon sonucu

Şekil 4.18’de görülmektedir ki bu parametreleri haiz DC motor, doğru bir kontrol tekniği uygulanarak çok daha yüksek momentli yükleri kaldırabilmektedir; Bizim tatbik ettiğimiz yüke karşılık sistemin cevabı mükemmele yakındır.

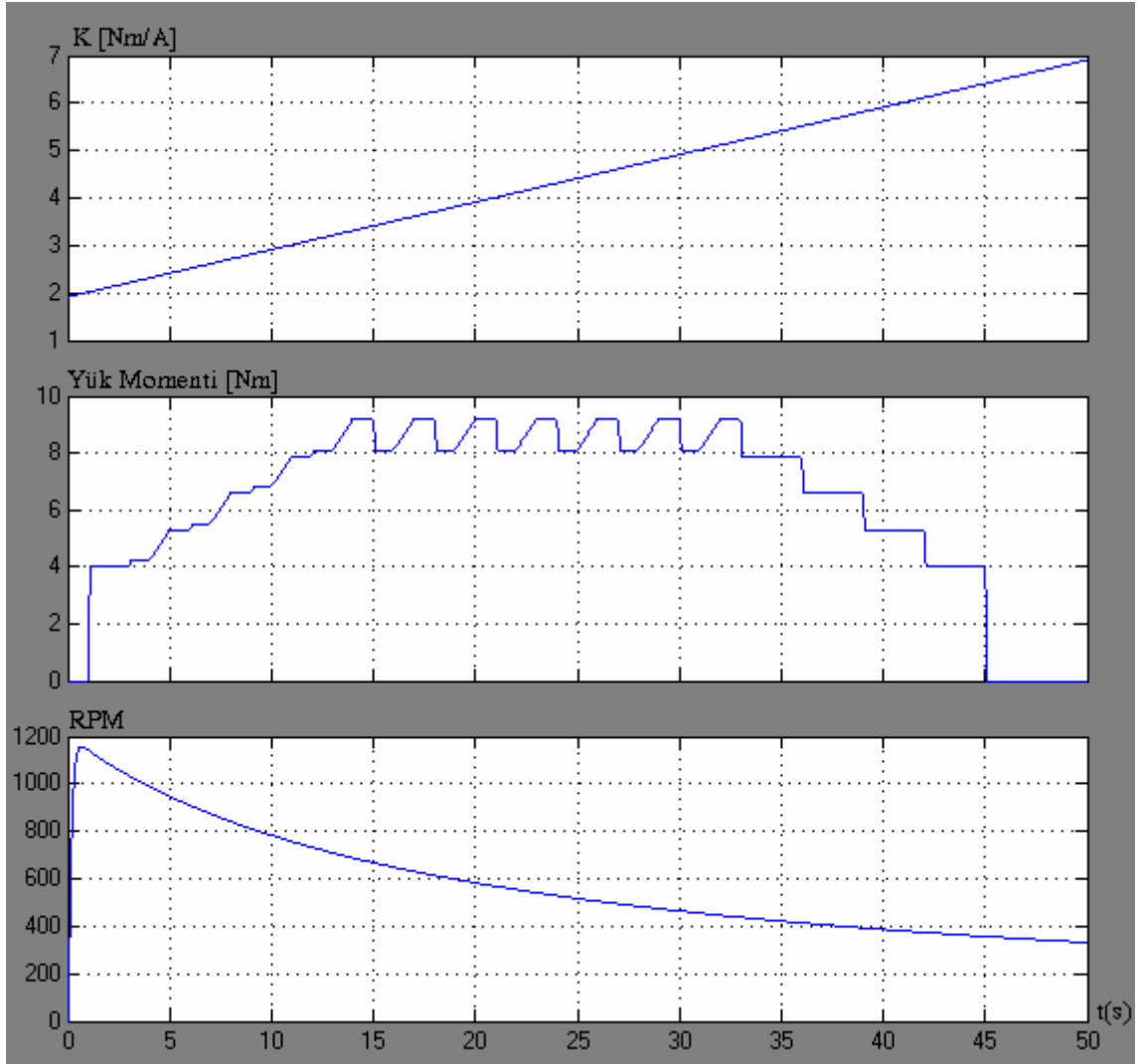
Şekil 4.19’daki devrede yer alan eğim=0.1’lik rampa fonksiyonu ile kümülatif olarak artan K değerlerinin sisteme olan etkisi Şekil 4.20’de verilmiştir.



Şekil 4.19 Rampa fonksiyonu ile artan K için değişken yük simülasyon devresi

Not: Bu devrede kullanılan rampa fonksiyonu, sonucun çarpıcı olması açısından normal

koşullarda olabileceğinden çok daha yüksek değerde kullanılmıştır.



Şekil 4.20 Artan K değerleri için değişken yük simülasyon sonucu

Görüldüğü gibi K 'nın daha yüksek olduğu sistemlerde motor performansı doğrudan ve çok etkili bir şekilde azalmaktadır.

Motorlarda olabilecek ikinci parametre değişimi ise armatür direncidir:

Bu direncin artması motorun fazla ısınmasına neden olmaktadır; Ve bu da motorun verimini olumsuz etkilemektedir.

“International Electrotechnical Commission” tarafından yayınlanan ve uluslararası geçerliliği olan IEC 60335-1:2001+Corr1:2002+A1:2004 standardında ısınma değerleri ile ilgili olan

kısımda, madde 11.3'te motor dirençlerinin değişimi neticesinde elde edilecek sıcaklık artışı şu formülle verilir(IEC, 2005):

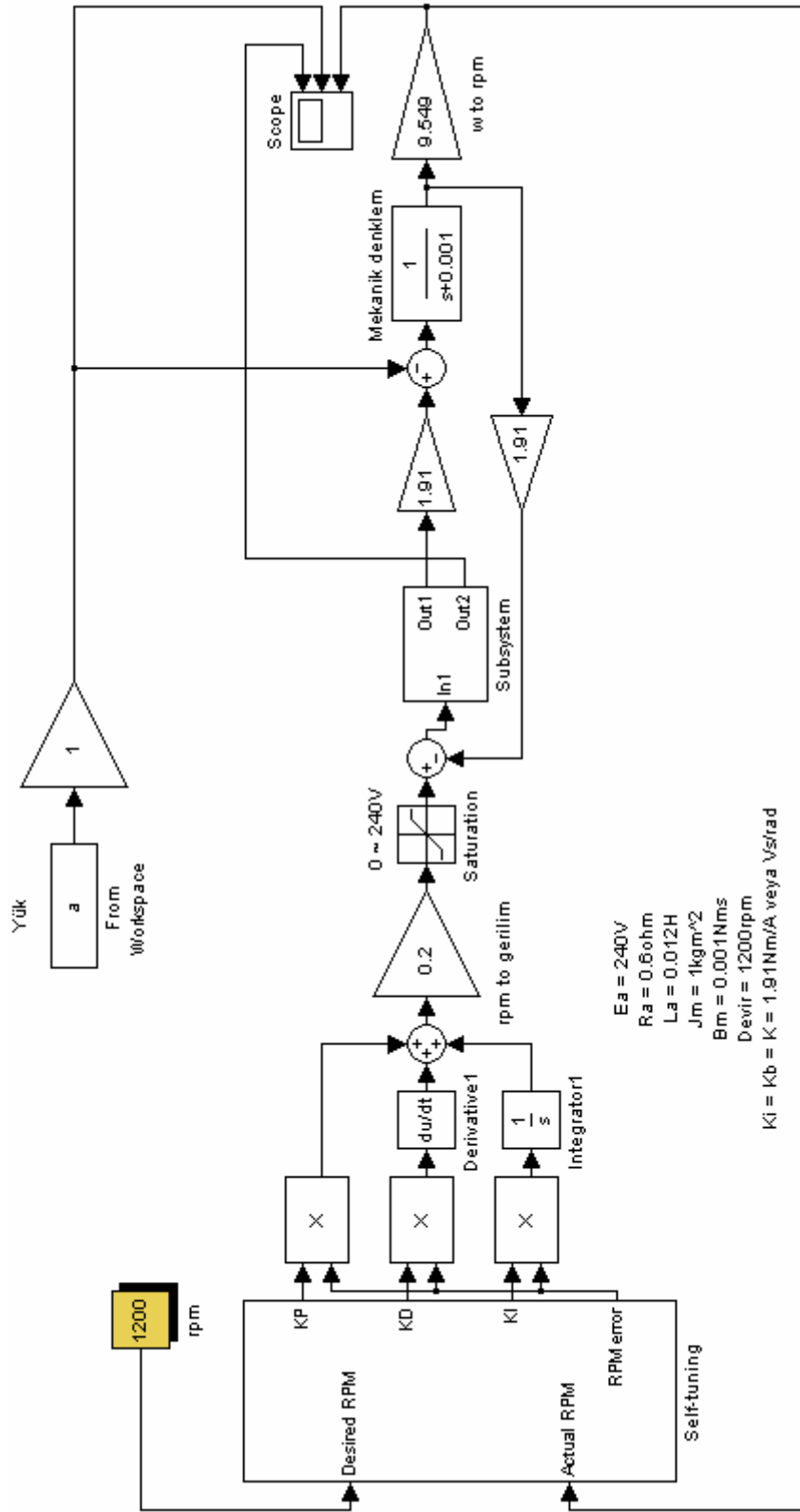
$$\Delta t = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot (k + t_1) - (t_2 - t_1) \quad (4.2)$$

Burada k , bakır sargılar için 234,5 ve alüminyum sargılar için de 225 alınır. Δt sıcaklık artışını, t_1 ölçüme başlarkenki oda sıcaklığını, t_2 ölçüm sonucundaki oda sıcaklığını, R_1 sargı direncinin ilk değerini ve R_2 ise son değerini göstermektedir. Neticede elde edilecek olan sıcaklık artışının olağan sınırlarda olup olmadığı yine bahsi geçen standartta madde 11.8 tablo3'te yer alan sıcaklık değerlerine bakılarak tespit edilir.

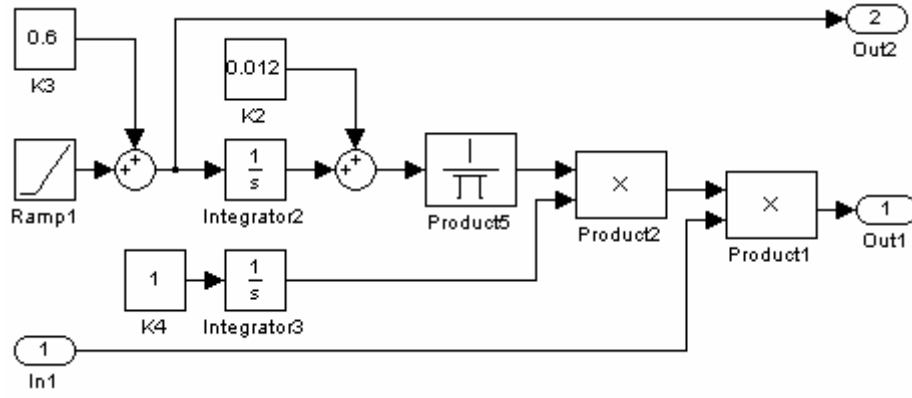
Farklı motor sınıfları için max. kabul edilebilir sıcaklık artışı değerleri şu şekildedir:

Sınıf A : 75K , sınıf E :90K , sınıf B : 95K , sınıf F : 115K , sınıf H 140K , sınıf 200 : 160K , sınıf 220 : 180K ve sınıf 250 : 210K

Bu sınırları aşmadan armatür direncinin artışını simüle eden devre ve alt sistem içeriği sırasıyla Şekil 4.21 ve 4.22'de görülmektedir:

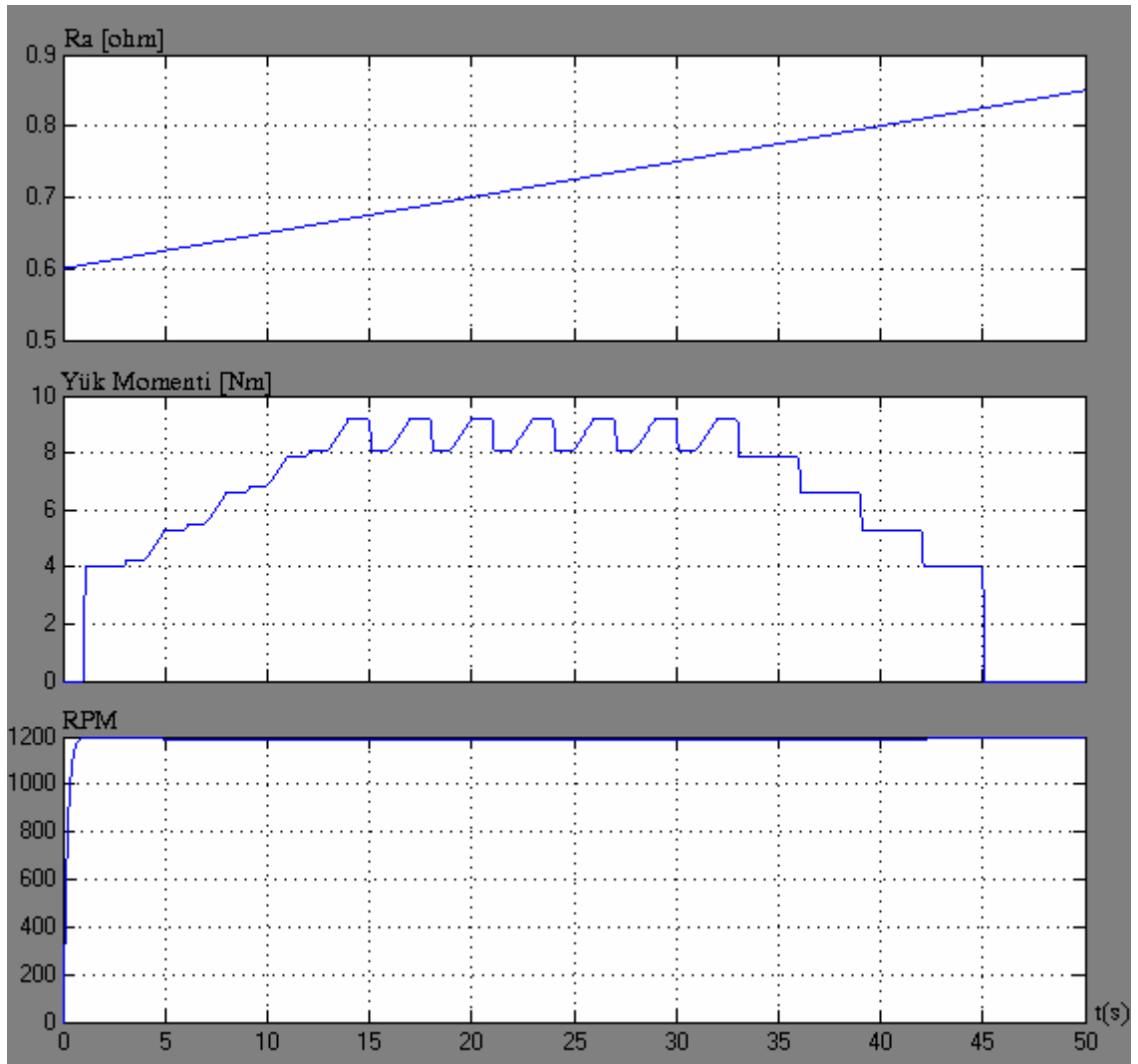


Şekil 4.21 Armatür direnci artışı simülasyon devresi



Şekil 4.22 Armatür direnci artışı simülasyon devresi alt sistem içeriği

Şekil 4.22’de rampa fonksiyonu eğimi gerçek değerleri aşmamak kaygısıyla 0.005 alınmıştır.



Şekil 4.23 Armatür direnci artışı simülasyon devresi sonucu

Bu grafiklerden görüldüğü gibi normal değerlerde kalındığında motor performansında bir sorun meydana gelmeyecektir.

R_2 direncimiz 0,85ohm değerine ulaştı. İlk oda sıcaklığını 25,5 derece kabul edelim ve varsayalım ki oda sıcaklığı hiç değişmesin, yani ikinci sıcaklık değeri de 25,5 derece olsun. Bu durumda elde edeceğimiz sıcaklık artışı:

$$\Delta t = \frac{0,85 - 0,6}{0,6} \cdot (234,5 + 25,5) - (25,5 - 25,5) = 108,3K \text{ olarak bulunur.}$$

Bu durumda motorumuzun sınıfı en az F olmalıdır şeklinde bir yorum yapmamız mümkündür.

Armatür direnci artışını simüle ederken IEC standardına atıfta bulunmaktaki maksat, devrenin parametre değişimlerinin gerçekte olduğu sınırlarda olduğunu göstermektir.

Armatür direnci artışı da moment sabiti artışı gibi yüksek değerlerde olduğu zaman sistemin kontrol edilmesini son derece güçleştirmektedir.

5. GENEL SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, öz-uyarlamalı yeni bir PID kontrolör algoritması tanıtılmış ve DC motor kontrol uygulamaları ile incelenmiştir. Ayrıca klasik PID yöntemleri ile de kıyaslaması yapılmıştır.

5.1 Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi

DC motorun sabit ve değişken yükte cevabı incelenmiş ve şu sonuçlara varılmıştır:

- Herhangi bir kontrol uygulanmadığında, yükün artması kararlı hal hatasını arttırmaktadır.
- DC motorlar nominal devrinden daha düşük devirlerde çalıştırıldıklarında daha büyük kararlı hal hatası üretmektedirler.
- Klasik veya öz-uyarlamalı PID kontrolör kullanıldığında kararlı hal hatası yok denecek kadar azaltılmaktadır.
- Öz-uyarlamalı PID kontrolörler, klasik PID kontrolörlere göre değişken yükte daha iyi sonuçlar vermektedir.
- Sisteme özel teorik çıkarımlar sonucunda elde edilen sabit PID katsayıları ile kontrol yöntemleri daha güzel cevaplar üretse de, öz-uyarlamalı ve özellikle deneme çalışması yapılmasına gerek bırakmayan teknikler, hem istenen cevaba çok çok yakın sonuçlar vermeleri ve hem de kullanım kolaylığından dolayı çok daha cazip olmaktadır.
- Öz-uyarlamalı PID kontrolörlerin en önemli dezavantajları, sistem çalışırken ayar yapmalarından dolayı “chattering” denen yüksek frekanslı sinyaller üretmeleri ve sistem elemanlarının aşınmalarına sebebiyet vermeleridir.
- Diğer önemli bir dezavantajları ise her zaman en iyi çözümü sunamamakta ve hatta bazen sistemi bozucu yönde sürebilmeleridir.
- Özellikle öz-uyarlamalı PID kontrolörlerde saturasyon kontrolü çok önemlidir; Eğer bu kontrol yapılmazsa sistemin ciddi şekilde zarar görmesine sebebiyet verilebilir.

5.2 Tez Çalışmasının Genel Değerlendirilmesi

Bu tez çalışmasında simülasyon ağırlıklı bir yöntem seçilerek incelemeler ve neticesinde de yorumlar yapılmıştır. Ancak simülasyonla gerçek sistem dinamikleri her zaman birebir örtüşmediğinden ne kadar teorik çalışma yapılsa da gerçek uygulamalarda elde edilen sonuçlar göz önüne alınmalı, dikkatle ve bol miktarda veri toplanmalı ve yeni yorumlar ve çözüm yolları türetilmelidir.

5.3 Gelecek Çalışma İçin Öneriler

Bu çalışmadan sonraki çalışmalarda PID kontrolörlerin öz-uyarlama çeşitleri araştırılıp veriler karşılaştırılarak daha kesin cevaplar veren ve çok daha fazla uygulama için genel-geçer kabul edilebilecek kontrol algoritmaları üzerinde çalışılmalıdır. Varılması istenen hedef “plug-n-play” tak ve kullan diye adlandırılabilen her sisteme uyum gösteren ve kontrol çözümü sunan, herhangi bir ilave ayarlama gerektirmeyen kontrolörleri tasarlayabilmektir.

KAYNAKLAR

Ang, Kiam Heong, Chong, Gregory ve Li, Yun, (2005), “PID Control System Analysis, Design, and Technology”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.13, No.4, July 2005, 559-576.

Engin, Şeref N., (2001), “Otomatik Kontrol I” YTÜ Ders Notları, 2003, YTÜ, İstanbul.

Hace, Ales, Jezernik, Karel ve Sabanovic, Asif, (2004), “A New Robust Position Control Algorithm for a Linear Belt-Drive”, IEEE 0-7803-8599-3, 2004, 358-363.

Helfen, M., (2000), “Self-Tuning PID Control”, Harvey Mudd College, Opto 22 Spring Presentation, 1999-2000.

Kuo, Benjamin C., (1995), “Automatic Control Systems”, Prentice-Hall, 2:171-189:688.

Levine, W. S., (1996), “PID Control”, Piscataway, NJ: IEEE Pres, 198-209.

Mclain, Tim, (1999), “ME531 – Design of Control Systems Introduction to Control Systems”, Brigham Young University, Lecture Notes, Utah.

Mclain, Tim, (2000), “ME531 – Design of Control Systems Basic Properties of Feedback”, Brigham Young University, Lecture Notes, Utah.

Mclain, Tim, (2000), “ME531 – Design of Control Systems Modeling of Dynamic Systems”, Brigham Young University, Lecture Notes, Utah.

Wang, Qing-Guo, Lee, Tong-Heng, Fung, Ho-Wang, Bi, Qiang ve Zhang, Yu, (1999), “PID Tuning for Improved Performance”, IEEE Transactions On Control Systems Technology, Vol.7, No.4, July 1999, 457-465.

International Electrotechnical Commission, (2005), “Household and similar electrical appliances – Safety – Part 1: General requirements”, IEC Press, Geneva.

INTERNET KAYNAKLARI

[1] www.engin.umich.edu/group/ctm/index.html

[2] www.ecircuitcenter.com/index.htm

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	07.12.1979	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1995-1998	Özel Akasya Lisesi (Yabancı Dil Ağırlıklı)
Lisans	1998-2003	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2003-2006	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programı

ÇALIŞTIĞI KURUM

2004-Devam ediyor TÜV RHEINLAND TÜRKİYE
Uluslararası Sertifikasyon ve Denetim A.Ş.