DC MOTORUN HIZ PERFORMANS EĞRİSİ KULLANILARAK KAZANÇ PARAMETRELERİNİN (P,I,D) BULUNMASI

Hakan TERZİOĞLU

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HAZİRAN 2008
ANKARA

Hakan TERZİOĞLU tarafından hazırlanan DC MOTORUN HIZ PERFORMANS EĞRİSİ KULLANILARAK KAZANÇ PARAMETRELERİNİN (P,I,D) BULUNMASI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. İsmail COŞKUN …….
Tez Danışmanı, Elektrik Eğitimi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. İsmail COŞKUN …….
Elektrik Eğitimi, Gazi Üniversitesi
Doç. Dr. Ramazan BAYINDIR …….
Elektrik Eğitimi, Gazi Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Erdal BEKİROĞLU …….
Elektrik-Elektronik Müh., Abant İzzet Baysal Üniversitesi

Tarih : 13/06/2008

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Nermin ERTAN …….
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eskizsiz atıf yapıldığını bildiririm.

Hakan TERZİOĞLU

DC MOTORUN HIZ PERFORMANS EĞRİSİ KULLANILARAK KAZANÇ PARAMETRELERİNİN (P,I,D) BULUNMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Hakan TERZİOĞLU

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2008

ÖZET

Endüstriyel kontrol süreçlerinde yaygın bir kullanım alanı bulunan ve kontrol sisteminin çıkış değeri üzerinde büyük etkisi olan PID kontrol için en önemli unsur sistem için en uygun parametre değerlerinin belirlenmesidir. PID parametrelerinin belirlenmesi için günümüze kadar karmaşık matematiksel işlemler ya da deneme yanılma yöntemi kullanılarak çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Yapılan bu çalışmada karmaşık matematiksel işlemlere gerek kalmadan transfer fonksiyonu çıkartılan DA motorunun hız eğrisi üzerinde kazanç değerlerinin sistem üzerindeki etkileri göz önüne alınarak matlab da bir algoritma oluşturulmuştur. Bu algoritma ile DA motoru hız kontrolü gerçekleştirildiğinde aşımın çok düşük olduğu, Ziegler-Nichols yöntemine göre daha iyi yükselme zamanı ve referans değere ulaştığı görülmüştür.

Bilim Kodu : 703.1.033
Anahtar Kelimeler : Kontrol sistemleri, PID parametreleri, DA motor
Sayfa Adedi : 125
Tez Yöneticisi : Prof. Dr. İsmail COŞKUN

OPTAINING GAIN PARAMETERS (P,I,D) BY USING SPEED PERFORMANCE CURVE OF A DC MOTOR

(M.Sc. Thesis)

Hakan TERZİOĞLU

GAZI UNIVERSITY

INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

June 2008

ABSTRACT

The most important element for PID control that has both a widespread usage area on industrial control processes and a big effect on the starting value of the control system is to define the most appropriate parameter values for the system. Various studies have been done by using complex mathematical operations or the method of trial and error in order to define PID parameters. In this study, by regarding the effects of profit values on the system, an algorithm has been formed in Matlab on the speed curve of DA motor whose transfer function has been formed without using any complex mathematical operations. When a speed control has been realized on DA motor by this algorithm, it has been seen that time-limit is too low and the rising time and reference value is better than Ziegler-Nichols method.

Science Code : 703.1.033
Key Words : Control systems, PID parameters, DC motor
Page Number : 125
Adviser : Prof. Dr. İsmail COŞKUN

TEŞEKKÜRLER

Çalışmalarımda değerli fikirleriyle bana yol göstererek hiçbir yardımını esirgemeyen danışmanım ve değerli hocam Prof. Dr. İsmail COŞKUN'a, devre tasarımı konusunda tüm tecrübe ve deneyimlerini benimle paylaşan İsmail ÖZDALKIRAN'a, tüm çalışmalarım boyunca yardımını asla esirgemeyen Öğr. Gör. M. Ali ANADOL'a teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜRLER vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi

RESİMLER LİSTESİ xv

SİMGELER VE KISALTMALAR xvi

1. GİRİŞ 1

2. KONTROL SİSTEMLERİ 6

2.1. Temel Kavram ve Tanımlar 6

2.2. Kontrol Sistem Türleri 7

2.2.1. Açık çevrim kontrol sistemleri 7

2.2.2. Kapalı çevrim kontrol sistemleri 8

2.3. Kontrolör Tasarım ve Analizi 9

2.3.1. Geçici hal cevabı 9

2.3.2. Sürekli hal cevabı 9

2.3.3. Kararlı hal hatası 10

2.3.4. Hatanın sıfırlanması 11

2.4. Kararlılık 11

2.5. Kontrolör Türleri 12

2.5.1. Oransal kontrolör 12

2.5.2. İntegral kontrolör 13

2.5.3. Türev kontrolör 13

Sayfa

2.5.4. PD kontrolör 14
2.5.5. PI kontrolör 18
2.5.6. PID kontrolör 20
2.6. Kontrol Türlerinin Karşılaştırılması 23
2.7. PID Kontrolörün Parametrelerinin Hesaplanması 24
2.7.1. Ziegler–Nichols metodu 25
2.7.2. Geliştirilmiş Ziegler-Nichols metodu 27
2.7.3. PID katsayılarının öz-uyarlamalı ayarı 29
3. DOĞRU AKIM MOTORLARI 31
3.1. Doğru Akım Makinelerinin Çalışması ve Yapısı 31
3.2. Doğru Akım Motorlarının Sınıflandırılması 33
3.3. DA Motor Devre Diyagramları 34
3.4. Sürekli Durumda Hız Moment İlişkisi 35
3.5. DA Motor Hız Kontrol Yöntemleri 39
3.5.1. Motor geriliminin değiştirilmesi ile yapılan hız kontrolü 40
3.6. Yabancı Uyartımlı Doğru Akım Motoru 42
3.6.1. Yabancı uyartımlı doğru akım motorunun dört-bölgeli çalışması 42
3.6.2. Yabancı uyartımlı doğru akım motorun matematiksel modeli 44
3.7. Doğru Akım Motorunun Kontrolü ve Blok Diyagramı 47
3.7.1. Endüvi gerilimi ile kontrol 49
3.7.2. Uyartım akımı ile kontrol 51
4. SİMULİNKTE SİMÜLASYON PROGRAMI VE GUI'DE ARA YÜZ 53
4.1. Simülasyon Programı 53
4.2. Simulink'te Oluşturulan Devreler 53

Sayfa

4.3. Simülasyon Sonuçları 60

4.3.1. Sabit koşullar altında çalışan sistemin PID katsayılarının belirlenmesi 60

4.3.2. DA motorunun değişken yükte çalıştırılması 68

4.4. GUI'de Hazırlanan Ara Yüz Programı 73

5. DEVRE TASARIMI VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR 76

5.1. Devre Tasarımı 76

5.1.1. Besleme devresi 76

5.1.2. Sürme devresi 77

5.1.3. Güç devresi 78

5.1.4. Frekansı gerilime dönüştürme devresi 79

5.2. Deneysel Çalışmalar 82

5.2.1. DA motorunun boşta çalışması 85

5.2.2. DA motorunun sabit yüklü çalışması 91

5.2.3. DA motorunun değişken yüklerle çalışması 102

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 106

KAYNAKLAR 109

EKLER 113

EK-1 +15V/-15V Simetrik besleme devresi 114
EK-2 Mosfet sürme devresi 115
EK-3 Güç devresi 116
EK-4 Frekansı gerilime dönüştüren devre 117
EK-5 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı 118

ÖZGEÇMİŞ 125

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2. 1. P, I ve D ayarlarının bağımsız olarak etkileri 23

Çizelge 2.2. Ziegler–Nichols metodu için parametrelerin hesaplanması..... 26

Çizelge 2.3. Kapalı çevrim Ziegler–Nichols metodu ile PID hesaplanması..... 27

Çizelge 3.1. Dört çalışma bölgesi için kaynak gerilimi ve akım yönleri 44

Çizelge 4.1. Değişken referans değerlerine göre yüksüz kazanç değerleri..... 60

Çizelge 4.2. Sabit yükte referansı 3000 d/dk olan DA motoru kazanç değerleri..... 64

Çizelge 4.3. Değişken yüklerde kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması..... 69

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Hata Fonksiyonu 7
Şekil 2.2. Açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı 8
Şekil 2.3. Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı 8
Şekil 2.4. Herhangi bir sistemin çıkış işareti 9
Şekil 2.5. Basamak fonksiyon 11
Şekil 2.6. Rampa fonksiyonu 11
Şekil 2.7. Parabol fonksiyonu 11
Şekil 2.8. Kararlı ve kararsız sistem örneği 11
Şekil 2.9. Oransal kontrolör giriş – çıkış grafiği 12
Şekil 2.10. İntegral kontrolörün giriş – çıkış grafiği 13
Şekil 2.11. Türev kontrolörü için giriş – çıkış grafiği 14
Şekil 2.12. PD kontrolörlü bir kontrol sistemi 15
Şekil 2.13. PD kontrolörünün işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçeklenmesi 16
Şekil 2.14. Türevsel kontrol etkisini açıklayan değişimleri 17
Şekil 2.15. PI kontrolörlü bir kontrol sitemi 19
Şekil 2.16. PI kontrolörünün işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçeklenmesi 20
Şekil 2.17. PID kontrolöre ait blok diyagramı 22
Şekil 2.18. Çeşitli kontrolör etkilerinin karşılaştırılması 23
Şekil 2.19. Birinci dereceden bir sistemin çıkış grafiği 25
Şekil 2.20. Kapalı çevrim Ziegler – Nichols metoduna ait çıkış işareti 27
Şekil 3.1. Elektromekanik enerji dönüşümü 32
Şekil 3.2. DA motorunun bazı kısım ve elemanlar 33
Şekil 3.3. Endüvi sarım türleri a) Paralel sarım b) Seri sarım 33

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.4. DA motorlarının genel devre diyagramları 35
Şekil 3.5. Sürekli durumda DA motorun endüvi eşdeğer devresi 36
Şekil 3.6. DA motor hız-moment karakteristikleri 37
Şekil 3.7. Farklı gerilim ve manyetik akı için hız-moment karakteristikleri 41
Şekil 3.8. DA motorunun dört-bölgeli çalışması 43
Şekil 3.9. Yabancı uyartımlı DA motorunun eşdeğer devresi 46
Şekil 3.10. Yabancı uyartımlı doğru akım motorunun karakteristiği 48
Şekil 3.11. Endüvi kontrollü yabancı uyartımlı DA motorunun blok şeması 51
Şekil 4.1. Simulink programında ana bloklar 54
Şekil 4.2. PID bloğunun iç yapısı 54
Şekil 4.3. Parametrelerin artırıldığı bloğun iç yapısı 55
Şekil 4.4. Parametrelerin sınırlandırıldığı bloğun iç yapısı 56
Şekil 4.5. Simulink programında oluşturulan DA motoru 57
Şekil 4.6. Uygulamada kullanılan parametrelerin sınırlandırıldığı blok 58
Şekil 4.7. DA motoru Şekil 4.4'daki blok ile kontrol edildiğinde çıkış grafiği 59
Şekil 4.8. DA motoru Şekil 4.6'daki blok ile kontrol edildiğinde çıkış grafiği 59
Şekil 4.9. HPE ile hesaplanan PID kontrol ile DA motorunun kontrolü 61
Şekil 4.10. 3000 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı 61
Şekil 4.11. 2250 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı 62
Şekil 4.12. 1500 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı 62
Şekil 4.13. 750 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı 63
Şekil 4.14. 3000 d/dk, 1 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 64
Şekil 4.15. 3000 d/dk, 2 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 65
Şekil 4.16. 3000 d/dk, 4 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 66

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.17. 3000 d/dk, 4,75 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 66

Şekil 4.18. 3000 d/dk, 6 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 67

Şekil 4.19. 3000 d/dk, 8 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 67

Şekil 4.20. 3000 d/dk, 10 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı 68

Şekil 4.21. Sisteme uygulanan zamanla değişen yük grafiği 69

Şekil 4.22. Çeşitli kontrol yöntemlerinde sistem çıkışları-1 70

Şekil 4.23. Çeşitli kontrol yöntemlerinde sistem çıkışları-2 72

Şekil 4.24. Ara yüz'ün giriş sayfası 73

Şekil 4.25. PID parametrelerinin belirlendiği ara yüz sayfası 74

Şekil 4.26. PID parametrelerinin belirlendiği ara yüz sayfası 74

Şekil 4.27. Simülasyon ve deney simulink sayfalarının seçildiği ara yüz sayfası 75

Şekil 5.1. Güç devresinin blok şeması 79

Şekil 5.2. Deney düzeneğine ait blok şeması 81

Şekil 5.3. Parametrelerin belirlenmesi için uygulanan akış diyagramı 82

Şekil 5.4. Oransal kazanç ayarlama alt programı algoritması 83

Şekil 5.5. İntegral kazancı ayarlama alt programı algoritması 83

Şekil 5.6. Türevsel kazancı ayarlama alt programı algoritması 84

Şekil 5.7. Uyartım gerilimi 200 V, endüvi gerilimi 200 V 86

Şekil 5.8. Uyartım gerilimi 200 V, endüvi gerilimi 150 V 87

Şekil 5.9. DA motorunun 3000 d/dk referansla kapalı döngülü çalıştırılması 88

Şekil 5.10. Klasik PID kontrol için simulink blokları 88

Şekil 5.11. Referans değeri 3000 d/dk Ziegler Nichols metodu ile kontrol 89

Şekil 5.12. HPE ile hesaplanan PID kontrolün simulink blokları 90

Şekil 5.13. HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile PID kontrol 90

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.14. Boş çalışma deneyleri karşılaştırılması 91
Şekil 5.15. DA motorunun 1,5 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması 93
Şekil 5.16. DA motorunun 1,125 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması 94
Şekil 5.17. DA motorunun 0,75 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması 94
Şekil 5.18. DA motorunun 0,375 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması 95
Şekil 5.19. DA motorunun 1,5 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması 96
Şekil 5.20. DA motorunun 1,115 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması 96
Şekil 5.21. DA motorunun 0,75 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması 97
Şekil 5.22. DA motorunun 0,375 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması 98
Şekil 5.23. DA motorunun 1,5 KW'lık yükte HPE ile kontrolü 99
Şekil 5.24. DA motorunun 1,115 KW'lık yükte HPE ile kontrolü 100
Şekil 5.25. DA motorunun 0,75 KW'lık yükte HPE ile kontrolü 100
Şekil 5.26. DA motorunun 0,375 KW'lık yükte HPE ile kontrolü 101
Şekil 5.27. 1,5 KW'lık yükte kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması 101
Şekil 5.28. DA motoruna uygulanan yük değişimi 102
Şekil 5.29. DA motorunun değişken yükte kapalı döngülü kontrol edilmesi 103
Şekil 5.30. DA motorunun değişken yükte PID kontrol ile kontrol edilmesi 104
Şekil 5.31. DA motorunun değişken yükte HPE ile kontrol edilmesi 105

RESİMLER LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 5.1. Entegreler için +15 V & -15 V besleme kartı 76

Resim 5.2. Doğrultma diyotları ve 20V DA çıkışlar 77

Resim 5.3. Filitreleme kondansatör grubu 77

Resim 5.4. Sürme devresi 78

Resim 5.5. Güç devresi 79

Resim 5.6. Frekansı gerilime dönüştürme devresi 80

Resim 5.7. Hız değerinin görüntülenmesi 80

Resim 5.8. Deney düzeneğindeki devrelerin genel görünümü 81

Resim 5.9. DA motorunun dinamo ile akuple bağlantısı 92

Resim 5.10. Dinamoya bağlanan yük 92

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simge ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklamalar**
$\mathbf{K_p}$	Oransal(Proportional) kazanç
$\mathbf{K_i}$	İntegral(Integral) kazanç
$\mathbf{K_d}$	Türevsel(Derivative) kazanç
Mr	Rezonans tepesi
$\mathbf{\Phi}$	Kutup akısı
$\mathbf{I_a}$	Endüvi akımı
$\mathbf{V_a}$	Besleme gerilimi
$\mathbf{\omega_m}$	Endüvi hızı
$\mathbf{T_e}$	Motorun ürettiği moment
$\mathbf{k_m}$	Konstrüksiyon (imalat) sabiti
$\mathbf{E_a}$	Zıt e.m.k
$\mathbf{T_y}$	Yük torku
B	Sürtünme katsayısı
J	Atalet momenti
$\mathbf{R_a}$	Endüvi direnci
$\mathbf{R_f}$	Endüktör direnci
$\mathbf{L_a}$	Endüvi endüktansı
$\mathbf{L_f}$	Endüktör endüktansı

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
DA	Doğru akım
DC	Doğru akım
HPE	Hız performans eğrisi
Z&N	Ziegler-Nichols

1. GİRİŞ

Günümüzde bilgisayar teknolojisinin hızlı gelişimi sayesinde, kontrol teorisi alanında birçok gelişmiş ve karmaşık kontrol uygulaması etkin bir şekilde sürdürülmektedir. Kontrol sistemlerinde, motor hız kontrollerinde, özellikle kimyasal işlemlerin süreç kontrollerinde sıradan PID kontrol işlemleri bugün bile kullanılmaktadır [1]. Bunun başlıca nedeni, PID kontrolörlerin yapısının, bakımının ve ayarının basit oluşudur. PID parametrelerinin kontrol sisteminin davranışı üzerinde büyük etkisi olduğundan, bu parametreleri belirleme metotları günümüze kadar birçok kez çalışılmıştır. Bununla birlikte, lineer olmayan süreç sisteminin zamana bağlı karakteristiği yüzünden, hala etkin bir teknik tespit edilememiştir [2].

Belirli bir çalışma kriterine göre kontrol parametrelerinin belirlenmesi, PID kontrollerin tasarımında en önemli konulardan biridir [3]. PID kontrol tasarımında, sırasıyla oransal(K_p), integral(K_i) ve türev(K_d) olmak üzere üç parametre bulunmaktadır. Kontrol edilecek sistem için uygun parametrelerinin belirlenmesi amacıyla çok sayıda çalışma gerçekleştirilmiştir [4]. Yapılan bu çalışmalar iki kategoride incelenebilir [5].

İlkinde, kontrol işlemi boyunca parametreler sabit kalmakta ve işlemin sonuçlarına göre optimal olarak seçilmekte yada ayarlanmaktadır. Bu kategorideki PID kontrolör oldukça basit bir yapıya sahiptir. Fakat zaman içerisinde sistem parametrelerinin değişmesine bağlı olarak sistemin etkin kontrol yeteneği zayıflar ve bunun sonucu olarak yeniden ayarlamaya ihtiyaç duyar. Bununla birlikte, kontrol sisteminin performansını artırabilmek için, kontrol işleminin yapısını tek katlı kontrol yapısından çok katlı kontrol yapısına dönüştürmek gerekmektedir [5].

İkinci kategoride ise PID kontrolör, yapı olarak birinci kategorideki kontrolör ile aynı olmasına rağmen, kontrolörün parametreleri sistemin çıkışına göre online olarak ayarlanabilmektedir. Bu tip kontrolörler, sabit parametrelere sahip olmadıkları için lineer olmayan PID kontrol olarak adlandırılır [5]. İki katlı kontrol yapısının en büyük avantajı, her kontrolörün farklı amaçlar için tasarlanmasıdır. Böylece kontrol

algoritması basitleşirken, kontrol işleminin başarımı artmaktadır. Düşük seviyeli kontrolör, direkt olarak sistemi hızlı bir şekilde kontrol ederken, bu kontrolörün parametreleri yüksek seviyeli kontrolörün denetiminde çıkış işaretine bağlı olarak ayarlanmaktadır. Bu kontrolörlerle ilgili yapılan çalışmalarda, genellikle kontrol parametreleri optimize edilerek yükselme–oturma zamanları ve aşım, azaltılmaya çalışılmıştır [5]. Bu kategorideki PID parametrelerini belirleme-ayarlama yöntemleri, hafif hesaplama teknolojisi olarak da adlandırılmaktadır [6].

PID kontrolün kullanıldığı sistemlerde, kazanç parametrelerinin belirlenmesi için çok sayıda çalışma yapılmıştır.

Bunlardan ilki, PID kazanç parametrelerinin ayarlanmasındaki klasik metot olan, sistemin açık çevrim cevabına dayalı Ziegler-Nichols metodudur. Bu metotla ilgili olarak 1980'lerden sonra PID parametrelerinin belirlenmesini geliştirmek üzere çok sayıda çalışma yapılmıştır [6].

Genetik Algoritma(GA) yöntemi kullanılarak sistem için en uygun kazanç parametrelerinin hesaplanması ile ilgili çalışmalar da yapılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir [7,8]. GA algoritma kullanılarak elde edilen kazanç değerleri çok alanlı güç sistemlerinin otomatik üretim kontrolünde [9], iki giriş, iki çıkışlı ikiz rotorlu sistemlerin kontrolünde [10], doğrusal olmayan sistemlerde [11] ve DA motoru hız kontrolünde [3] kullanılmıştır.

Dinamik olarak modellenemeyen sistemler için kullanılan H_2/H_∞ yöntemi, sistem için en uygun PID parametrelerini minimize ederek hesaplayan bir yöntemdir. Uygun değerler, kontrol edilen çıkış hatasına göre referans girişten ve bozulmuş girişlerden transfer matrislerinin H_2/H_∞ şeklindeki minimize edilmiş halidir [12,13]. PID kontrol tasarımı, H_∞ üst sınırı ile H_2 kriterinin optimizasyonu üzerinden çözümlenir. Bu işlem karma H_2/H_∞ problemi olarak bilinir.

Başka bir uygulamada lineer olmayan sistemler için tasarlanan hafızıya dayalı online ayarlama yöntemi ile PID parametreleri ayarlanmıştır. Bu yöntemin özelliği sistemin

giriş ve çıkış değerlerine karşılık oluşan kazanç değerlerinin hafıza da tutulması ve bu durumla tekrar karşılaşıldığında hesaplama yapmadan direk olarak kazanç parametrelerinin, hafızadaki değere ayarlanmasıdır [14,15].

PID parametreleri, önceden tahmin yöntemi kullanılarak GPC (Generalized Predictive Control) metodu ile gerçekleştirilmiştir [16-18]. Bu yöntemle belirlenen sınırlar içerisinde parametreler, sistemin durumuna göre tahmin edilmiş fakat bu yöntem birinci ve ikinci dereceden sistemler için önerilmiştir [16]. Ayrıca literatürde, Fuzzy kullanılarak PID parametrelerinin hesaplandığı çalışmalarda bulunmaktadır [19].

PID parametrelerinin belirlenmesi için Ananth ve Chidambaram tarafından geliştirilen diğer bir metot da (AC) ise, sistemlerin kapalı döngü çalışması sonucunda elde edilen çıkış eğrisinden gecikme zamanına sahip ve birinci dereceden kararsız sistemler için kullanılan bir çalışma da gerçekleştirilmiştir [20].

Bunların dışında PID parametrelerinin belirlenmesinde Hermite-Biehler teoremi [21], sistemin geçici cevabı [6], kalıcı durum cevabı [6] veya röle geri beslemeli frekans cevabı [22,23] ya da Nyquist diyagramından parametre değerlerinin hesaplandığı SPAM yöntemi [24] gibi metotlar kullanılarak kazanç parametrelerinin hesaplanmaktadır. Bu yöntemler sonucunda elde edilen parametre değerleri, kontrol işlemleri boyunca sabit kalmaktadır. PID kontrolün kullanıldığı sistemlerde, kazanç parametrelerinin online olarak belirlenmesinde, yapay sinir ağları, bulanık mantık gibi yöntemler kullanılmaktadır [3,25,26].

Ayrıca literatürde, hem geri besleme bloğunun hem de kazanç parametrelerinin ayarlanmasına ihtiyaç duyan sistemler için, ilk olarak parametre değerlerinin bilinmesini gerektiren ve tamamlayıcı bir yöntem olan uç nokta araştırma algoritması [27,28] ve kalman filtresi [29] gibi birçok metotla parametrelerin değerleri hesaplanmıştır. Bu yöntemlerin hepsi, kontrol edilecek sistemin tam olarak transfer fonksiyonunun elde edilmesini ve bu fonksiyon üzerinde detaylı bir inceleme ve bir dizi cebirsel işlemle birlikte iterasyon çalışmasını gerekli kılmaktadır [30].

Kontrol işlemleri sırasında sistemin değişen dinamikleri, kontrol işlemini olumsuz yönde etkilediğinden kazanç parametrelerinin yeniden hesaplanmasına gerek duyulmaktadır. Ortaya çıkan bu hesaplama sürecini, sistemi durdurup değişen değerleri dikkate alarak yeniden yapmak etkili bir yöntem olabilir. Fakat parametrelerin bu şekilde hesaplanması, kontrol süreci içinde hem zaman kaybına, hem de kullanıcı için ayrı bir zorluğa sebep olmaktadır. Ayrıca sürekli değişen sistem dinamikleri göz önüne alınırsa, kontrol süreci hiçbir zaman istenildiği gibi gerçekleştirilemeyebilir. Bunun için değişen sistem dinamiklerine bağlı olarak PID parametrelerini hesaplayan yöntemlere gerek duyulmuştur. Böylece parametrelerin online olarak ayarlandığı çeşitli metotlar geliştirilmiştir [16].

Bu çalışmada, geniş sınırlar içerisinde hızı kontrol edilebilen doğru akım motoruna ait PID'li hız kontrolü gerçekleştirilmektedir. PID kontrolü için sabit parametre değerleri yerine, motorun değişen hız değerleri göz önüne alınarak, buna uygun kazanç parametreleri hesaplanmaktadır. Bu parametreler hesaplanırken hız-performans eğrisi kullanılmaktadır. DA motorunun gerçek hız değerleri encoder aracılığıyla okunmakta, okunan frekans değeri gerilime dönüştürülmekte ve elde edilen gerilim değeri ADVANTECH firmasına ait olan PCI 1710HG data acquisition kartı ile okunmakta ve matlab da hata sinyali elde edilmektedir. Oluşan bu hata değerinin büyüklüğüne göre PID parametrelerinin sistem üzerindeki etkileri dikkate alınarak parametreler değiştirilmektedir. Örneğin, PID parametreleri içinde yükseliş zamanını değiştirmek için K_p değeri, sistemin aşım ve yerleşim zamanını düzenlemek için K_i ve K_d değerleri, sistemin performans eğrisi dikkate alınarak değiştirilmektedir.

Bu çalışmada, PID kontrolör parametreleri hesaplanırken iki farklı yöntem kullanılmaktadır. Bunlardan birincisi, klasik bir hesaplama yöntemi olan Ziegler-Nichols yöntemi ile kazanç parametrelerinin hesaplanması; ikincisi ise, hata sinyalindeki değişimin değerine göre kazanç parametrelerinin hesaplanmasıdır. Her

iki yöntemde de kazanç parametrelerinin hesaplaması için performans eğrisi kullanılmaktadır.

Ziegler-Nichols metodunda hız eğrisi üzerinden ölü zaman ve maksimum eğim hesaplanarak PID parametreleri belirlenmektedir. Diğer yöntemde ise, her 1 ms'de bir performans eğrisi üzerinden ölçüm yapılarak hata oranı belirlenmektedir. Sonuç olarak, kazanç parametre değerlerinin sistem üzerindeki etkisi dikkate alınarak, parametre değerleri artırılmaktadır. Bu işlemler, matlab da hazırlanan programla gerçekleştirilmekte ve bir grafik ara yüz programı ile görsel hale getirilmektedir.

Bunların sonucu olarak bu çalışmada, transfer fonksiyonu çıkartılmış herhangi bir sistem için en uygun parametre değerleri diğer yöntemlerdeki gibi karmaşık matematiksel işlemlere gerek duyulmadan belirlenmektedir. Belirlenen bu kazanç değerlerinin sisteme etkileri, sabit yüklerde çalışan bir DA motoru ve değişken yükler altında çalışan bir DA motorunun online kazanç parametrelerinin ayarlanması şeklinde, iki değişik çalışma durumunda denenmektedir.

İkinci bölümde kontrol sistemleri, P, PI, PD ve PID kontrol ve özellikleri, kazanç parametrelerinin hesaplanması anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde DA motorları, yapısı, matematiksel modellemesinin çıkartılması ve kontrol yöntemleri anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde hız performans eğrisi üzerinden kazanç parametrelerinin hesaplanmasında kullanılan simülasyon devreleri ve oluşturulan ara yüz programı anlatılmıştır.

Beşinci bölümde ise DA motorunun çeşitli yöntemlerle hız kontrolü gerçekleştirilmiş, deneysel çalışmaların sonuçları belirtilmiş ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır.

Sonuç bölümünde ise tasarlanan sistemden elde edilen sonuçlar açıklanmış ve bu sonuçlara göre öneriler sunulmuştur.

2. KONTROL SİSTEMLERİ

Modern toplumun bir parçası olan kontrol sistemlerinin birçok alanda uygulamalarını görmek mümkündür. Roketlerin ateşleme sistemleri, uzay mekikleri, pilotsuz uçan uçaklar, önceden tanımlanmış yörüngeyi takip ederek uzaydaki istasyonlara çeşitli malzeme taşıyan insansız hareket eden uzay araçları vb. bunlar insanoğlunun son yıllarda geliştirdiği otomatik kontrol sistemlerinin en başarılı örneklerinden sadece bir kaçıdır [31].

Kontrol sistemleri, sistemin doğruluğunu artırdığı gibi güç tasarrufu, uzaktan kumanda sağlayabilme gürültünün etkisini yok edebilme gibi çeşitli avantajlarda sağlar. Büyük bir uydu anteninin masa başındaki operatör tarafından basit bir potansiyometre ile ayarlanması kontrol sistemlerinin sağladığı rahatlığa güzel bir örnektir [31].

2.1. Temel Kavram ve Tanımlar

Kontrol sistemlerinin daha iyi anlaşılabilmesi için bazı tanımların bilinmesi gerekir [32].

Sistem: Bir girişi ve bu girişe karşılık bir çıkışı olan, bir biri ile bağlı veya belli bir işlev için bir araya getirilmiş elemanlar topluluğudur.

Referans (Set) Değeri: Sistemin çıkışında istenilen değerdir.

Giriş: Kontrol sistemlerinin belli bir cevap alabilmek için harici olarak uygulanan işarete denir.

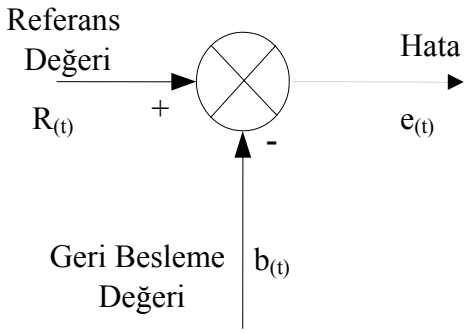
Çıkış: Dışarıdan girilen giriş işaretine karşılık kontrol sisteminin ürettiği cevaba denir.

Bozucular (gürültü): Sistemin davranışını olumsuz yönde etkileyen sinyallerdir. Örneğin sıcaklığı kontrol edilmek istenen bir odada kapının açılıp kapanması.

Geri besleme (feedback): Bir sistemde çıkış büyüklüğünün giriş büyüklüğüne toplam ya da fark olarak etki etmesidir.

Hata: Çıkış büyüklüğünün herhangi bir anda referans değerine göre farkına hata denir. Ve $e_{(t)}$ ile ifade edilir. Şekil 2.1'de hata fonksiyonu gösterilmiştir ve fonksiyonun çıkışı Eş. 2.1'de verilmiştir.

$$e_{(t)} = R_{(t)} - b_{(t)} \tag{2.1}$$



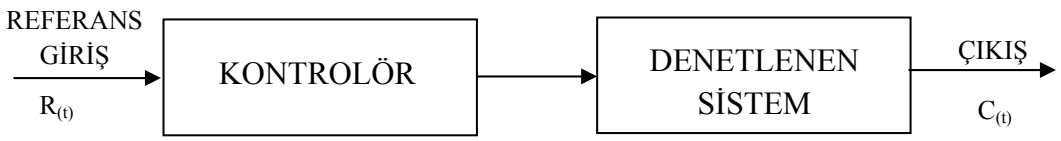
Şekil 2.1. Hata Fonksiyonu

2.2. Kontrol Sistem Türleri

Kontrol sistemleri çıkışın veya kontrol edilen büyüklüğün kumanda edilmesi bakımından açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol sistemleri olmak üzere iki türe ayrılır [33].

2.2.1. Açık çevrim kontrol sistemleri

Girişindeki kontrol işaretinin çıkıştan yana kontrol edilen büyüklükten bağımsız olan bir kontrol sistemidir. Açık çevrim kontrol sisteminin birleştirilmiş blok diyagramı Şekil 2.2'de verilmiştir.

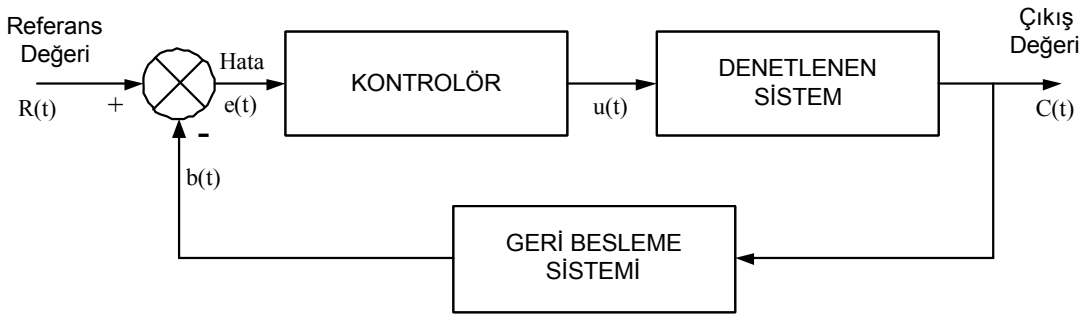


Şekil 2.2. Açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı

Açık çevrim kontrol sistemleri oldukça basit yapısı ve ucuz maliyeti ile birçok sistemde kullanılabilir. Açık çevrim kontrol sistemleri sistemin kararlılığını bozan etkilere karşı duyarlıdırlar ancak bu bozucuların etkilerini gidermekte yetersizdirler. Tost makineleri ve çamaşır makineleri açık çevrim olarak çalışan kontrol sistemlerine örnektir.

2.2.2. Kapalı çevrim kontrol sistemleri

Girişindeki kontrol işareti, çıkış işaretine ya da çıkış işaretinden üretilen bir işaretle bir referans işaretle bir referans işaret arasındaki farka ya da bunların toplamına bağlı olan bir kontrol sistemidir. Bu sistemlere geri beslemeli kontrol sistemleri denir. Şekil 2.3'de kapalı çevrimli kontrol sistemine ait blok diyagramı verilmiştir [33].

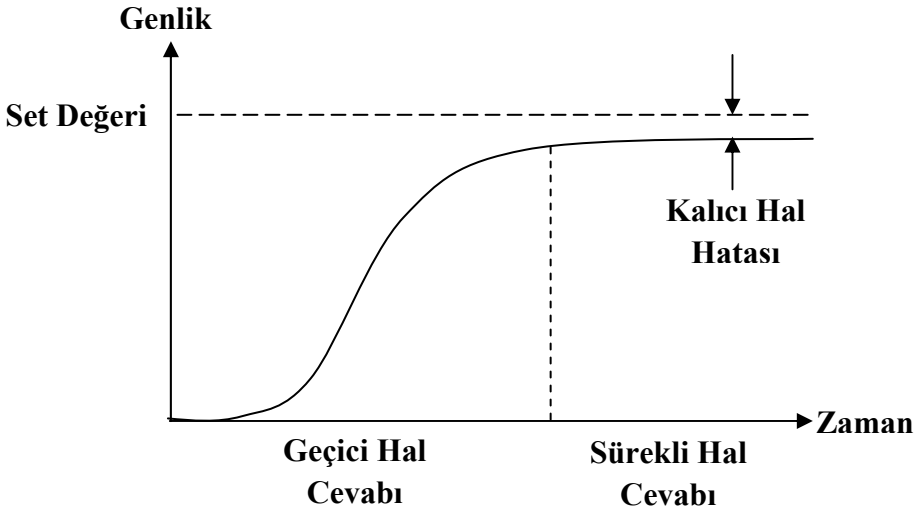


Şekil 2.3. Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı

Kapalı çevrim kontrol sistemleri, gürültü ve çevresel etkilere karşı daha az duyarlıdırlar ve açık çevrimli sistemlere göre doğruluk oranları daha yüksektir. Geçici hal cevabı ve kararlı hal hatası çok daha iyi kontrol edilir. Bunun yanı sıra kapalı çevrimli sistemler daha karmaşık ve pahalıdırlar.

2.3. Kontrolör Tasarım ve Analizi

Kontrol sistemin amacı kontrol edilen büyüklüğün $C_{(t)}$, referans büyüklüğünün $R_{(t)}$ mümkün olduğunca yakından izlemesi, yani hatanın minimum olmasını sağlamaktır. Bu yüzden sistemin geçici hal cevabı kararlı hal cevabı ve kararlılığı incelenmelidir. Şekil 2.4'de bir sistemin çıkış eğrisi verilmiş, bu eğri üzerinde geçici hal ve kalıcı hal cevapları gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Herhangi bir sistemin çıkış işareti

2.3.1. Geçici hal cevabı

Sistemin çalıştırılmasından başlayarak çıkış işaretinin sabit bir değere gelmesi arasındaki durumdur. Sistemin geçici hal cevabı, sistemin dinamiğini belirler ve bu yüzden önemlidir. Örneğin bir asansörde yavaş yavaş olan geçici hal cevabı asansörü kullananları sabırsızlaştırırken, gereğinden fazla olan geçici hal cevabı kullananları rahatsız eder. Sistemin parametrelerine bağlı davranışlar sadece geçici halde olur.

2.3.2. Sürekli hal cevabı

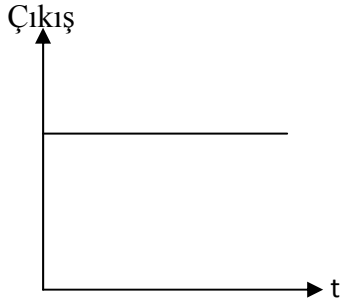
Sistemin çıkışı geçici hal cevabından sonra belli bir hatayla istenilen değere ulaşması durumdur. Sistemin çıkışı ile set değeri arasındaki fark kalıcı hal hatasıdır. Kalıcı hal hatasını oluşturan en önemli sebeplerden bir tanesi sistemin kendi modelidir. Asansör

örneğine devam edecek olursak, 4. kata çıkması istenilen asansörün bu kata çıktığı anda sistemin kararlı hal cevabına ulaşmış olur.

2.3.3. Kararlı hal hatası

Sistemin çıkış değeri ile set değeri arasındaki fark kalıcı hal hatası olarak ifade edilir. Az önceki örnekte asansörün durduğu anda katla arasındaki mesafe kalıcı hal hatasına bir örnektir. Asansörle katla arasındaki mesafenin büyüklüğü yolcuların inip bitmesini zorlaştırır. Buda kalıcı hal hatasının ne kadar önemli olduğunu gösterir. Kalıcı hal hataları e_{ss} oluşmasındaki en önemli etken kapalı transfer fonksiyonunun tabiatıdır. Sisteme uygulanan belli girişler için belli hatalar vardır. Aşağıda verilen giriş işaretlerine karşılık gelen kalıcı hal hataları ifade edilmiştir.

Basamak fonksiyon



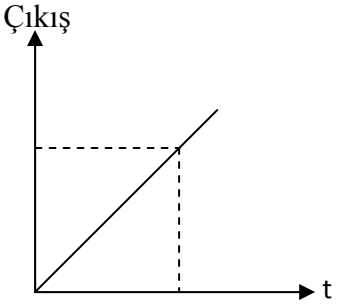
K_b : Konum hata katsayısı

$$K_b = \lim_{s \to 0} G_{(s)} \; H_{(s)}$$

$$e_{ss} = \frac{R}{1+K_b}$$

Şekil 2.5. Basamak fonksiyonu

Rampa fonksiyon



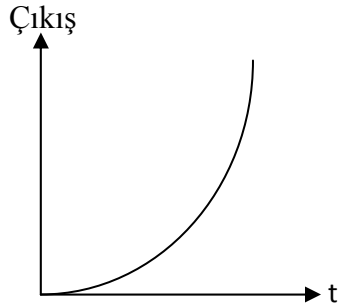
K_v *:* Hız hata katsayısı

$$K_v = s \lim_{s \to 0} G_{(s)} \; H_{(s)}$$

$$e_{ss} = \frac{R}{K_v}$$

Şekil 2.6. Rampa fonksiyonu

Parabol fonksiyonu



K_a : Hız hata katsayısı

$$K_a = \lim_{s \to 0} s^2 \; G_{(s)} \; H_{(s)}$$

$$e_{ss} = \frac{R}{K_a}$$

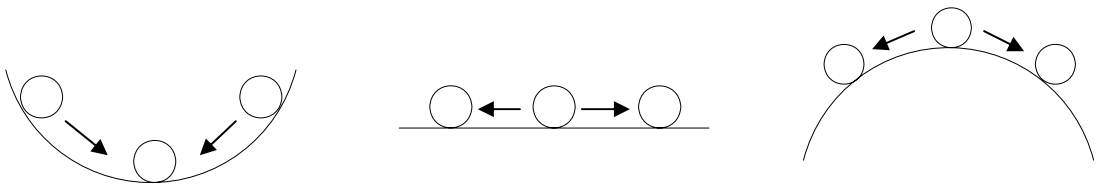
Şekil 2.7. Parabol fonksiyonu

2.3.4. Hatanın sıfırlanması

Kararlı hal hatsını sıfırlayabilmek için sistemin tipini artırmak gerekir. Sistemin tipi integratör kullanılarak artırılabilir. İntegratörler, PI veya PID tipi kontrolörlerin içindeki birimlerdir.

2.4. Kararlılık

Kararlılık en genel manada sınırlı giriş işaretine karşılık, sistemin sınırlı çıkış işareti vermesidir. Bu tanım BIBO (Bounded Input Bounded Output) kararlılık kriterleri olarak bilinir. Eğer sistem kararlı değil ise geçici hal cevabı ve kararlı hal cevabı üzerinde tartışmaya gerek yoktur. Şekil 2.8a'da gösterilen bilyeyi kararlı konumdan bir miktar uzaklaştırıp serbest bırakıldıktan sonra, bilye belirli bir süre sonra tekrar eski haline gelir, Şekil 2.8b'deki bilye nerde bırakılırsa orada kalır. Şekil 2.8c'deki bilye ise bulunduğu konumdan uzaklaştırıldığında eski haline bir daha dönemez [31,32].



(a) (b) (c)

Şekil 2.8. Kararlı ve kararsız sistem örneği
a) Kararlı sistem b) Tarafsız sistem c) Kararsız sistem

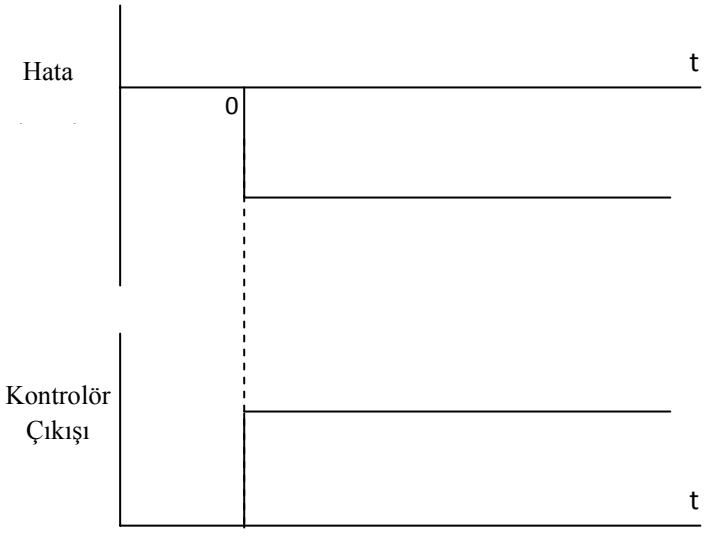
2.5. Kontrolör Türleri

Aşağıda temel kontrolör tipleri anlatılmış ve bu kontrolörlere ait, giriş – çıkış ifadeleri ve grafikleri verilmiştir.

2.5.1. Oransal kontrolör

Kontrol işareti, k kazançlı basit bir kuvvetlendiriciden oluşan kontrolör çıkışına sabit bir oranla aktarıldığında, oransal kontrol olarak adlandırılır. Oransal kontrolör, kazancı sabit olan bir amplifikatör olarak düşünülebilir. Bu yapısından dolayı uygulaması oldukça basittir. Ancak oransal kontrolde her zaman için bir kararlı hal hatası vardır ve bu hatanın büyüklüğü sisteme göre değişir. Şekil 2.9'da oransal kontrolün giriş çıkış eğrileri görülmektedir.

Oransal kontrolörün çıkışı, kontrolör girişindeki hata değerinin belli bir katsayı (K_p) ile çarpımı sonucunda elde edilir. Giriş sinyali olarak hata sinyali, $e_{(t)}$ kullanılır. $X_{(t)} = K_p \ e_{(t)}$ olur. K_p oransal kontrolörün kazancını gösterir [31].

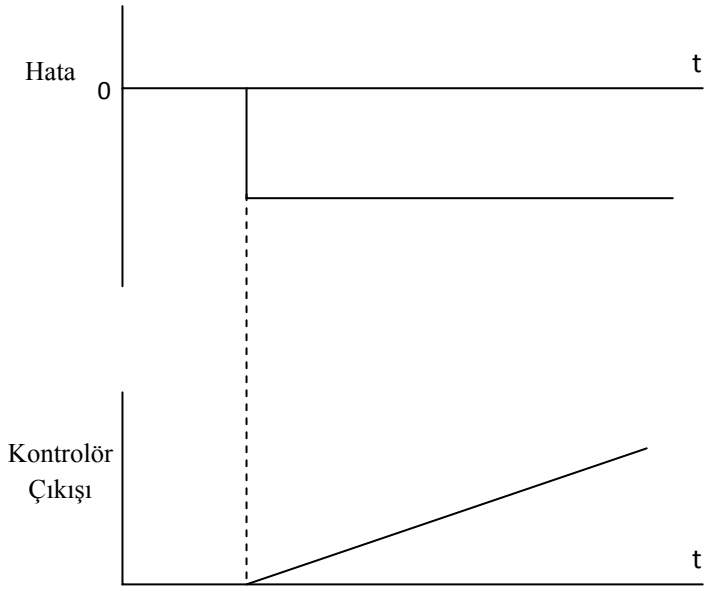


Şekil 2.9. Oransal kontrolör giriş – çıkış grafiği

2.5.2. İntegral kontrolör

İntegral kontrolörü sisteminin tipini 1 artırır ve bu şekilde kararlı hal hatasını yok eder. İntegral kontrolörünün transfer fonksiyonu $G_{0_{(s)}} = \frac{K_i}{s}$ dir. Şekil 2.10'da integral kontrolün giriş çıkış eğrileri görülmektedir.

İntegral kontrolörde çıkış büyüklüğü $X_{(t)} = K_i \int_0^t e_{(t)}\, dt$ şeklinde ifade edilir. K_i integral kazancıdır [31].



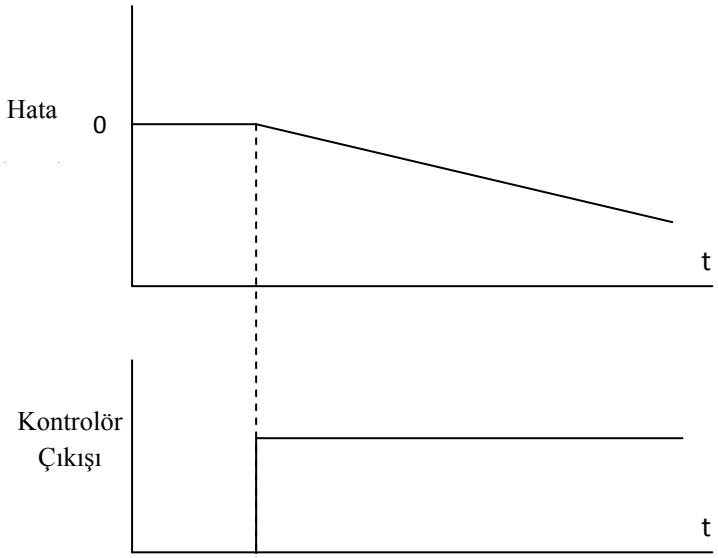
Şekil 2.10. İntegral kontrolörün giriş – çıkış grafiği

2.5.3. Türev kontrolör

Türev kontrolü tek başına kullanılamaz. Çünkü hata sabit veya çok küçük değişim gerektiriyorsa türev kontrolörü bu hatayı giderecek işareti üretemez. Ancak diğer oransal veya integral kontrolörü ile beraber kullanılabilir. Türev kontrolörü gürültüye karşı duyarlıdır, aşımı ve osilasyonu azaltır ancak kararlı hal hatasına her hangi bir

etkisi olmaz [31]. K_d türevsel kazançtır. Türev kontrolörünün transfer fonksiyonu $G_{0(s)} = K_d\, s$ dir.

Türevsel kontrolörün çıkış değeri, $X_{(t)} = K_d \frac{d}{dx} e_{(t)}$ dir. Şekil 2.11'de türevsel kontrolün giriş çıkış eğrileri görülmektedir.



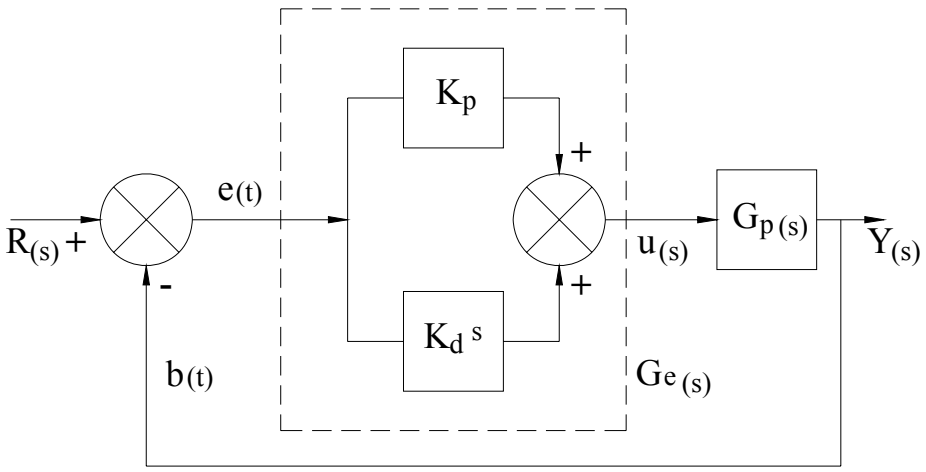
Şekil 2.11. Türev kontrolörü için giriş – çıkış grafiği

2.5.4. PD kontrolör

Kontrol işareti, k kazançlı basit bir kuvvetlendiriciden oluşan kontrolör çıkışına sabit bir oranla aktarıldığında, oransal kontrol olarak adlandırılır. Oransal işleme ilave olarak giriş işaretinin türevinden ya da integralinden de yararlanılabilir. Buna göre, içinde toplayıcı (toplama veya çıkarma), kuvvetlendirici zayıflatıcı, türev ve integral alıcı elemanlar bulunan, daha genel sürekli bir kontrolör göz önünde bulundurulabilir. Bu elemanların hangi oranlarda kullanılacağını ve nasıl bağlanacağını belirlemek, tasarımcının görevidir. Örneğin, uygulamada çok sık kullanılan PID kontrolörü oransal (P=Proportional), integral (I=Integral) ve türevsel (D=Derivative) işlevleri ifade eden kelimelerin baş harfleri ile adlandırılır [33]. PID kontrolörün integral ve türev elemanlarının özel kullanım yerleri vardır. Ve

uygulayabilmek için bu elemanları iyice tanımak gerekir. Bu kontrolörleri özümseyebilmek için önce PD kontrolörünü ele alalım.

PD kontrolör kalıcı durum hatasını sıfırlamakla beraber, bozucu girişten doğan kalıcı durum hatasının fazla önemsenmediği, fakat buna karşılık orantıya etkiye göre geçici duru davranışının iyileştirilmesi istenen konum servo mekanizmalarında tercih edilir. Türev etki ilavesi, sisteme sönüm ilave ederek kararsız veya kararsızlığa yatkın sistemi daha kararlı hala getirebilir. Türev etki ilavesinin en önemli sakıncası, kontrolör sinyalleri yanında sistemde ortaya çıkan gürültü (parazit) sinyallerini de kuvvetlendirmesidir. Bunun sonucu olarak son kontrolör (düzeltme elemanı) çıkışında salınımlı bir hareket meydana gelebilir.



Şekil 2.12. PD kontrolörlü bir kontrol sistemi

Şekil 2.12'de geri beslemeli bir kontrol sistemine ait blok diyagramında kontrol edilen sistem transfer fonksiyonu,

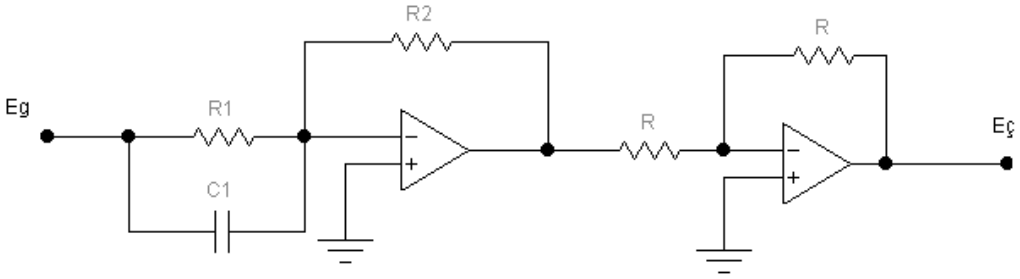
$$G_{p_{(s)}} = \frac{\omega_n^2}{s\,(s + \xi\,\omega_n)} \tag{2.2}$$

ikinci derecen bir örnek sistem olarak verilmiş olsun. Seri kontrolör transfer fonksiyonu,

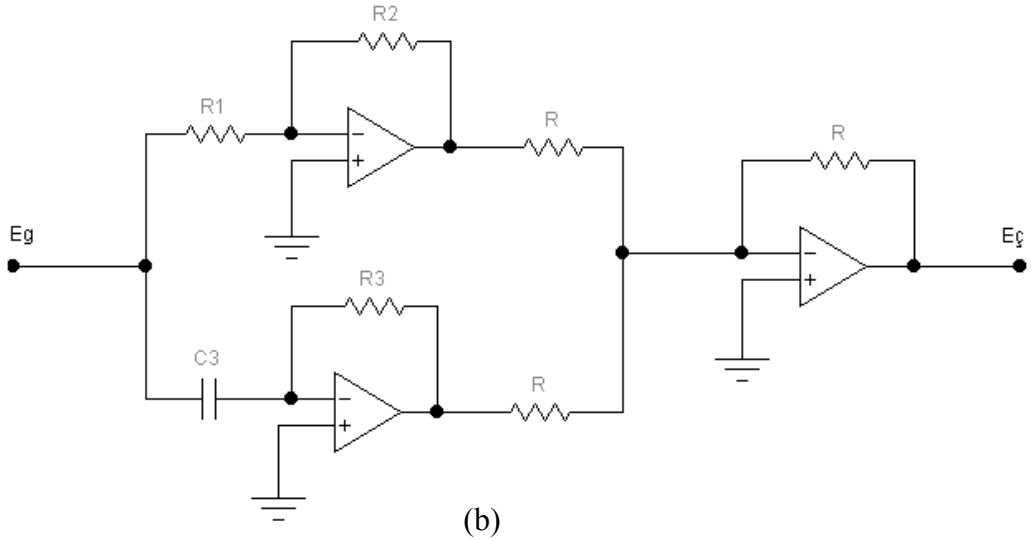
$$G_{c(s)} = K_p + K_d\ s \tag{2.3}$$

$$u_{(t)} = K_p\ e_{(t)} + K_d \frac{d}{dt}\ e_{(t)} \tag{2.4}$$

şeklinde oransal türevsel (PD) türdendir. PD kontrolörünün Şekil 2.13'de verilen iki farklı elektronik devre ile gerçekleştirilebileceği görülür.



(a)

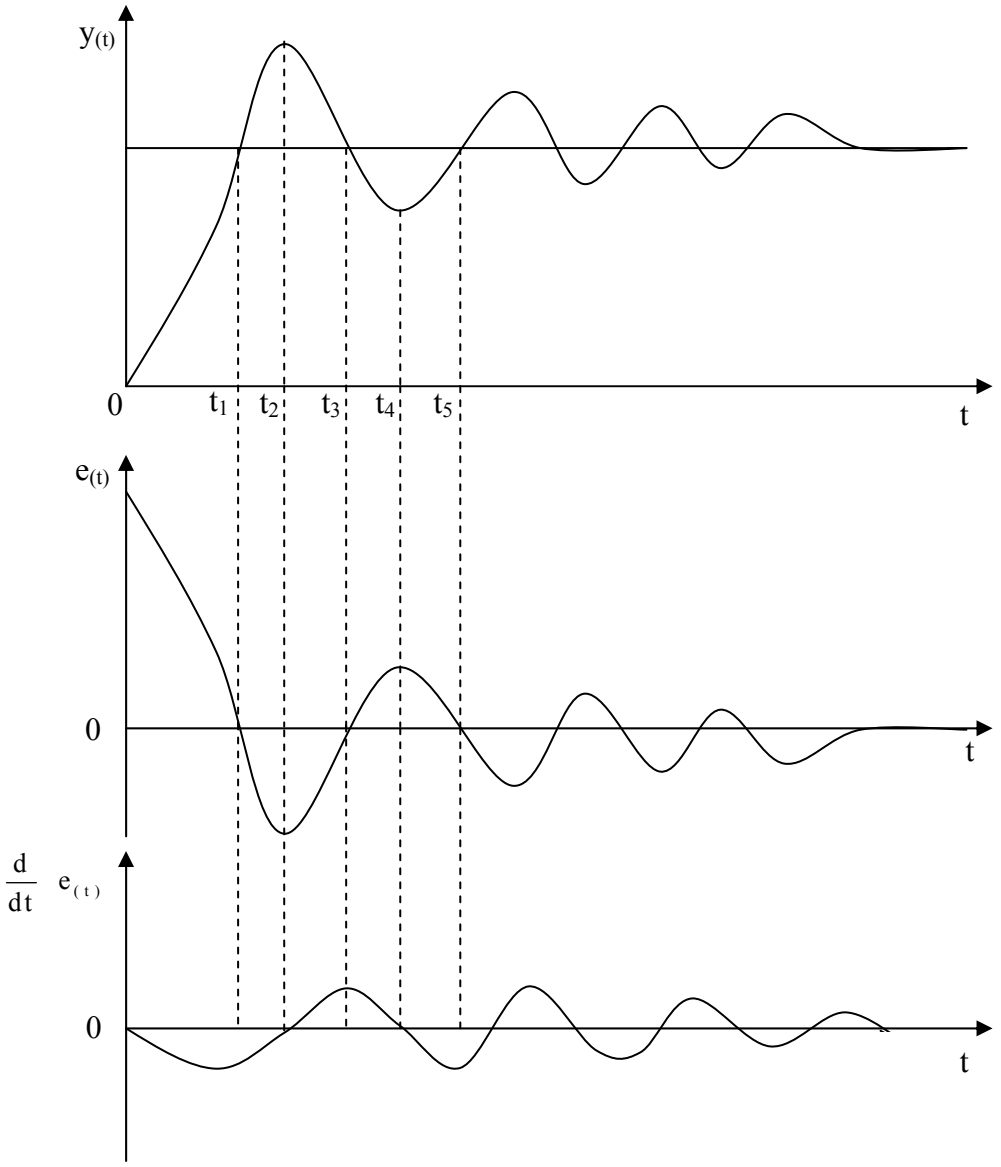


(b)

Şekil 2.5. PD kontrolörünün işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçeklenmesi
a) PD kontrolörün iki opampla gerçekleştirildiği devre
b) PD kontrolörün üç opampla gerçekleştirildiği devre

PD kontrolörünün kontrol işareti Eş. 2.4'de verildiğine göre, PD kontrolörünün etkisi Şekil 2.14 üzerinde açıklanabilir. Türevsel kontrol temelde bir öngörülü kontrol

olarak da değerlendirilebilir. Kontrolör türevi bildiğinden hatanın yönünü ön görebilir ve bunu sistemi daha iyi kontrol etmede kullanabilir.



Şekil 2.6. Türevsel kontrol etkisini açıklayan değişimleri

Sezgisel olarak türevsel kontrol kararlı durum hatalarını sadece kararlı durum hataları zamanla değişirse etkiler. Ancak, kararlı durum hatasının zamanla artması halinde, $\frac{d}{dt}\ e_{(t)}$ yine orantılı oluşan moment hatanın genliğini azaltır.

Uygun tasarlanmış PD kontrolörü, kontrol sistemi davranışını aşağıdaki gibi etkiler [33].

a) Sönümü artırır ve en büyük aşımı azaltır.
b) Yükselme ve yerleşme zamanlarını azaltır.
c) Bant genişliğini artırır.
d) Kazanç payı, faz payı ve M_r ' yi düzeltir.
e) Yüksek frekans gürültüsünü artırılabilir.
f) Az sönümlü ya da kararsız sistemlerde etkili olmaz.
g) Devrenin tasarımında göreli büyük kapasitelere gereksinim duyulabilir.

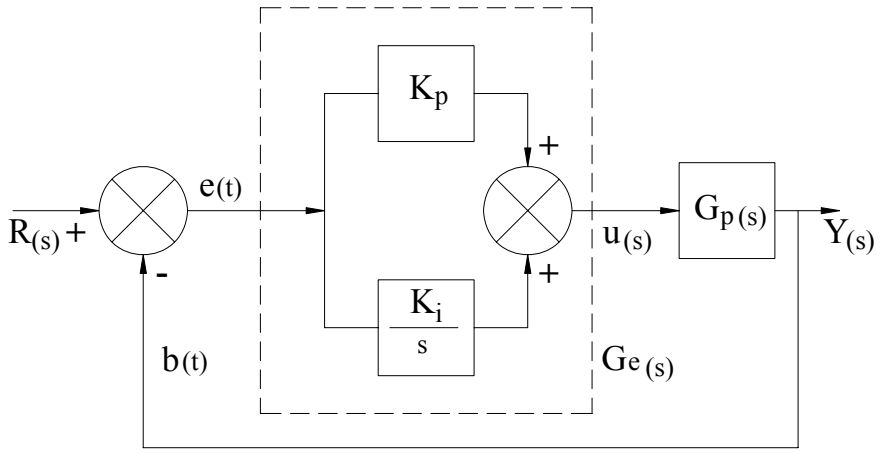
2.5.5. PI kontrolör

İntegral etki, denetlenen çıkış büyüklüğünde meydana gelebilecek kalıcı-durum hatalarını ortadan kaldırır. İntegral etkinin kullanım amacı sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir kontrolör etkisi sağlamaktır. Eğer sistemden gelen bir talep yalnız başına P etkisi ile karşılanabiliyorsa I etkisinin kullanılması gereksizdir. Buna karşılık, sistemden oldukça sık aralıklarda yüksek miktarda talepler ortaya çıkıyorsa, yalnızca P etkisine sahip bir kontrolör bu talepleri karşılayamaz böyle bir kontrolörün karakteristiklerine ve talebin (bozucu giriş) büyüklüğüne bağlı olarak sistemde kalıcı durum hatası ortaya çıkar. Eğer P etkisine I etkisi ilave edilecek olursa, kontrolör çıkışından sürekli artan (entegre olan) kontrolör etkisi elde edilir. Böylece, motor elemanının, hatanın ortadan kalmasını sağlayacak kadar hareket etmesi temin edilmiş olur. Bu işlem sonucu, denetlenen çıkış büyüklüğünde ortaya çıkan sapma sıfırlanmış olur.

PI kontrolörü bir kontrol sisteminin sönümünü ve yükselme zamanını, daha büyük bir bant genişliği ve rezonans frekansı uğruna düzeltmekte ve birim basamak girişi de olduğu gibi zamanla değişmeyen girişlerde kontrolörün karalı durum hatalarını etkilememektedir. Buna göre PI kontrolörü birçok durumda ön görülen hedefleri sağlamayabilir.

PID kontrolörünün integral kısmı, kontrolör giriş işaretinin zaman integrali ile orantılı bir işaret üretir. Şekil 2.15'de seri PI kontrolörlü ikinci dereceden bir kontrol sistemi görülmektedir. PI kontrolörünün transfer fonksiyonu Eş 2.5'te verilmiştir.

$$G_{c(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{2.5}$$



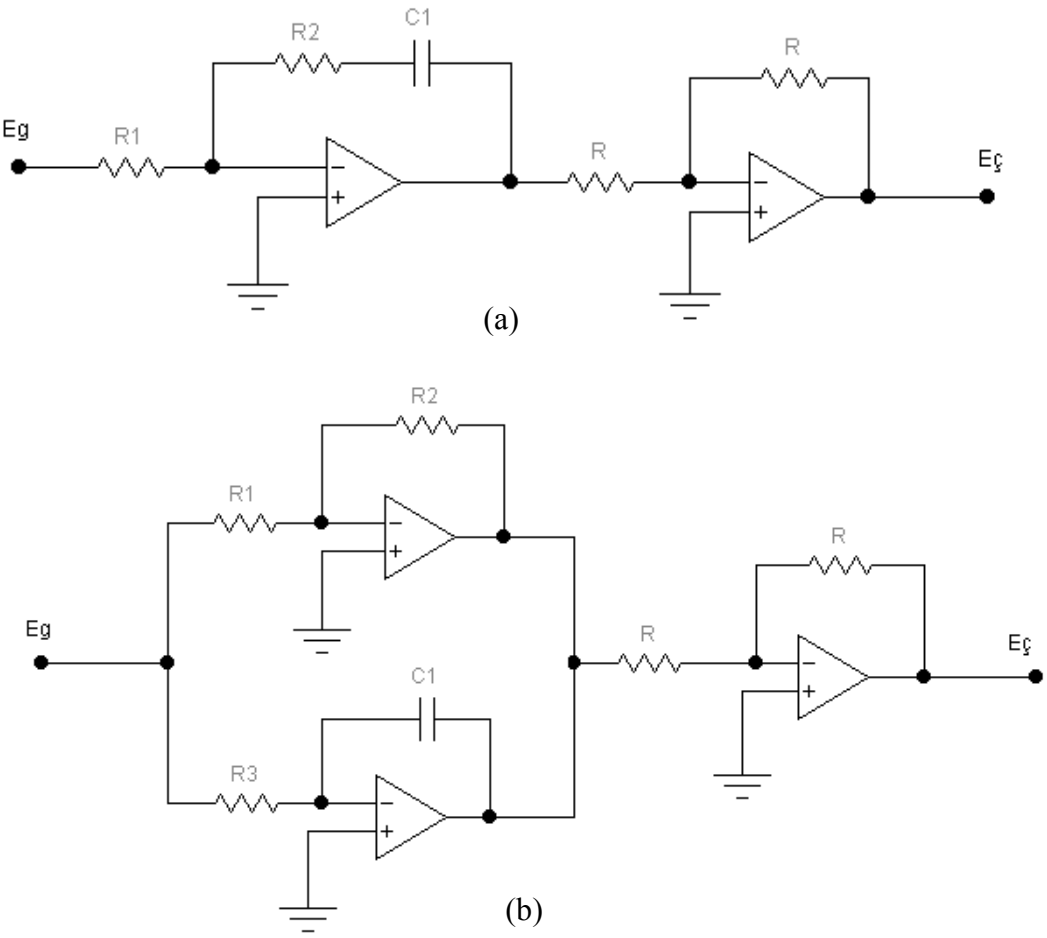
Şekil 2.7. PI kontrolörlü bir kontrol sitemi

PI kontrolörü temelde bir alçak geçiren filtre olduğundan, kontrolörü sistemin yükselme ve yerleşme zamanı genelde daha uzundur.

En uygun PI kontrolörü tasarımının yarar ve sakıncaları şu şekilde özetlenebilir [33].

a) Sönümü düzeltir ve aşımı azaltır.
b) Yükselme zamanını artırır.
c) Bant genişliğini azaltır.
d) Kazanç payı, faz payı ve Mr yi iyileştirir.
e) Yüksek frekans gürültülerini süzer.
f) Kontrolör devresindeki kapasite değerinin çok büyük olmaması için uygun seçilmesi gereken K_p ve K_i değerleri PD kontrolöründen daha sınırlıdır.

Şekil 2.16'da ise, işlemsel kuvvetlendiricilerle PI kontrolörü gerçeklenebilir.



Şekil 2.8. PI kontrolörünün işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçeklenmesi
a) PI kontrolörün iki opampla gerçekleştirildiği devre
b) PI kontrolörün üç opampla gerçekleştirildiği devre

2.5.6. PID kontrolör

Daha önce incelenen PD kontrolörünün, sisteme zayıflamama getirmekte ancak sistemin kararlı hal davranışını etkilememektedir. PI kontrolörü ise, göreli kararlılığı ve aynı zamanda kararlı hal hatalarının düzeltmekte, ancak yükselme zamanı artırmaktadır. Bu sonuçlar bizi, PI ve PD kontrolörlerinin iyi yönden yararlanmayı sağlayan PID kontrolörünün kullanmaya yöneltmektedir.

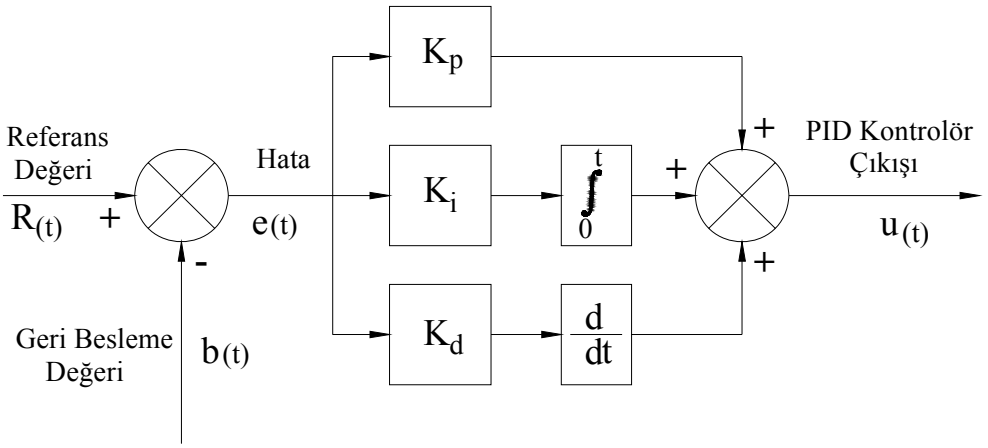
Uzun ölü zaman gecikmelerinin ortaya çıktığı süreç kontrolör sisteminde, PI kontrolörde integral etkinin tamamlayıcısı olarak türev etki kullanılır. Sıcaklık, pH,

yoğunluk, karışım vb ölçümlerde ortaya çıkan ölü zaman gecikmeleri, PID kontrolör kullanılarak telafi edilebilir.

Düşük şiddetli bozucu girişlere maruz bir sistemin PI etki ile denetlenmesi halinde PB orantılı band ayarının geniş ve türev etki kazancı ($K_i = \frac{1}{T_i}$) ayarının düşük tutulması tercih edilir. Bu ayarlar altında sisteme geniş zaman aralıkları içerisinde büyük şiddetli bozucu girişler etki edecek olursa, hatada meydana gelen değişimleri izlemeye ve düzeltmeye, PI etki tek başına yeterli olamaz. Bu durumda bir türev etki ilavesi orantı kazancı ayarının daha yüksek tutulmasına (orantı bandının daralması) olanak tanıyarak kontrolörün tepki süresinin hızlandıracaktır. Çok küçük sönüm katsayısına sahip servo mekanizmalarda PI kontrolör yeterli olmamaktadır. Bu durumda da türev etki ilavesi, sistemde fazla bir kararsızlık problemi yaratmadan K_p orantı kazancının yüksek tutulmasını sağlayarak, sistemin kararsızlığa yakınlığı önlenmiş olur. Böylece PID kontrolör etkisi ile bir kalıcı durum hatası sıfırlanırken diğer taraftan da sistemin geçici durum davranışı iyileştirilmiş olur.

Sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymayan PID kontrolör için aynı teknikleri, endüstride sıkça kullanılmaktadır. 1942 de Ziegler – Nichols adlı iki araştırmacının geliştirdiği Ziegler–Nichols aynı metodu diğer araştırmacılar için öncü olmuş ve daha sonra Astrom–Hagglund kazanç-faz sınırı ayar metodu geliştirilmiştir. Bu ayar metotları genellikle Nyquist eğrisinin kritik noktasından hesaplanan kritik kazanç ($K_ç$) ve kritik frekans (ω_r) kavramlarına dayanmaktadır.

PID kontrolör, Şekil 2.17' de gösterildiği gibi P-Proportional (Orantı), I-Integral (İntegral) ve D – Derivative (Türev) olmak üzere üç temel etkinin birleşiminden meydana gelmektedir.



Şekil 2.9. PID kontrolöre ait blok diyagramı

Oransal, türev ve integral kontrolörünün birleşimi ile oluşan PID kontrolörünün yapısı Şekil 2.17'de görülmektedir ve PID kontrolün çıkışı Eş 2.6'da verilmiştir.

$$u_{(t)} = K_p\ e_{(t)} + K_i \int_0^t e_{(t)}dt + K_d \frac{d}{dt}\ e_{(t)} \tag{2.6}$$

Şekil 2.17'de blok diyagramı verilen PID kontrolün transfer fonksiyonu Eş 2.7'de verilmiştir.

$$G_{c_{(s)}} = K_p + K_d\ s + \frac{K_i}{s} \tag{2.7}$$

PID kontrolör, üç temel kontrol etkisinin üstünlüklerini tek bir birim için birleştiren bir kontrolör etkisidir. İntegral etki, sistemde ortaya çıkabilecek kaza durum hatasını sıfırlarken türev etkide, yalnızca PI kontrolör etkisi kullanılması haline göre aynı göreli kararlılığı için cevap hızını artırır. Buna göre kontrolörü sistemde sıfır kalıcı-durum hatası olan bir cevap sağlar.

PID kontrolör, diğerlerine göre daha karmaşık yapıda olduğundan daha pahalıdır. Burada K_p , T_i ve T_d parametrelerinin dengeli ayarı ile uygun bir kontrolör sağlanabilir. Eğer bu katsayılar dengeli bir şekilde ayarlanmayacak olursa, PID kontrolörün sağlayacağı üstün özelliklerden yararlanılamaz [34].

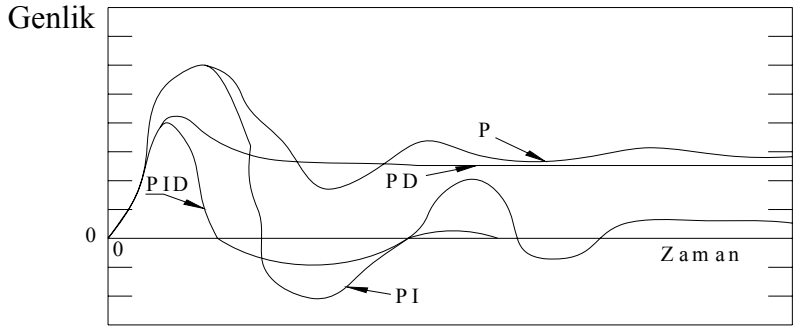
PID kontrolörü oluşturan oransal, integral, türev kazançlarının her biri sistemin çalışmasına çeşitli şekillerde etki etmektedir. Oransal kontrolör, yükseliş zamanının azalmasına etki eder ancak sürekli rejim hatasını ortadan kaldırmada asla etkili değildir. İntegral kontrolör, sistemin sürekli rejim hatasını ortadan kaldırır fakat geçici rejim cevabını kötüleştirebilir. Türev kontrolörü, sistemin kararlılığını artırır, aşımı azaltır ve geçici rejim cevabını iyileştirir. Kapalı çevrim sisteminde kontrolörün her birinin etkisi (K_p , K_i , K_d) Tablo 2.1'de özetlenmiştir [23].

Çizelge 2.1. P,I ve D ayarlarının bağımsız olarak etkileri

Kontrolör Türü	Kapalı Çevrim Cevabı	Yükseliş Zamanı	Aşım	Yerleşim Zamanı	Sürekli Rejim Hatası
Oransal	K_p	Azalır	Artar	Küçük oranda artar	Azalır
İntegral	K_i	Küçük oranda azalır	Artar	Artar	Büyük oranda azalır
Türev	K_d	Küçük oranda değişir	Azalır	Azalır	Önemsiz değişim

2.6. Kontrol Türlerinin Karşılaştırılması

Kontrol türlerinin özellikleri ve sisteme etkileri açıklanmıştır. Bu kontrol türleri bir sisteme uygulandığında oluşan çıkış sinyalleri incelenmiştir. Şekil 2.18'de kontrolör tipine bağlı olarak bir basamak bozucu giriş karşısında hata sinyalinde ortaya çıkan değişimler verilmiştir.



Şekil 2.10. Çeşitli kontrolör etkilerinin karşılaştırılması

Bu eğrilerin bir biri ile karşılaştırılmasından;

a) Yalnızca P kontrolü halinde, cevap eğrisi birkaç salınım yaptıktan sonra kalıcı durum halinde olması gerektiği noktadan belli bir sapma gösterir.

b) PI kontrolörü halinde, benzer biçimde bir cevap eğrisi elde edilmekle beraber kalıcı durum halinde bir sapma meydana gelmez. Bununla birlikte, orantı etkiye türev etki ilavesi sistemin kararsızlığa yatkınlığını artırır. Bu durumu denkleştirmek için orantı kazancı, yalnızca orantı etki uygulamasına göre azaltılmalıdır. Bu durumda da hatadaki düzeltme işlemi yalnız orantı etkide olduğu kadar hızlı olmaz. Ve başlangıç hatası daha yüksek olarak ortaya çıkar.

c) PD kontrolöründe, hata ortaya çıkar çıkmaz hem orantı etki hem de türev etki hatayı azaltır ve dolayısıyla hatanın ilk en yüksek değeri (peak) daha küçük olur. Bu en yüksek değerden sonra orantı etki halen hatayı düşürmeye çalışır. Fakat buna karşılık hatanın değişim oranı ters yönde etki ederek değişimi önlemeye çalışır. Bu nedenle türev kontrolü, sistem üzerinde kararlılık kazandırıcı bir etki yaratarak daha kuvvetli bir orantı etki kazancı kullanma olanağı sağlar. Eğriden de görüldüğü gibi PD kontrol ile P kontrole göre, daha az başlangıç sapması ve daha az kalıcı durum hatası ortaya çıkar.

d) PID kontrolde daha büyük bir başlangıç (peak) hatası ortaya çıkmasına rağmen kalıcı durum hatası tamamen sıfır olur.

2.7. PID Kontrolörün Parametrelerinin Hesaplanması

PID kontrolörler, endüstride kullanılan kontrol türlerinin %90'dan fazlasını oluşturur. Geçmişte PID parametrelerinin hesaplanmasında frekans cevabı kullanılmıştır. Günümüzde ise parametrelerin hesaplanmasında değişik metotlar kullanılmaktadır. Nichols Ziegler metodu, Coohen Coon, röle metodu bunlardan birkaçıdır. Bu yöntemler, kullanımları kolay ve kontrol edilen sistem hakkında çok fazla bilgi gerektirmeyen yöntemlerdir. Fakat bu metotların PID kontrolünde istenen performansı karşılamakta yetersiz kaldıkları sistemler vardır. Bu yüzden

parametrelerin hesaplanmasında birçok yeni metot geliştirilmiştir [9]. Bu çalışmada Ziegler–Nichols yöntemi ile Öz–Uyarmalı PID parametreleri ayar yöntemi kullanılmıştır.

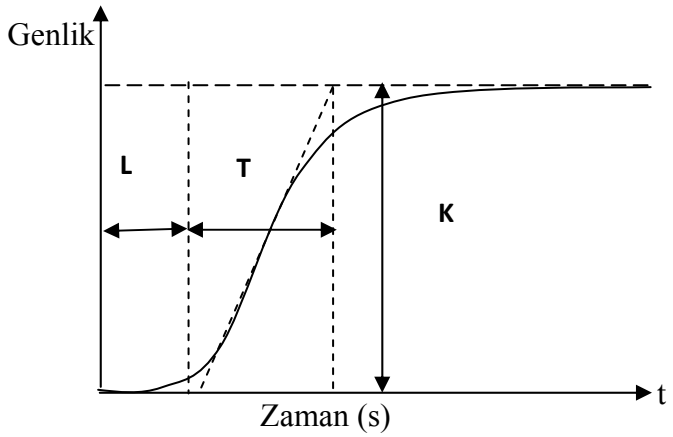
2.7.1. Ziegler–Nichols metodu

Ziegler–Nichols metotları PID parametrelerinin hesaplanmasında en yaygın olarak kullanılan metotlardır. Özel bir sistem modeli gerektirmeyen bu metodlar ilk olarak 1942 yılında J.G. Ziegler ve N.B. Nichols tarafından bir makalede yayınlanmıştır. Ziegler–Nichols metotları açık çevrim ve kapalı çevirim olmak üzere ikiye ayrılırlar [35].

Açık çevrim Ziegler–Nichols metodu

Bu metot birçok sistem için kullanışlıdır. Açık çevrim Ziegler–Nichols metodunda sistemin ölü zamanı ve maksimum eğimi hesaplanır. Hesaplanan bu değerler gerekli formüller kullanılarak PID kontrolör için gereken katsayılar hesaplanır. Şekil 2.19'da ölü zamana sahip birinci dereceden bir sistemin çıkış grafiği görülmektedir [35]. Bu sisteme ait genel formül Eş. 2.8'de belirtilmiştir.

$$G_{(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{\tau s+1} \tag{2.8}$$



Şekil 2.11. Birinci dereceden bir sistemin çıkış grafiği

Şekil 2.19'daki eğrideki K ve T değerlerinden faydalanılarak Eş. 2.9'da R olarak ifade edilen değer elde edilir.

$$R = \frac{K}{T} \tag{2.9}$$

Şekil 2.19'daki değerler ve Eş. 2.9 kullanılarak Çizelge 2.2'deki denklemlerden PID parametreleri hesaplanır.

Çizelge 2.2. Ziegler–Nichols metodu için parametrelerin hesaplanması

KONTROLÖR	**Kp**	**Ki**	**Kd**
P	1/RL	-	-
PI	0.9/RL	1/1.33L	-
PID	1.2/RL	0.5L	2L

Kapalı çevrim Ziegler–Nichols metodu

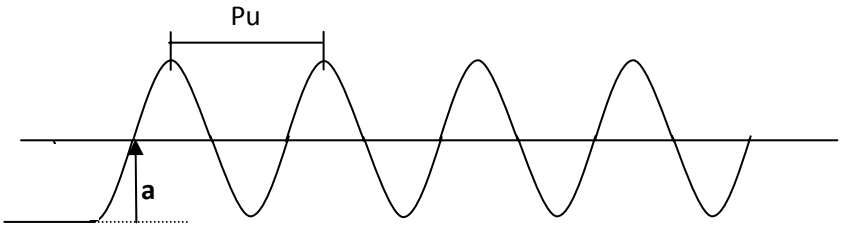
Kapalı çevrim Ziegler–Nichols metodunda sistemin cevap eğrisinin osilasyona girmesi sağlanır ve osilasyon periyodu ile osilasyon kazancı kullanılarak gerekli PID katsayıları elde edilir. Bu işlemler aşağıdaki sırayla yapılır.

a) Sadece oransal kontrolör kullanılır. İntegral ve türev kazançları sıfıra getirilir.

b) Kontrolör kazancı (Ku) yavaş yavaş artırılır. Her değişiklikten sonra sistemin kararlı hale gelmesi beklenmeli ve sistem oturduktan sonra Ku tekrar artırılmalıdır.

c) Sistem osilasyona girdiği zaman Ku daha artırılmamalıdır ve osilasyon periyodu (Pu) ölçülmelidir. Sistemin osilasyona girdiği andaki kazanç osilasyon kazancı olarak adlandırılır.

d) Bu iki değer, Ku ve Pu, kullanılarak P,I ve D katsayıları Çizelge 2.3'de verilen ifadeler yardımıyla elde edilir [35].



Şekil 2.12. Kapalı çevrim Ziegler – Nichols metoduna ait çıkış işareti

Çizelge 2.3. Kapalı çevrim Ziegler–Nichols metodu ile PID hesaplanması

KONTROLÖR	Kp	Ki	Kd
P	Ku / 2	-	-
PI	Ku / 2.2	Pu / 1.2	-
PID	Ku / 1.7	Pu / 2	Pu / 8

2.7.2. Geliştirilmiş Ziegler-Nichols metodu

Ziegler – Nichols ayar formülü çeyrek bozulmaya cevap verecek şekilde düşünülmüştü. Ve bu yüzden genelde darbe şeklindeki sinyallerce çok salınımlı bir ayar noktası eğrisi sonuçta görülmektedir.

Son zamanlarda Hang ve diğerleri bir PID kontrolörün performansında bazı gelişmeler sağlayan Ziegler – Nichols ayar formülünde bazı heuristic incelikler sunmuştur. Bu metot birçok modelin güncellenmesine dayanan Ziegler – Nichols ayar formülü ile başlangıçta ayarlanan parametreleri biraz değiştirmek için sistemin normal ölü zamanı ve normal kazancını faydalı hale getirmektir. Ayar noktasının ağırlığı darbeyi küçültmek için oransal terime tanıtılır.

Böylece kontrol kanunu aşağıdaki formüle dönüşür.

$$U_c = K_p \left[(\beta\ r - y) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_{(t)}\, dt - T_d \frac{dy}{dt} \right] \qquad (2.10)$$

Normalize edilmiş sistem kazancı (κ), kritik kazancın (K_c), sistemin kalıcı durum kazancı (K) ile çarpımı olarak tanımlanmaktadır.

$$\kappa = K_c \; K \tag{2.11}$$

ve normalize ölü zaman (Θ), ölü zamanın (τ), sistemin zaman sabitine (T) oranı olarak tanımlanmaktadır.

$$\Theta = \frac{\tau}{T} \tag{2.12}$$

Normalize edilmiş kazanç (κ) ve normalize ölü zaman (Θ) bir biriyle yakından ilişkilidir. Aşağıdaki denklem, üç tipik sistemin transfer fonksiyonlarının incelenmesi sonucu bulunmuştur.

$$\kappa = 2 \left(\frac{11\ \Theta + 13}{37\ \Theta - 4} \right) \tag{2.13}$$

Daha sonra Hang ayarlama kanunu teklif etmiştir. $2{,}25 < \kappa < 15$ veya $0{,}16 < \Theta < 0{,}57$ olduğu zaman Ziegler–Nichols ayar formülü alı konur ve oransal terimdeki ayar noktasının ağırlığı aşırı darbeyi azaltmak için uygulanır.

Aşağıdaki deneysel formül

$$\beta = \frac{15 - \kappa}{15 + \kappa} \tag{2.14}$$

$$\beta = \frac{36}{27 + 5\ \kappa} \tag{2.15}$$

sırasıyla %10 ve %20 darbe şekli için tahmini simülasyon sonuçlarını çıkarır.

$1{,}5 < \kappa < 2{,}25$ veya $0{,}57 < \Theta < 0{,}96$ olduğu zaman integral zamanının $T_i = 0.5\ \mu\ T_c$'ye değiştirmek için Ziegler – Nichols ayar formülünde biraz

değişiklik yapılır. Burada μ, geliştirilmiş integral zamanının Ziegler – Nichols integral zamanına oranıdır. μ ve β için deneysel formül;

$$\mu = \frac{4}{9}\ \kappa \tag{2.16}$$

$$\beta = \frac{8}{17}\left(\frac{4}{9}\ \kappa + 1\right) \tag{2.17}$$

$1{,}2 < \kappa < 15$ olduğu için PI ayar formülü , %10 aşım ve %3 sönümlü ayar noktası cevabı için geliştirilebilir.

$$K_p = \frac{5}{6}\left(\frac{12 + \kappa}{15 + 14\ \kappa}\right) \tag{2.18}$$

$$T_i = \frac{1}{6}\left(\frac{4}{15}\ \kappa + 1\right) \tag{2.19}$$

Çünkü bu gelişmeler deneysel olarak üç tipik modelin incelenmesine dayanarak yapılmıştır. Bu formüller sadece sistemin normalize kazancı veya normalize ölü zamanı alanı üzerinde etkilidir. Limitli olmalarına rağmen bu gelişmeler (küçülmüş darbenin duyarlılığında) sistemin dinamik performansını geliştirmiştir.

2.7.3. PID katsayılarının öz-uyarlamalı ayarı

Katsayıların öz-uyarlamalı ayarı, kontrolörün kendi kendine sistem dinamiklerini algılaması ve bu değerlere göre kendi katsayılarını kendisinin belirlemesi demektir. Bunun pratikte şu avantajları vardır:

- Sistem için en uygun kontrol parametreleri belirlenebilir.
- Sistemde oluşacak değişmeleri algılayarak kendini adapte edebilir.
- Kontrolör değerlerini önceden hesaplama işlemine gerek kalmaz.
- Kontrolör sadece tek bir sisteme özel kalmaz, pek çok sistem için kullanılabilir olur [30].

Denetlenen süreç hakkında herhangi bir ön bilgi gerektirmeyen pratik bir ayar işlemi aşağıdaki sıraya göre de yapılabilir. Bu işlem özellikle ölü zaman gecikmesi küçük olan sistemler için çok uygundur.

a) Orantı kazancı Kp sıfıra, integral zaman sabiti Ti en yüksek değerine ve türev zaman sabiti, Td sıfıra ayarlanır.

b) Sistem cevap eğrisinden sürekli salınımlar ortaya çıkana kadar orantı kazancı Kp arttırılır.

c) İntegral zaman sabiti Ti orantı etkiden ortaya çıkan kalıcı-durum hatalarını ortadan kalkana ve ayar değeri etrafında düşük frekans düşük genlikli salınımlar ortaya çıkana kadar yavaş yavaş artırılır.

d) Daha sonra tüm titreşimler ortadan kalkana kadar türev zaman sabiti adım adım artırılır. Td'nin büyük tutulması orantı kazancı Kp'nin de büyük tutulmasına olanak verir. Birkaç sınamadan sonra denetim organı parametreleri en uygun değerlerine ayarlanmış olur [34].

Bu çalışmada öz uyarmalı yöntemini kullanarak kazanç parametrelerini belirlenmiştir. DA motorunun hız performans eğrisi üzerinden kazanç parametrelerinin belirlenmesi için oluşturulan algoritmalar ve simulink dosyaları Bölüm 5'de ayrıntılarıyla açıklanmıştır.

3. DOĞRU AKIM MOTORLARI

Kâğıt fabrikalarında, haddehanelerde, çimento fabrikalarında, takım tezgâhlarında, tekstil sanayinde ve daha birçok yerlerde hızı iki yönde ayarlanabilen ve belli bir doğrultuda sabit tutulabilen motorlara ihtiyaç vardır. Bu maksatla kullanılan motorların başında doğru akım motorları gelir.

Doğru akım motorlarının en önemli tercih nedenleri mükemmel moment özellikleri ve kontrol karakteristikleridir. Nominal hızın altında ve üstünde olmak üzere geniş bir aralıkta hız kontrolü kolayca yapılabilmektedir. Kontrol yöntemleri de alternatif akım (AA) motorlarındakine göre daha basit ve ucuzdur. Tek önemli dezavantajları ise fırça ve kolektöre sahip olmalarıdır. Kollektör, motor hızını ve gücünü sınırlar, ataletini ve eksenel uzunluğunu artırır ayrıca periyodik bakım gerektirir. Endüstride en çok kullanılan ve hız kontrolü için en uygun yapıya sahip olan doğru akım motor türü yabancı uyartımlı doğru akım motorudur.

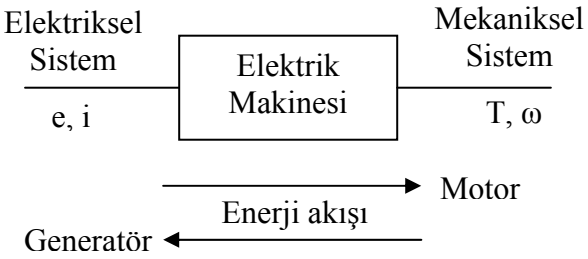
3.1. Doğru Akım Makinelerinin Çalışması ve Yapısı

DA motorlarda indüksiyon ve senkron makineler gibi elektromekanik enerji dönüşümü için kullanılmaktadır. Bu makineler elektrik enerjisini mekanik enerjiye mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürürken Faraday Yasası gereği aşağıdaki iki elektromanyetik olay meydana gelmektedir:

- Bir iletken manyetik alan içinde hareket etmesiyle iletkende gerilim indüklenir (Jeneratör Kuralı).
- Akım taşıyan bir iletken manyetik alan içine konulduğunda iletkende mekanik bir güç oluşur (Motor Kuralı).

Makinede elektrik enerjisi mekanik enerjiye veya mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüşürken, bu iki etki eşzamanlı meydana gelir. Motor, manyetik alan içine yerleştirilmiş ve akım taşıyan iletkenlerden oluşan bir elektromekanik sistemdir. Bu durumda motorun her bir iletkeninde bir güç meydana gelir. Eğer iletkenlerin konumu ve yapısı dönmeye uygun ise bir elektromanyetik moment oluşur. Bu

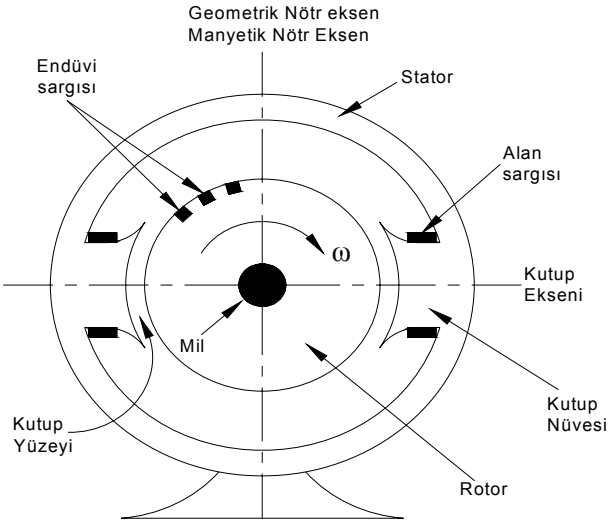
moment ile endüvinin dönmesi sağlanır. Generatör çalışmada ise iletkenler manyetik alan içerisinde döndürülür ve her bir iletkende gerilim indüklenir. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi elektrik makinesi enerji akışının yönüne göre adlandırılır.



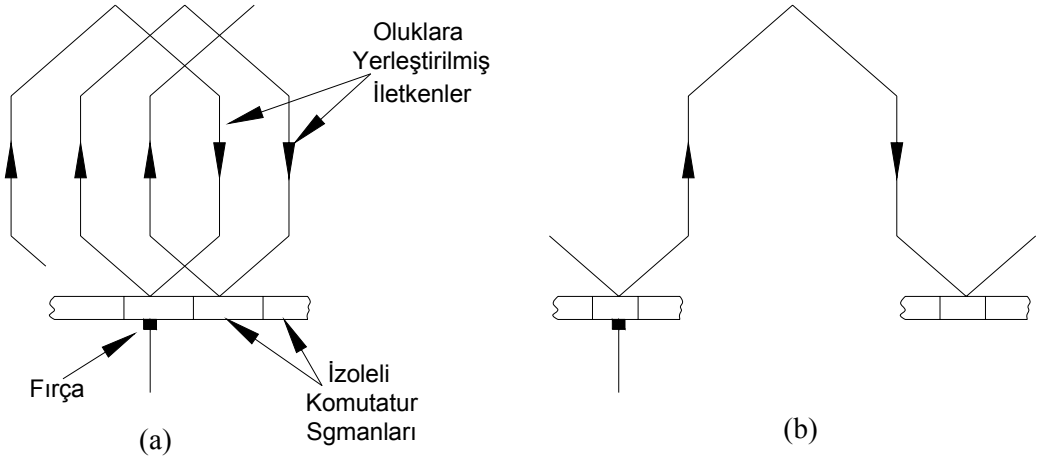
Şekil 3.1. Elektromekanik enerji dönüşümü

DA makinenin bazı önemli parçaları ve fiziksel özellikleri Şekil 3.2'de verilmiştir. Manyetik alan sargıları endüktöre yerleştirilmiştir ve alan kutupları gerekli manyetik akıyı sağlamaktadır. Bazı makinelerde aynı kutup üzerinde birkaç alan sargısı bulunabilir. Bu montajı sağlamak amacıyla kutup nüvesi ince sac levhalar halinde yapılır. Endüvi sargısına yakın olmasından dolayı, kutup ayaklarının da laminasyonlu olması gerekir. Endüvi sargısının içinde bulunduğu endüvi nüvesi genellikle endüvide bulunur ve ince sac levhalardan yapılır. Enerji sargısındaki enerjiyi dışarı almak veya endüvi sargısına enerji vermek için kullanılan komütatör, birbirlerinden mika ile izole edilmiş sert bakır parçalardan imal edilir. Şekil 3.3'te görüldüğü gibi endüvi sargısı komütatöre bağlıdır ve komütatör üzerinde bulunan karbon fırçalar sayesinde elektriksel bağlantı kurulur. Endüvi sargısı enerji taşıyan sargıdır.

Endüvi sargısı Şekil 3.3'te verildiği gibi paralel veya seri sarımlı yapılmaktadır. Endüvi sargısı, seri ve paralel sarım yöntemlerinin farklı birleşimiyle de sarılabilirler [36].



Şekil 3.2. DA motorunun bazı kısım ve elemanlar



Şekil 3.3. Endüvi sarım türleri a) Paralel sarım b) Seri sarım

3.2. Doğru Akım Motorlarının Sınıflandırılması

Doğru akım motorları, doğru akım elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren makinelerdir. Motor milinde oluşan moment, akı ve endüvi akımıyla doğrudan orantılıdır.

Doğru akım motorları kutup bobinleri dışarıdan bir üreteç tarafından uyartılan yabancı uyartımlı DA motorları, kendi kendini uyartabilen doğru akım motorları olarak ikiye ayrılır. Kendinden uyartımlı doğru akım motorları 3'e ayrılır.

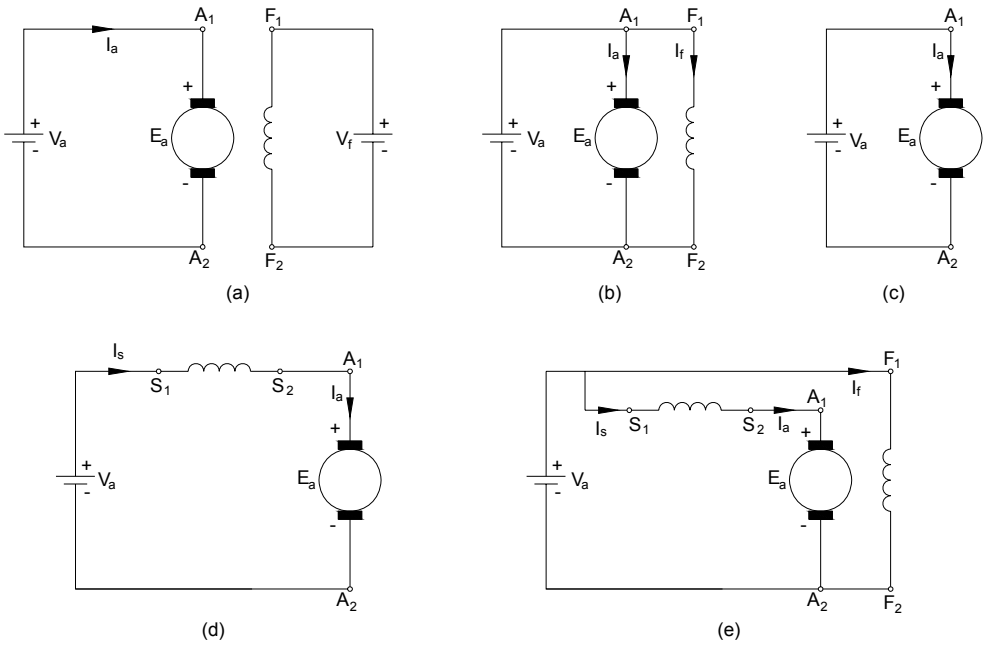
1. Şönt uyartımlı doğru akım motorları
2. Seri uyartımlı doğru akım motorları
3. Kompund doğru akım motorları

Bunun dışında günümüzde kalıcı mıknatıslı doğru akım motorları da kullanılmaktadır.

3.3. DA Motor Devre Diyagramları

DA motor sürücüleri iyi bir hız kontrolü gerektiren yerlerin yanı sıra ayrıca sık sıkı kalkış, frenleme ve yön değiştirme gerektiren uygulamalarda da kullanılır. Bu uygulamalardan bazıları kağıt makineleri, maden deliciler ve çekicilerdir.

DA motorların genel devre diyagramları Şekil 3.4'de gösterildiği gibidir. Yabancı uyartımlı motorda alan ve endüvi gerilimi birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. Şönt motorda ise alan ve endüvi ortak bir kaynağa bağlıdır. Bu nedenle, alan akımı veya endüvi gerilimini bağımsız bir şekilde kontrol edebilmek için alan ya da endüvi devresine bir reosta direnç eklenebilir fakat bu verimli bir yöntem değildir. Seri motorda alan akımı ve endüvi akımı aynı olduğundan endüktör alanı endüvi akımının bir fonksiyonudur. Kompunt motorda seri alanın manyetomotor kuvveti(MMK) endüvi akımının bir fonksiyonudur ve şönt alanın MMK'sı ile aynı yöndedir.



Şekil 3.4. DA motorlarının genel devre diyagramları
a) Yabancı uyartımlı
b) Şönt uyartımlı
c) Sabit mıknatıslı
d) Seri uyartımlı
e) Kompunt uyartımlı

3.4. Sürekli Durumda Hız Moment İlişkisi

Sürekli durumda çalışan bir DA motorunun eşdeğer devresi Şekil 3.5'de verilmektedir. Endüvi devresi direnci R_a; yabancı ve şönt uyartımlı motorlarda endüvi sargısı direncine, seri ve kompunt uyartımlı motorlarda ise seri alan sargısının direnci ile endüvi sargısı direncinin toplamına eşittir. Sürekli durumda DA motorun temel denklemleri;

$$E_a = k_m \, \Phi \, \omega_m \tag{3.1}$$

$$V_a = E_a + I_a \, R_a \tag{3.2}$$

$$T_e = k_m \, \Phi \, I_a \tag{3.3}$$

şeklindedir.

Burada;

Φ : Kutup akısı (Wb)

I_a : Endüvi akımı (A)

V_a : Besleme gerilimi (V)

ω_m : Endüvi hızı (rad/s)

T_e : Motorun ürettiği moment (Nm)

k_m : Konstrüksiyon (imalat) sabiti

E_a : Zıt e.m.k (V)

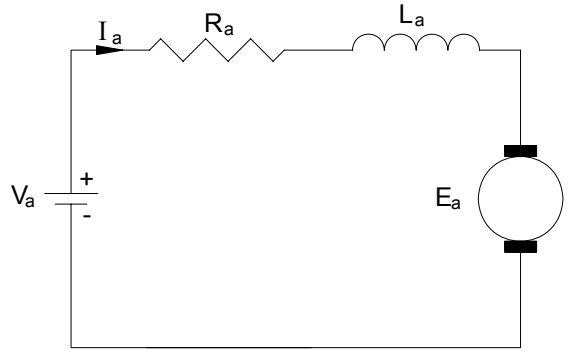
olarak tanımlanır.

Eş. 3.1-Eş. 3.3 kullanılarak

$$\omega_m = \frac{V_a}{k_m \Phi} - \frac{R_a}{k_m \Phi} I_a = \frac{V_a}{k_m \Phi} - \frac{R_a}{(k_m \Phi)^2} T_e \qquad (3.4)$$

elde edilir.

Eş. 3.1- Eş 3.4'de olan ifadeler yabancı, şönt, seri veya kompunt uyartımlı motorlara uygulanabilir.



Şekil 3.5. Sürekli durumda DA motorun endüvi eşdeğer devresi

Yabancı uyartımlı motorlarda eğer alan akımı sabit tutulursa manyetik akı Eş (3.3)'deki moment ifadesindeki gibi sabit kabul edilebilir. Bu nedenle ;

$$C = k_m \, \Phi \tag{3.5}$$

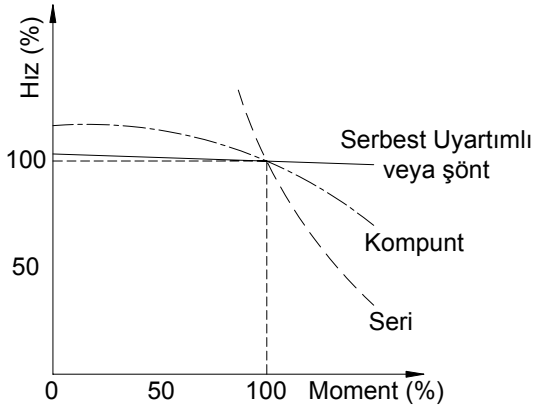
yazılabilir. Eş. 3.5'i Eş. 3.1, Eş. 3.3 ve Eş 3.4'te yerine yazarsak ;

$$T_e = C \, I_a \tag{3.6}$$

$$E_a = C \, \omega_m \tag{3.7}$$

$$\omega_m = \frac{V_a}{C} - \frac{R_a}{C} \, I_a = \frac{V_a}{C} - \frac{R_a}{C^2} \, T_e \tag{3.8}$$

sonuçları ortaya çıkar.



Şekil 3.6. DA motor hız-moment karakteristikleri

Böylece, Şekil 3.6'da gösterildiği gibi yabancı uyartımlı motorun hız moment karakteristiği doğrusal olur. Boşta çalışma hızı, endüvi gerilimi ve alan uyartım değerleri ile hesaplanabilir. Eş. 3.8'den görüldüğü gibi moment artarken hız azalır ve hız regülasyonu endüvi direncine bağlanır. Pratikte endüvi reaksiyonundan dolayı alan akımı sabit tutulmasına rağmen, moment artarken akı azalır. Bu nedenle hızda meydana gelecek azalma Eş. 3.8'de verilen hızdaki azalmadan daha az olacaktır. Yüksek yük momentlerinde alan zayıflamasından dolayı makine düzensiz çalışmaya

yönelebilir. Bu durumda ilave alan sargısı, endüvi reaksiyonunun ters manyetik alanı bozucu etkisini azaltmaya çalışacaktır.

Yabancı uyartımlı ve orta büyüklükte bir motor için, yüksüz durumdan tam yük durumuna doğru hızdaki düşüş yaklaşık %5 kadardır. Yabancı uyartımlı motorlar iyi hız regülasyonu ve değişken hız ayarı gerektiren uygulamalarda kullanılırlar.
Seri motorlardaki manyetik akı, endüvi akımının bir fonksiyonudur. Manyetik doyuma ulaşmadığı bölgede Φ, I_a ile doğru orantılı olarak göz önüne alınabilir.

$$\Phi = k_f \; I_a \tag{3.9}$$

Eş. (3.9), Eş. (3.1), (3.3) ve (3.4)'te yerine konulursa;

$$T_e = k_m \; k_f \; I_a^{\,2} \tag{3.10}$$

$$\omega_m = \frac{V_a}{k_m \; k_f \; I_a} - \frac{R_a}{k_m \; k_f} \tag{3.11}$$

$$\omega_m = \frac{V_a}{\sqrt{k_m \; k_f}} \; \frac{1}{\sqrt{T_e}} - \frac{R_a}{k_m \; k_f} \tag{3.12}$$

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi seri motor momentindeki artış, endüvi akımının ve bu yüzden akının artmasına neden olur. Bu nedenle, indüklenen gerilim ile uygulanan gerilim arasında bir denge oluşuncaya kadar hız düşmelidir. Bu yüzden karakteristik eğride yüksek bir düşüş meydana gelmektedir.

Seri motorları yüksek kalkış momentine ihtiyaç duyulan uygulamalarda ve yüksek moment gerektiren yükler için kullanmak uygundur. Bu nedenle yabancı uyartımlı motor ile karşılaştırıldığında, momentteki aynı artış miktarı için motor akımında daha az oranda artış meydana gelir. Böylece, yüksek moment gerektiren yükler sürülürken kaynağın aşırı yüklenmesi önlenir ve motorun aşırı yük altındaki sıcaklığı uygun bir değerde tutulur.

Eş. 3.12'ye göre hız, momentin karekökü ile ters orantılıdır. Bu nedenle moment düşerken hız artar. Genellikle bir DA motorun mekanik aksamı motor hızının nominal hızın iki katına kadar çıkmasına müsaade eder. Seri motorlar, nominal hızın iki katını aşan uygulamalarda motor momentinin çok düşük olmasından dolayı tercih edilmezler. Seri motorlar sık sık kalkış gerektiren ve aşırı yük momentlerinin sürülmesi gerektiği yerlerde aynı zamanda momentin güvenilir minimum bir değerin altına düşmediği uygulamalarda kullanılabilir.

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi kompunt motorun hız-moment karakteristiğine göre yüksüz durumdaki hız şönt alanın büyüklüğüne ve hızdaki azalma ise seri alanın büyüklüğüne bağlıdır. Kompunt motorlar, seri motorlara benzer şekilde düşme karakteristiğine ihtiyaç duyulan uygulamalarda kullanılırlar ve yüksüz durumdaki hız güvenli bir değerle sınırlıdır. Kaldıraçlar, vinçler ve buna benzer uygulamalarda tercih edilirler. Ayrıca geniş bir aralıkta yük değişimi gerektiren uygulamalarda kullanılırlar.

Şekil 3.6'da gösterilen karakteristikler doğal hız-moment karakteristikleri olarak adlandırılırlar. Bu karakteristikler, moment nominal gerilim ve akı değerlerinde ve endüvi veya alan devrelerine harici bir direnç ilave olmadığı durumda çalışırken elde edilir [37].

3.5. DA Motor Hız Kontrol Yöntemleri

DA motorun hız-moment ilişkisi Eş. 3.4'te gösterilmiştir. Bu eşitlikte hız aşağıda verilen üç yöntemden biri ile kontrol edilir.

- Motora uygulanan gerilim değiştirilerek,
- Alan sargısının oluşturduğu manyetik alan değiştirilerek,
- Endüvi devresine direnç ilave edilerek.

Bu üç yöntemden en çok kullanılanı motora uygulanan gerilim değiştirilerek yapılan hız kontrol yöntemidir. Bu hız kontrol yönteminde motorun boşta çalışma hızı da kontrol edilerek farklı gerilim değerleri için motorun hız-moment karakteristiğinin

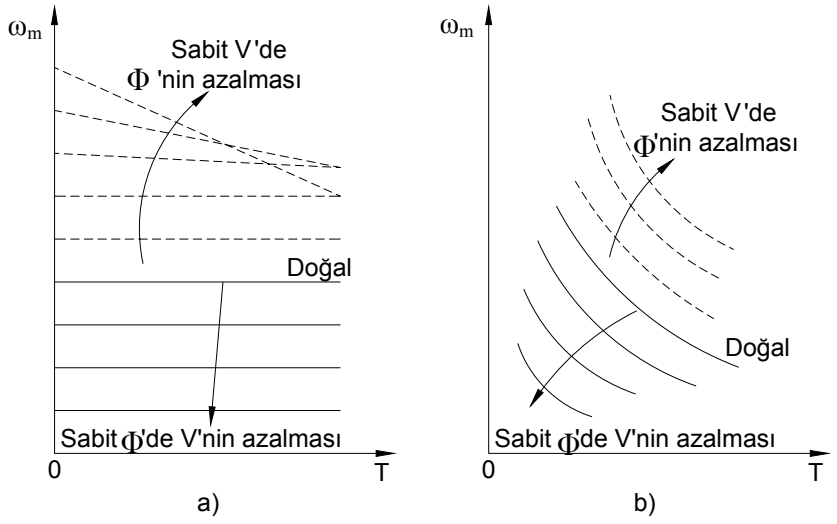
eğimi değişmemektedir. Bununla birlikte motorun hızı ancak sıfır ile anma hızı arasındaki bölgede ayarlanabilmektedir. Endüvi devresine direnç ilave edilerek DA motorun hız kontrolü yapılacak olursa birçok dezavantajlar ortaya çıkmaktadır. Ancak bu yöntem basit ve ucuz bir yöntemdir. İlave dirençten dolayı bu yöntemin bazı dezavantajları $I^2 R$ kayıpları, boşta ve hafif yük altında motor hızının ancak çok dar bir aralıkta değiştirilebilmesi, anma hızın üzerine motor hızının ayarlanamaması ve endüvi devresine ilave edilen direnç değeri arttıkça motorun hız-moment karakteristiği eğiminin büyük ölçüde artması nedeniyle motor hızının anma hızının çok altında bir değere ayarlanamamasıdır. Sadece alan sargısının oluşturduğu manyetik alan değiştirilerek motorun hız kontrolü yapılacak olursa, motorun hızı ancak anma hızın üzerinde bazı hız değerlerine ayarlanabilir ve bu durumda motorun sürdüğü yük sabit kalacak olursa motor aşırı yüklenmektedir. Bundan dolayı da motorun aşrı yüklenmemesi için özel bir yükü sürmesi gerekir [38].

3.5.1. Motor geriliminin değiştirilmesi ile yapılan hız kontrolü

Sürekli durumda çalışan yabancı veya seri uyartımlı bir DA motorun gerilimi azalırsa, Şekil 3.5'den görüldüğü gibi endüvi akımı ve buna bağlı olarak motor momenti azalacaktır. Motor momenti yük momentinden daha az olduğundan motor hızı ve dolayısıyla zıt emk azalır. Bu azalma, motor momenti yük momentine eşit olana kadar devam eder. Eğer yabancı uyartımlı motor gerilimi büyük ölçüde azalırsa zıt emk değerinden daha küçük olur. Endüvi akımı yön değiştirerek motorun negatif moment üreten bir generatör gibi çalışmasına neden olur. Bu çalışma zıt emk'nın uygulanan gerilime eşit olduğu değeri sağlayan hıza ulaşıncaya kadar devam eder. Seri motorda uygulanan gerilimde bir azalma olursa motor generatör gibi çalışmaz ve üretilen moment yük momentinde küçük olduğu için hız azalır. Diğer taraftan DA motor sürekli durumda çalışıyorken besleme geriliminde bir artış olursa Eş. 3.2 ve Eş. 3.3'e göre endüvi akımı ve buna bağlı olarak moment artarak motor hızlanır ve bunun sonucu olarak da emk artar. Sonuç olarak momentin yük momentine eşit olduğu daha yüksek bir hız değerine kadar ulaşılır. Hızın artması veya azalması durumunda endüvi gerilimindeki değişme düşük oranda olmalıdır. Endüvi

geriliminde büyük oranda değişim endüviden büyük bir akımın akmasına ve bu nedenle komütatörün tahrip olmasına veya ömrünün azalmasına neden olur.

Sabit farklı gerilim değerleri için yabancı ve seri uyartımlı DA motorlarının sürekli durumdaki hız-moment karakteristikleri Şekil 3.7a ve 3.7b'de gösterilmiştir. Besleme geriliminin azalması ile motor doğal hız-moment eğrisi ile moment ekseni arasında herhangi bir hız-moment değerinde çalıştırılabilir. Şekil 3.7a'da görüldüğü gibi yabancı uyartımlı DA motor farklı besleme gerilimi değerinde boşta çalışma hızı da değişir ve sabit farklı besleme gerilimi değerleri için motorun hız-moment karakteristikleri birbirlerine paraleldir. Motor gerilimi anma değerinin üzerine çıkamayacağı için bu hız kontrol yöntemi motoru sadece doğal hız-moment karakteristikleri altındaki bölgede çalıştırmak için kullanılabilir. Bu hız kontrol yönteminin en önemli özelliği hızdaki değişimin hız-moment karakteristiğine etki etmemesidir. Motorun bu özelliğinden dolayı motor sıfır ile anma hızı arasında kontrol edildiği takdirde motor momenti sabit gücü ise değişken olmaktadır. Bu yöntem uygulamada kullanılacak kontrollü DA gerilim ise AA-DA veya DA-DA konverterlerden biri ile elde edilebilir.



Şekil 3.7. Farklı gerilim ve manyetik akı için hız-moment karakteristikleri
a. Yabancı uyartımlı DA motoru
b. Seri uyartımlı DA motoru

3.6. Yabancı Uyartımlı Doğru Akım Motoru

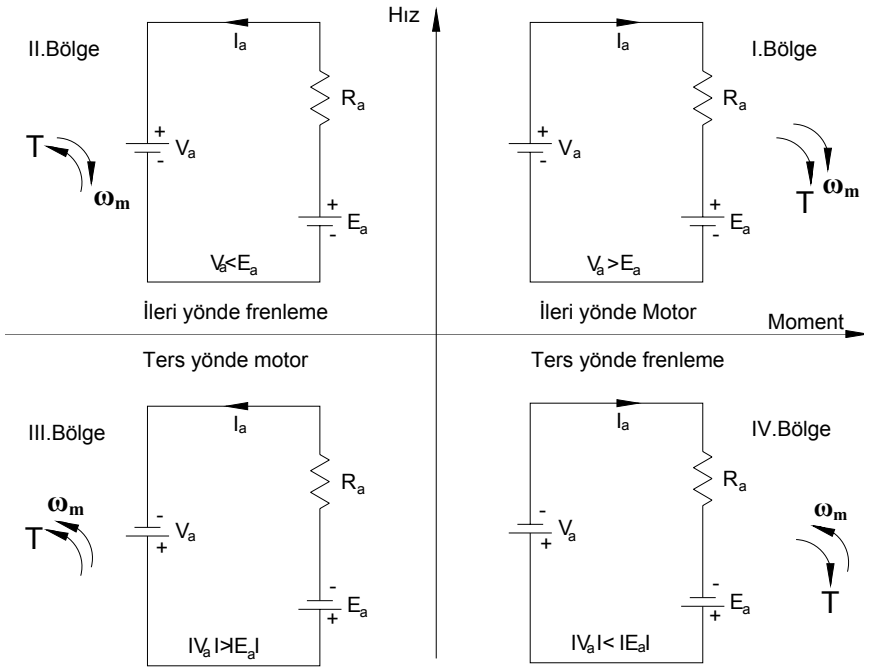
Yabancı uyartımlı DA motorunda temelde birbirinden bağımsız iki sargı bulunmaktadır. Bunlardan birisi manyetik alanın oluşmasını sağlayan ve endüktörde bulunan endüktör sargısıdır. Diğeri ise endüviye yerleştirilmiş, kollektör ve fırçalar yardımıyla beslenerek magnetik-motor-kuvvetini oluşturan sargıdır. Burada iki sargın birbirinden bağımsız beslenmesi kontrol açısından kolaylık sağlamaktadır.

Günümüzde DA motorları AA motorlarına göre çok yaygın olmamalarına karşın, bazı kesin uygulamalar için daha uygun olmaktadırlar. DA motorları değişken karakteristiklere sahiptirler ve değişken yapıdaki sürücülerde geniş bir şekilde kullanılmaktadırlar. Bu motorlar yüksek bir kalkış torku sağlayabilmekte ve geniş bir aralıkta hız kontrolüne de imkân tanımaktadır. Hız kontrol yöntemleri, AC sürücülerine göre daha basit ve ucuz olmaktadır. DA motorları, kollektörlü olmaları sebebiyle yüksek hızlı uygulamalar için uygun olmamakta ve AC motorlarına göre daha fazla bakım gerektirmektedir. Buna karşın elektronik cihazlarda soğutma amaçlı fanları döndüren küçük ünitelerden haddehanelerde tamburları süren 10 000 HP'lik motorlara kadar, çatallı kaldırıcılar, delgi ve zımba mengeneleri, akü ile çalışan elektrikli araçlar gibi birçok uygulamalarda kullanılmaktadırlar.
Endüvi ve uyartım sargılarının ayrı kaynaklardan beşlendiği yabancı uyartımlı DA motoru vasıtasıyla çok esnek kontrol yapılabilmektedir. Bu düzenleme motorun hız tork karakteristiği hemen hemen ideal bir karakteristiğe yaklaştırmaktadır. Endüvi gerilimi kontrollü bir doğrultucu veya bir kıyıcıdan kontrol edilebilmektedir. Eğer endüktör akımı kontrol edilmesi istenirse, benzer düzenleme geçerli olabilmektedir [39].

3.6.1. Yabancı uyartımlı doğru akım motorunun dört-bölgeli çalışması

Dört-bölgeli konverter sürücüler enerji tasarrufu özelliğinden dolayı genellikle faydalı frenleme ile çalışırlar. Şekil 3.8'de farklı bölgelerde çalışma durumları için kaynak gerilimi, zıt emk ve endüvi akımının yönleri gösterilmiştir. V besleme gerilimi, E_c zıt emk ve I_a endüvi akımının yönleri ileri yön motor çalışma

bölgesinde (I. Bölge) pozitif kabul edilir. Bu nedenle moment ile hız da bu bölgede pozitiftir.



Şekil 3.8. DA motorunun dört-bölgeli çalışması

Motor ileri yönde frenleme bölgesinde (II. Bölge) çalışırken, motorun hız yönü değişmediğinden dolayı zıt emk pozitif kalmaya devam edecektir. Ancak moment negatif olduğundan enerji akışı yön değiştirir. Bu durumda endüvi akımı ters yönde olmak zorundadır ve kaynak gerilimi V, zıt emk E_a 'den daha küçüktür. Ters yönde motor çalışmada (III. Bölge) ise hız ters yönde olduğundan zıt emk da ters yönde olur. Momenti negatif ve enerji akışını kaynaktan motora doğru tutmak için kaynak gerilimi ve endüvi akımı ters yönde olmalıdır. ($|V_a| > |E_a|$). Ters yönde frenleme bölgesinde (IV. Bölge) zıt emk negatif ancak moment pozitif olduğu için enerji akışı motordan kaynağa doğru ve endüvi akımı I_a pozitif, besleme gerilimi V_a ise negatif alınmalıdır ($|V_a| < |E_a|$). Farklı dört çalışma bölgesi için kaynak gerilimi ve akımının yönleri Çizelge 3.1'de özetlenmiştir.

Çizelge 3.1. Dört çalışma bölgesi için kaynak gerilimi ve akım yönleri

Çalışma Bölgesi	Kaynak Gerilimi	Kaynak Akımı
İleri yönde motor (I. Bölge)	+	+
İleri yönde frenleme (II. Bölge)	+	-
Ters yönde motor (III. Bölge)	-	-
Ters yönde frenleme (IV. Bölge)	-	+

İleri yönde motor ve frenleme (I. Ve II. Bölge) içeren bir çalışma için, pozitif gerilimli ve her iki yönde akım taşıyabilen bir kaynağa ihtiyaç duyulduğu Çizelge 3.1'den anlaşılmaktadır. İleri yönde motor ve ters yönde frenleme (I. ve IV. Bölge) içeren bir çalışma için kaynak her iki yönde de gerilim sağlayabilmelidir. Sonuç olarak kaynak 4 bölgeli çalışmada her iki yönde akım taşıyabilmeli ve her iki yönde gerilim verebilmelidir.

3.6.2. Yabancı uyartımlı doğru akım motorun matematiksel modeli

Karmaşık sistemleri anlamak ve kontrol etmek için, bu sistemleri tanımlayan matematiksel modellerin oluşturulması gerekmektedir. Bundan dolayı sistem değişkenleri arasındaki ilişkilerin analiz edilmesi ve matematiksel modelinin de bulunması gerekmektedir. Gerçekte incelenen sistemler dinamik yapılardır ve bunların tanımlayan denklemlerde genellikle diferansiyel denklemlerdir.

Değişkenler bazı sınırlar içinde olduklarında fiziksel sistemlerin büyük bir çoğunluğu lineerdir. Buna karşın değişkenler sınırsız arttırıldığı için bütün sistemler eninde sonunda lineer olmamaktadır. Pratikte, sistemlerin karmaşıklığı ve ilgili faktörlerin ihmal edilmesi, sistemin çalışmasını ilgilendiren varsayımların yapılmasını zorunlu kılmaktadır. Bundan dolayı bilim adamları da, fiziksel sistemi incelemek ve onu lineerleştirmek için bazı gerekli varsayımların yapılmasını faydalı bulmaktadırlar. Bunun neticesinde, lineer eşdeğer sistemi tanımlayan fiziksel kuralları kullanarak bir grup lineer diferansiyel denklem elde edilir. Sonuçta, bazı matematiksel işlemlerden faydalanarak sistemin çalışmasını tanımlayan bir çözüm bulunabilir. Burada bir DA

motorunun matematiksel modelini elde etmek için, fırçalardaki gerilim düşümleri ve histerezis gibi ikinci dereceden etkilerin ihmal edilmesi faydalı olmaktadır. Sistem lineerleştirmek ve sistemin karmaşıklığından kaçınmak için bu varsayımların yapılması gerekmektedir [40].

Doğru akım motorları kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanıldığı için matematiksel modelinin çıkartılması analitik çözümleri kolaylaştırmaktadır. Aşağıda yabancı uyartımlı DA motorunun eşdeğer devresi ve matematiksel modeli verilmiştir. DA motorlarının genel kontrol prensipleri temel ilişkilerden elde edilmektedir. Motor eşdeğer modeli çıkartılırken yapılan kabullenmeler aşağıda verilmiştir.

- Fırçalar dardır ve komitasyon lineerdir. Fırçalar komitasyon oluştuğu zaman bobin kenarlarının kutuplar ortasındaki nötr bölgesine gelecek şekilde konumlandırılmıştır. Endüvi manyetomotor kuvveti'nin (mmk) dalga şekli ise eksen boyunca hava aralığında sabittir ve yatay eksen boyuncadır.
- Endüvi mmk'ti, kutup mmk'tine dik olduğundan endüvi alanının toplam alanı etkilemediği varsayılmıştır.
- Manyetik doymanın etkisi ihmal edilmiştir. Böylece manyetik alanın süper pozisyonu kullanılabilmekte ve endüktansların akımdan bağımsız olduğu kabul edilmiştir [41].

DA motoru tanımlayan matematiksel ifadeler aşağıdaki gibidir:

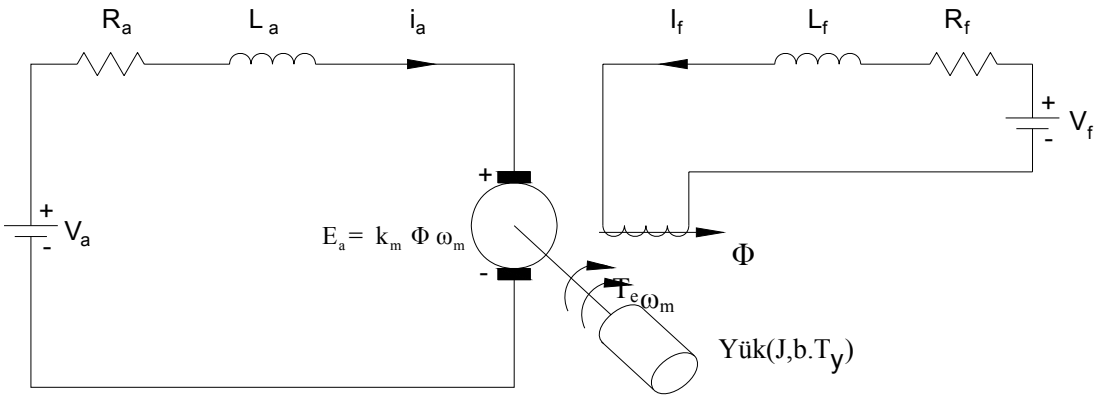
$$V_{f(t)} = R_f\, i_{f(t)} + L_f\, \frac{d}{dt} i_{f(t)} \tag{3.13}$$

$$V_{a(t)} = R_a\, i_{a(t)} + L_a\, \frac{d}{dt} i_{a(t)} + E_a \tag{3.14}$$

$$T_e = J\, \frac{d}{dt} \omega_{m(t)} + b\, \omega_{m(t)} + T_L \tag{3.15}$$

$$E_a = K\ i_f\ \omega_{m(t)} \tag{3.16}$$

$$T_e = K\ i_f\ i_{a_{(t)}} \tag{3.17}$$



Şekil 3. 9. Yabancı uyartımlı DA motorunun eşdeğer devresi

T_L : Yük torku (Nm)

J : Motorun atalet torku (kgm^2)

b : Sürtünme katsayısı (Nms)

K : Hız gerilim katsayısı

Yabancı uyartımlı DA motorunun Şekil 3.9'daki eşdeğer devresi kullanılarak motoru tanımlayan matematiksel eşitlikler yukarıda verilmiştir. Bu tanım bağıntılarının uygun şekilde düzenlenmesiyle DA motorunun durum denklemleri elde edilir. Genel durum ve kontrol vektörleri, durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$X_T = \left[\ i_{a_{(t)}}\ ,\ i_{f_{(t)}}\ ,\ \omega_{m(t)}\ \right] \tag{3.18}$$

$$U = \left[\ V_{a_{(t)}}\ ,\ V_{f_{(t)}}\ ,\ T_L\ \right] \tag{3.19}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{a(t)} \\ i_{f(t)} \\ \omega_{(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & -\frac{K\, i_{f(t)}}{L_a} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ -\frac{K\, i_{f(t)}}{J} & 0 & -\frac{b}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a(t)} \\ i_{f(t)} \\ T_{L(t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a(t)} \\ V_{f(t)} \\ T_L \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Yukarıdaki denklemler,

$$\frac{dX}{dt} = A\ X + B\ U \quad (3.21)$$

şeklinde gösterilebilir. Burada

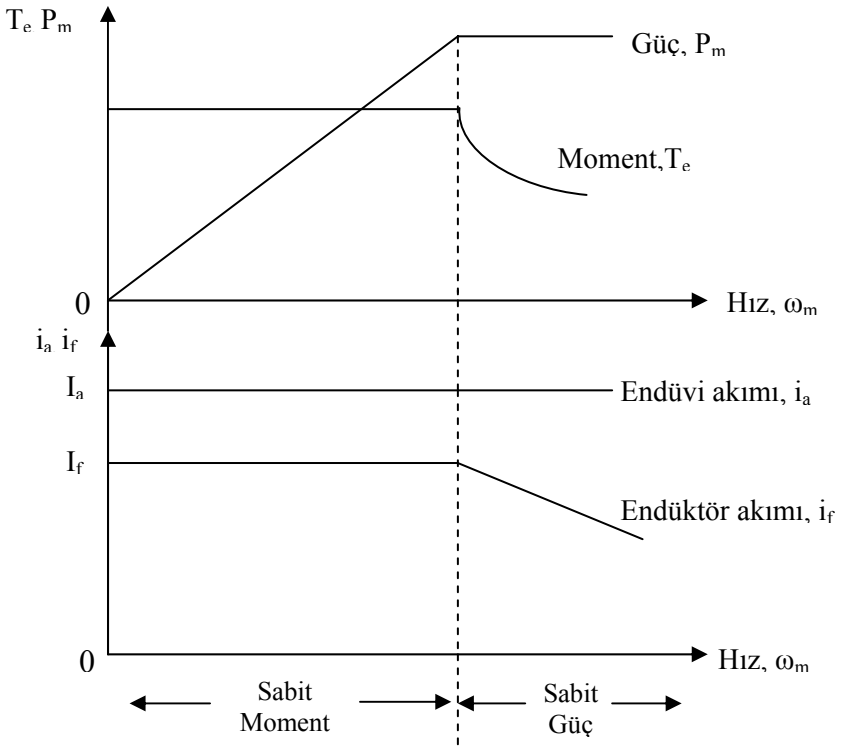
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & -\frac{K\, i_{f(t)}}{L_a} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ -\frac{K\, i_{f(t)}}{J} & 0 & -\frac{b}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

olmaktadır. Görüldüğü gibi A matrisi durum değişkenlerine bağlı elemanlardan oluşmaktadır.

3.7. Doğru Akım Motorunun Kontrolü ve Blok Diyagramı

Otomatik kontrol sistemlerinde çok yaygın bir biçimde kullanılmaları nedeniyle doğru akım motorlarının lineer çalışma halleri için transfer fonksiyonlarının bilinmesi yararlı olmaktadır Kontrol sistemlerinde çoğunlukla yabancı uyartımlı DA motorları kullanılır. Bu motorlar ya endüvi gerilimleri kontrol edilerek ve uyartım gerilimleri sabit tutularak kullanılır, ya da sabit endüvi geriliminde uyartım gerilimi kontrol edilerek kullanılır. Bu sonuncu durumda lineer çalışma sağlamak için endüvi akımı da sabit bir akım kaynağından elde edilebilir [42].

Pratikte, nominal hızın altındaki hızlar için endüvi akımı ve endüktör akımını sabit tutulur, hızı kontrol etmek için de endüvi gerilimi değiştirilir. Nominal hızın üstündeki hızlar için ise, endüvi gerilimi nominal değerinde sabit tutulur ve hızı kontrol etmek için endüktör akımı yani gerilimi değiştirilir. Endüvi gerilimi ile kontrolde tork, endüktör gerilimi ile kontrolde de güç sabit kalır. Şekil 3.10'da hız ile tork, güç, endüvi akımı ve endüktör akımının nasıl değiştiğini göstermektedir.



Şekil 3.10. Yabancı uyartımlı doğru akım motorunun karakteristiği

Endüktör gerilimi ile kontrolün en büyük avantajı, hızın sürekli ve ekonomik bir şekilde ayarlanabilmesidir. Çünkü kontrol elemanlarının fiyatlarını ve boyutlarını etkileyen küçük bir akım endüktör devresinden akar. Kontrol için gerekli olan uygun kontrollü bir gerilim tristörlü veya transistörlü çeviricilerden elde edilebilmektedir. Kontrollü doğrultucular sabit bir AC gerilimden değişken bir DA gerilim sağlar. Oysa kıyıcılar sabit bir DA gerilimden değişken bir DA gerilim sağlar. Genellikle DA motorlarının hız kontrolleri için kontrollü doğrultucular kullanılmaktadır.

3.7.1. Endüvi gerilimi ile kontrol

Kontrol sistemlerinde, endüvi geriliminin değiştirilmesi ile DA motorunun hız kontrolü çok kullanılmalıdır. Motor için gerekli olan kaynak gerilimi çok kullanılan ve güç kazançları çok büyük olan tristörler (yarıiletken kontrollü diyotlar) kullanılarak elde edilmektedir. Bu elemanlar, kapılarına uygulanan işaretlerle alternatif gerilimden ayarlı doğru gerilim sağlarlar. Motorun zaman domeni dinamik denklemleri V_f =sabit olduğundan

$$V_{f_{(t)}} = V_f = I_f \; R_f = \text{sabit} \tag{3.23}$$

$$V_{a_{(t)}} = R_a \; i_{a_{(t)}} + L_a \; \frac{d}{dt} i_{a_{(t)}} + E_a \tag{3.24}$$

$$E_a = K_b \; i_f \; \omega_{m_{(t)}} \;,\; \omega_m = \frac{d\theta_{(t)}}{dt} \;,\; T_e = K_i \; i_{a_{(t)}} \tag{3.25}$$

$$T_e = J \; \frac{d^2 \, \theta_{(t)}}{dt} + b \; \frac{d \, \theta_{(t)}}{dt} + T_L \tag{3.26}$$

olur.

K_b : Geri besleme sabiti
K_i : Tork sabiti

Durum uzayı denklemleri yukarıdaki eşitsizlikler kullanılarak çıkarılacak olursa,

$$X = \left[\; \omega_{m_{(t)}} \quad I_{a_{(t)}} \; \right]^T$$
$$Y = \left[\; \omega_{m_{(t)}} \; \right] \tag{3.27}$$
$$U = \left[\; V_a \quad T_L \; \right]^T$$

olarak tanımlanırsa,

$$X = A\ X + B\ U \qquad (3.28)$$
$$Y = C\ X + D\ U$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{a_{(t)}} \\ i_{f_{(t)}} \\ \omega_{(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & -\frac{K\, i_{f_{(t)}}}{L_a} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ -\frac{K\, i_{f_{(t)}}}{J} & 0 & -\frac{b}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_{(t)}} \\ i_{f_{(t)}} \\ T_{L_{(t)}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a_{(t)}} \\ V_{f_{(t)}} \\ T_L \end{bmatrix} \qquad (3.29)$$

parametreleri bulunur.

Motor dinamik denklemlerinde bütün başlangıç koşulları sıfır alınır ve Laplace dönüşümleri yazılırsa,

$$V_{a_{(s)}} = R_a\ I_{a_{(s)}} + s\ L_a\ I_{a_{(s)}} + K_b\ I_{f_{(s)}}\ W_{(s)} \qquad (3.30)$$

$$K_i\ I_{a_{(s)}} = (\ J\ s + \beta\ )\ W_{(s)} + T_{L_{(s)}} \qquad (3.31)$$

bulunur. $T_{L_{(s)}}$ yük torku Laplace dönüşümü ve $V_{a_{(s)}}$ endüvi gerilimi giriş büyüklüğü olarak alınırsa Eş. 3.30 ve Eş. 3.31'den Şekil 3.11'de verilen blok diyagramı ile göstermek mümkün olur.

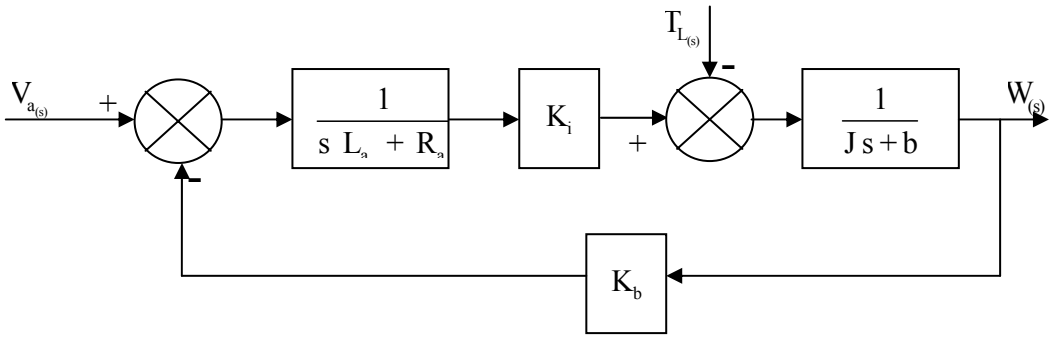
Yük torkunun T_L sıfır olması durumunda $V_{a_{(s)}}$ giriş ve W_s çıkış alınmak üzere motorun transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$G_{(s)} = \frac{\omega_{m_{(s)}}}{V_{a_{(s)}}} = \frac{K_i}{s^2\ J\ L_a + s\ (\ b\ L_a + J\ R_a\ ) + b\ R_a + K_b\ K_i} \qquad (3.32)$$

Eğer yük torku sıfırdan farklı olarak ele alınırsa, bu durumda motor hızı aşağıdaki gibi olur.

$$\omega_{m_{(s)}} = \frac{K_i}{s^2 J L_a + s(b L_a + J R_a) + b R_a + K_b K_i} V_{a_{(s)}} + \frac{R_a + s L_a}{(R_a + J L_a)(J + s b) + K_b K_i} T_L \quad (3.33)$$

Endüvi kontrollü DA motorun blok diyagramı, motora ait transfer fonksiyonu denklemi Eş. 3.33'e göre Şekil 2.11'deki gibi olur.



Şekil 3.11. Endüvi kontrollü yabancı uyartımlı DA motorunun blok şeması

3.7.2. Uyartım akımı ile kontrol

Birçok kontrol uygulamasında sadece uyartım akımı değiştirilerek hız kontrolü yapmak yeterli olabilmektedir. Ancak, bu kontrol biçiminde ω_m, i_f ve i_a değişken olduğundan Eş. 3.30'da görüldüğü gibi (i_f , ω_m) ve (i_f , i_a) çarpımları denklemlerin lineer olmayan denklemler biçimine dönüşmesine yol açar. Bu halde transfer fonksiyonu tanımlanamaz ve denklemler ancak bilgisayar yardımı ile çözülebilir. Buna karşılık yalnız lineerlik sağlamak amacı ile pratikte doğru akım motorunun endüvisinin sabit akım kaynağı ile beslendiği kabul edilir. O halde I_a = sabit olur ve endüvi için gerilim denklemi yazma zorunluluğu ortadan kalkar. Motorun uyarına ve mekanik kapısına ilişkin denklemler,

$$V_{f_{(t)}} = R_f \, i_{f_{(t)}} + L_f \, \frac{d}{dt} i_{f_{(t)}} \quad , (\, T_L = 0 \,) \quad (3.34)$$

$$K_f \, I_a \, i_{f_{(t)}} = J \, \frac{d^2 \, \theta_{(t)}}{dt} + b \, \frac{d \, \theta_{(t)}}{dt} + T_L \quad , \; i_{a_{(t)}} = I_a = \text{sabit} \quad (3.35)$$

olarak yazılır. ω_m ve çıkış V_a giriş olarak alınırsa, ilk koşullar sıfır olmak üzere transfer fonksiyonu için

$$G_{(s)} = \frac{W_{m(s)}}{V_{f(s)}} = \frac{K_f \; I_a}{(s \; J + b) (s \; L_f + R_f)} \tag{3.36}$$

olarak bulunur. Bu transfer fonksiyonunun normalize edilmiş biçimde

$$G_{(s)} = \frac{K_m}{(T_{m1} \; s + 1) (T_{m2} \; s + 1)} \tag{3.37}$$

$$K_m = \frac{K_f \; I_a}{b \; R_f} \; , \; T_{m1} = \frac{J}{b} \; , \; T_{m2} = \frac{L_f}{R_f} \tag{3.38}$$

olarak yazılır. θ çıkış olarak alınırsa transfer fonksiyonu Eş. 3.39 verilmiştir.

$$G_{(s)} = \frac{\theta_{m(s)}}{V_{f(s)}} = \frac{K_m}{s (T_{m1} \; s + 1) (T_{m2} \; s + 1)} \tag{3.39}$$

4. SİMULİNKTE SİMÜLASYON PROGRAMI VE GUI'DE ARA YÜZ

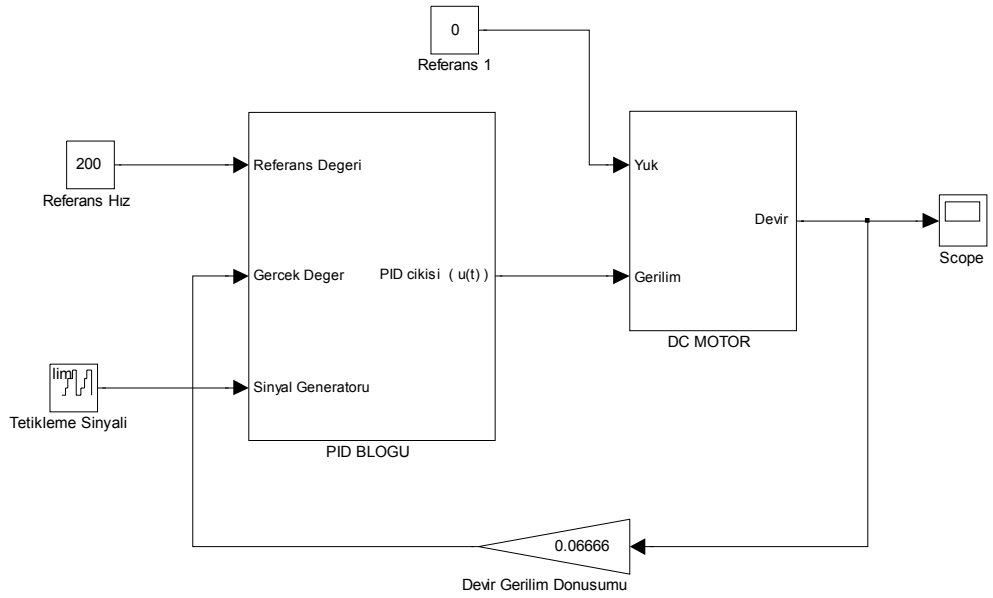
Simulink, sistemlerin modellenmesi ve simülasyonu için Matlab'ta kullanılan bloksal bir gösterimdir. Simulink'te sistemler ekrana blok diyagramlar şeklinde çizilir. Blok diyagramların transfer fonksiyonu, giriş ve çıkış için kullanılan sistemler (sinyal ve ölçüm), fonksiyon jeneratörü ve osiloskop gibi birçok kaynak ve ölçü aletleri Simulink'te mevcuttur. Simulink, Matlab ile bütünleşmiş ve programları arasında bilgi transferinin kolaylıkla yapıldığı bir programdır [42].

4.1. Simülasyon Programı

Yapılan bu çalışmada DA motoruna ait performans eğrisi üzerinden yapılan ölçümler sonucunda PID parametreleri 1 ms aralıklarla belirlenen kriterler sağlanıncaya kadar artırılmıştır. Bu işlem sonucunda elde edilen kazanç değerleri ile DA motoru kontrol edilmiştir. Sistemin hesaplanan kazanç parametreleri ile kontrol edilmesi sonucunda sistemin aşımsız, oturma ve yükselme zamanı iyi olan bir çıkış elde edildiği görülmüştür. Hesaplanan bu parametre değerleri sisteme uygulanmıştır ve sistem dinamiklerinde meydana gelen değişimlere karşılık kazanç parametrelerinin sistem için etkileri dikkate alınarak parametreler değiştirilmiştir. Bu çalışmada yapılan bu işlemler Matlab ve içerisinde yer alan simulink programı kullanılarak yapılmıştır.

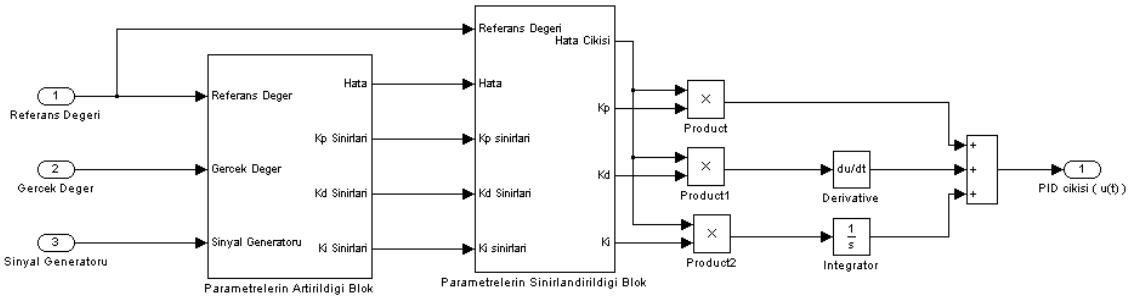
4.2. Simulink'te Oluşturulan Devreler

Matlab'ta hazırlamış olduğumuz simülasyon programı PID parametrelerinin ayarlandığı PID Bloğu ve DA motorunun simüle edildiği DA motoru bloğu olmak üzere Şekil 4.1'de görüldüğü gibi iki ana bloktan oluşmaktadır.



Şekil 4.1. Simulink programında ana bloklar

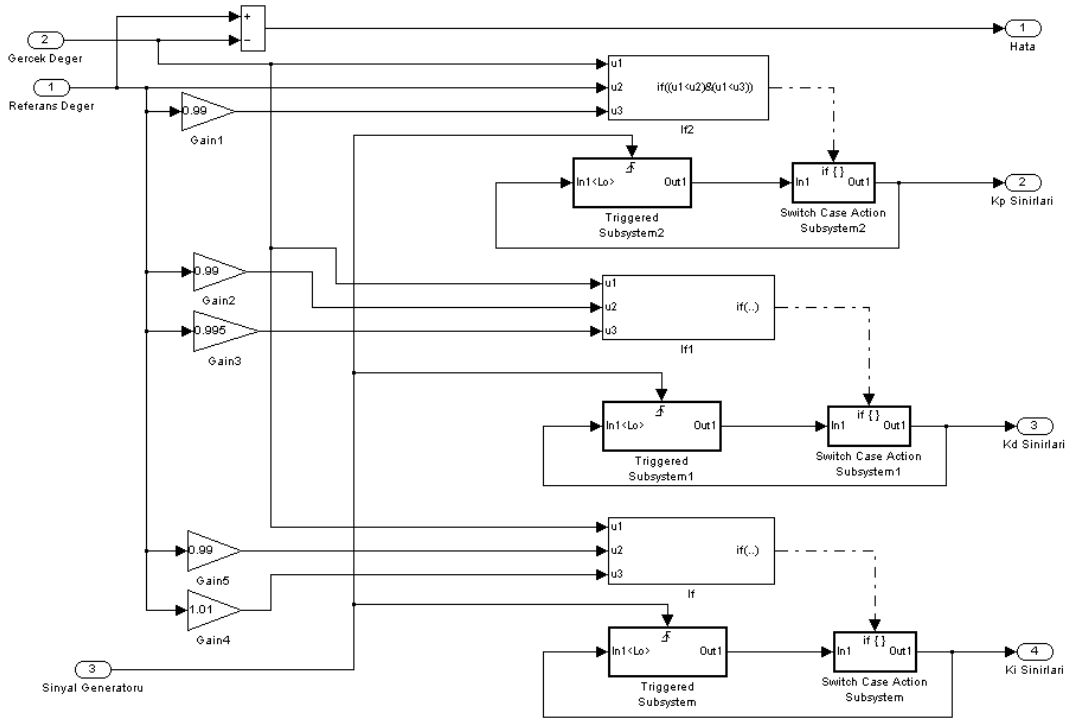
Çalışmamızı oluşturan ana bloklardan birincisi olan PID bloğu Şekil 4.2'de görüldüğü gibi PID parametrelerinin ayarlandığı blok ve parametrelerin sınırlandırıldığı blok olarak iki bloktan oluşturulmuştur.



Şekil 4.2. PID bloğunun iç yapısı

Kazanç parametreleri hesaplanırken performans eğrisi üzerinden yapılan sürekli ölçümler sonucunda gerçek değer ile referans değer arasındaki farka yani hata sinyaline göre kazanç parametre değerleri online olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan bu değerler DA motoruna uygulanmış ve sistemde oluşan yeni çıkış değerine göre kazançları ayarlama işlemi DA motorunun referans değerde çalışana kadar devam ettirilmiştir.

PID bloğu motorun hız eğrisi üzerinden yapılan ölçümlere bağlı olarak kazanç parametrelerinin artırıldığı ve bu artım işlemlerini sınırlandırıldığı iki bloktan meydana gelmiştir. Bu blokların iç yapıları Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'de verilmiştir.

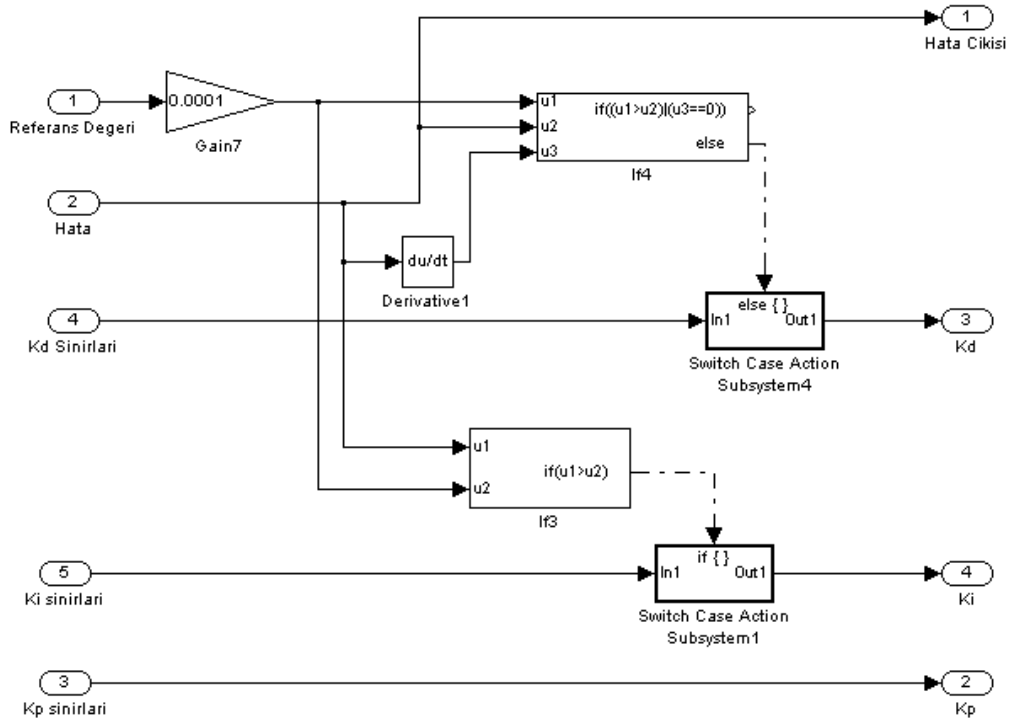


Şekil 4. 3. Parametrelerin artırıldığı bloğun iç yapısı

Şekil 4.3'de blok şeması verilen parametrelerin ayarlandığı blok içerisinde kazançların ayarlama işlemi aşağıdaki şekilde yapılmıştır [41].

i. Başlangıç koşulları itibariyle $K_p = 0,07$, $K_i = 0,003$, $K_d = 0,0001$ olarak kabul edilmiştir.
ii. K_p değeri, gerçek değer referans değerin %99'u oluncaya kadar 1 ms aralıklarla 0.07 olarak artırılmıştır.
iii. K_i değeri, gerçek değer referans değerin %99'undan küçük veya gerçek değerin %99 ile % 101 arasında ise K_i değeri 1 ms aralıklarla 0,003 olarak artırılmıştır.
iv. K_d değeri, gerçek değeri referans hızın %99 ile %99.5 arasında ise K_d değeri 1 ms aralıklarla 0,0001 olarak artırılmıştır.

Belirlenen kriterler ve kazanç parametrelerinin özellikleri dikkate alınarak bazı sınırlamalar geliştirilmesi gerekebilir. Örneğin hatanın sabit kaldığı bir durumda türev kazancının artırılıp yada azaltılmasının sistemin çıkışına bir etkisi olmayacaktır. Aynı zamanda sistemimizde kabul edilebilir bir hata payının bulunması istenilirse de bu da bir sınırlandırma gereği ortaya çıkartacaktır. Bu sınırlandırmaların olduğu blok Şekil 4.4'de gösterilmiştir.

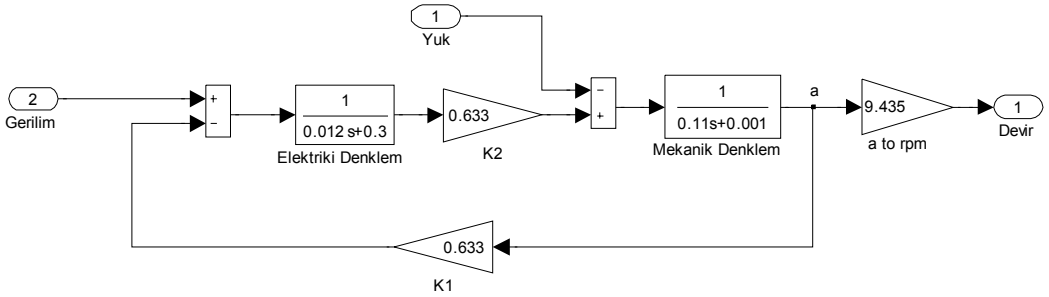


Şekil 4.4. Parametrelerin sınırlandırıldığı bloğun iç yapısı

Şekil 4.4.'de kazançlarının sınırlandırıldığı blok diyagramında aşağıdaki işlemler yapılmıştır [41].

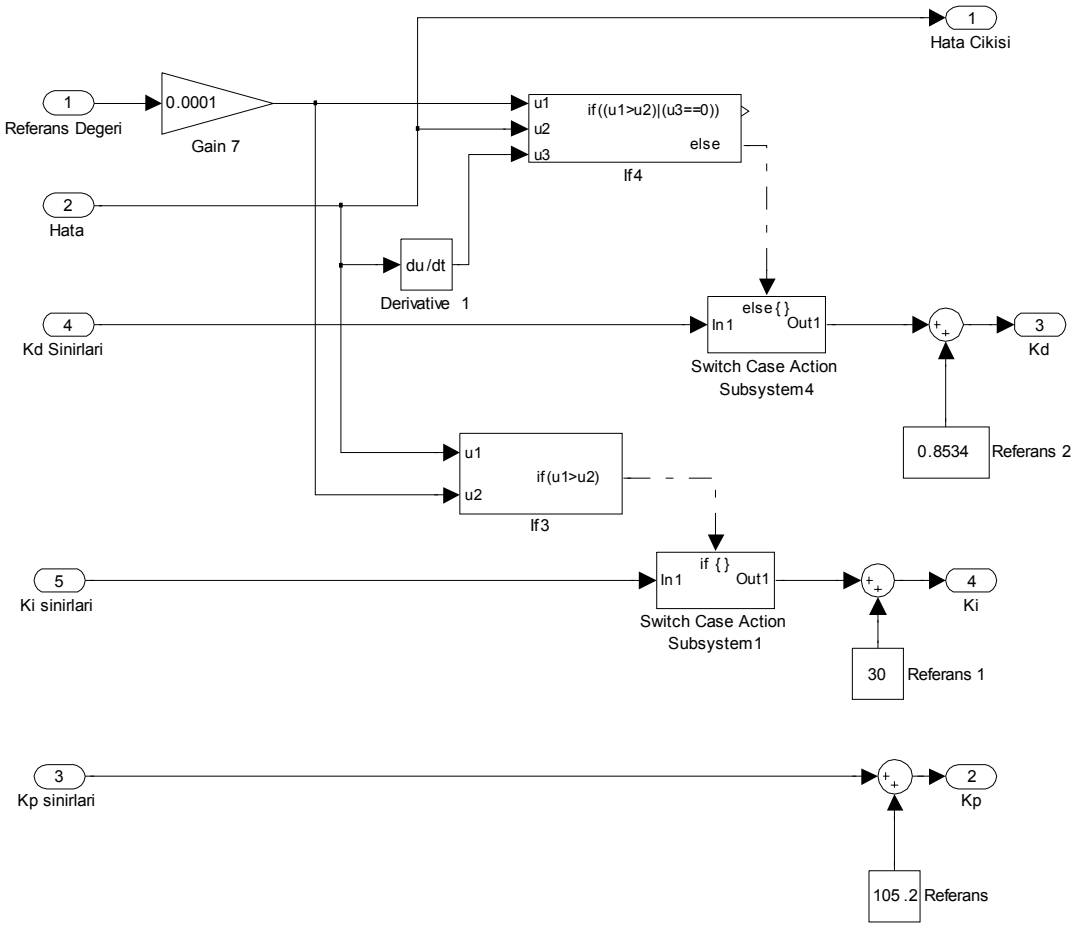
i. Hata değeri, referans değerinin % 0,0001'inden küçükse K_i değerini artırma işlemi durdurulmuştur.
ii. Hata değeri, referans değerinin % 0,0001'inden küçükse veya hata değerinin türevi sıfır ise K_d değerini artırma işlemi sona erdirilmiştir.

PID bloğunda hesaplanan parametre değerleri DA motoruna uygulanmıştır. Bu çalışmada kullanılan DA motorunun simulink programında oluşturulan simülasyonu Şekil 4.5‘de gösterilmiştir. Şekil 4.5’de görüldüğü gibi DA motoru elektriki ve mekaniki olmak üzere iki kısımdan oluşturulmuştur. Burada elektriki denklem endüvi direnci ve endüktansı, mekaniki denklem ise atalet momenti ve sürtünme katsayısı oluşturmaktadır. DA motorunun matematiksel modellenmesi sonucunda elde edilen Şekil 4.5’teki blok diyagramda gerilim sabiti ile moment sabiti eşit alınmıştır.



Şekil 4.5. Simulink programında oluşturulan DA motoru

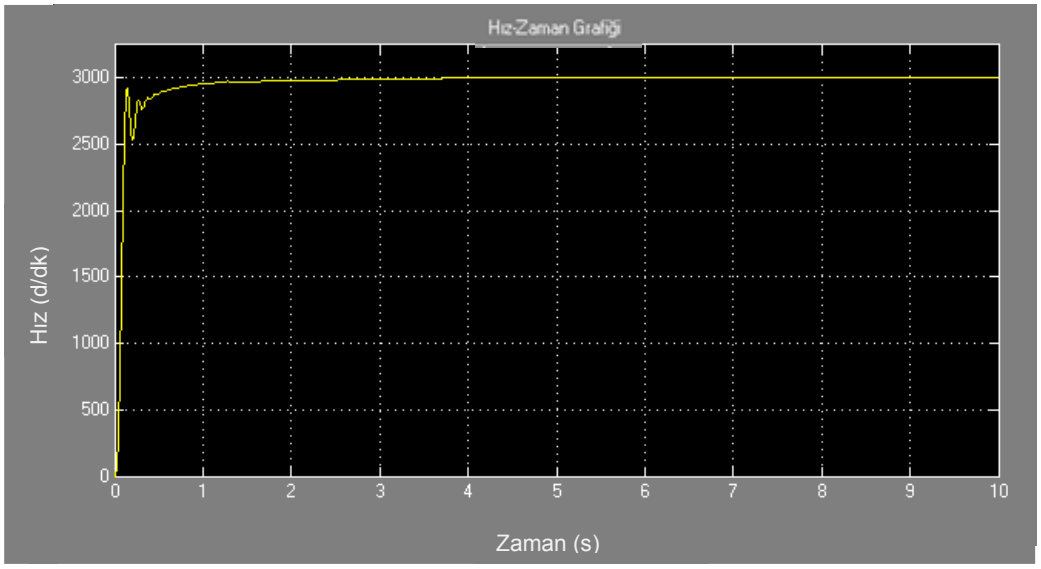
Şekil 4.1’de blok şeması verilen sistem ile DA motoru hız kontrolü gerçekleştirildiğinde aşımsız fakat yükselme, oturma zamanı iyi olmayan ve başlangıçta titreşimin oluştuğu bir kontrol gerçekleştirilmiştir. Bunun için yükselme ve oturma zamanlarını iyileştirmek ayrıca titreşimleri ortadan kaldırmak için Şekil 4.2’deki blok şeması kullanılarak sistem için gerekli kazanç parametreleri hesaplanmıştır. Hesaplanan bu değerlerle Şekil 4.4 daha iyi bir yükselme ve oturma zamanı için Şekil 4.6’daki blok olarak değiştirilmiş ve sisteme uygulanmıştır.



Şekil 4.6. Uygulamada kullanılan parametrelerin sınırlandırıldığı blok

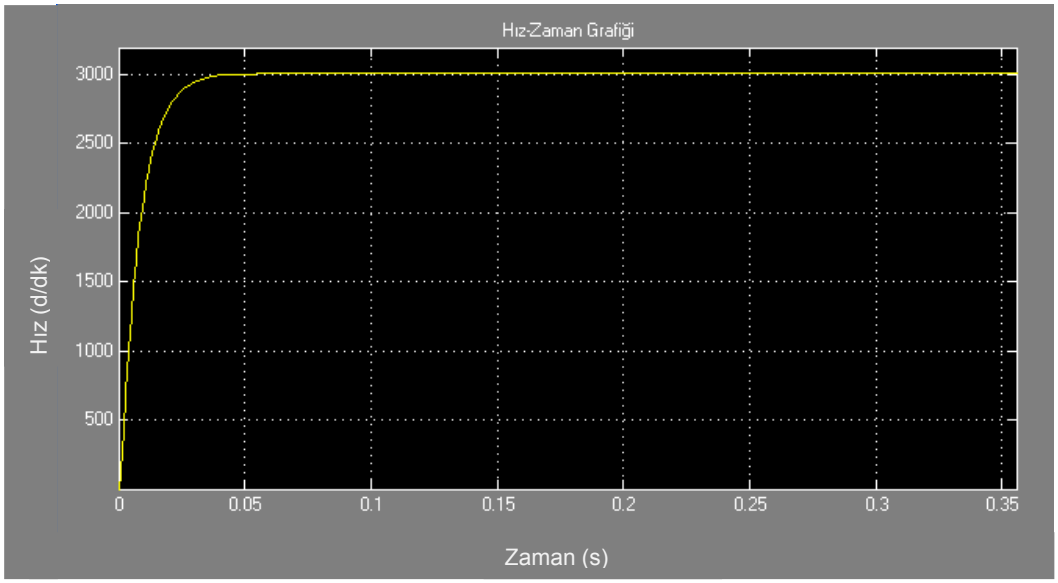
Şekil 4.4'deki parametrelerin sınırlandırıldığı blok ile elde edilen K_p=105,9, K_i =30, K_d=0,8534 kazanç değerleri ile Şekil 4.6'da verilen parametrelerin sınırlandırıldığı blok elde edilmiştir.

Şekil 4.7'de görüldüğü gibi kazanç değerleri Şekil 4.4'deki blok ile direk olarak kontrol edildiğinde DA motoru 8 s'de referans değere ulaşabilmiştir ayrıca 20-50 ms ve 2,5–4 s aralığında bir salınım yaptığı görülmüştür. Şekil 4.4'de elde edilen kazanç değerleri ile Şekil 4.6'da görülen blok ile DA motoru kontrol edildiğinde çıkış değeri Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.7. DA motoru Şekil 4.4'daki blok ile kontrol edildiğinde çıkış grafiği

DA motoru Şekil 4.6'deki blok şema ile kontrol edildiğinde Şekil 4.8'deki hız eğrisinden görüldüğü gibi 50 ms'de referans değerine ulaşmış ve salınım olmadığı görülmüştür.



Şekil 4.8. DA motoru Şekil 4.6'daki blok ile kontrol edildiğinde çıkış grafiği

4.3. Simülasyon Sonuçları

Hız performans eğrisi (HPE) üzerinden kazanç parametrelerinin belirlenmesi için hazırlanmış olan bu çalışmada simülasyon sonuçları iki bölümde incelenmiştir. Birinci bölümde sabit yük ya da referans değerlerine bağlı olarak kazanç parametrelere değerleri, ikinci bölümde ise değişken yükler uygulayarak sistemin verdiği tepki eğrisi için değişen parametre değerleri hesaplanmıştır.

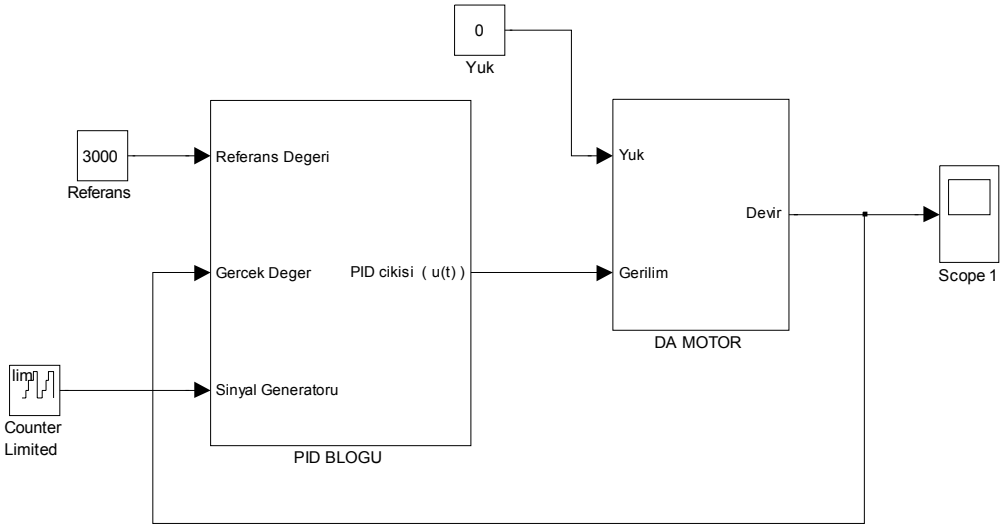
4.3.1. Sabit koşullar altında çalışan sistemin PID katsayılarının belirlenmesi

Sabit bir yük altında çalışan bir doğru akım motoruna uygun PID parametrelerinin belirlenmesi için simulink programında yapılmış olan Şekil 4.3 ve Şekil 4.6'deki bloklar kullanılarak çeşitli referans değerleri için hesaplanan kazanç değerleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Değişken referans değerlerine göre yüksüz kazanç değerleri

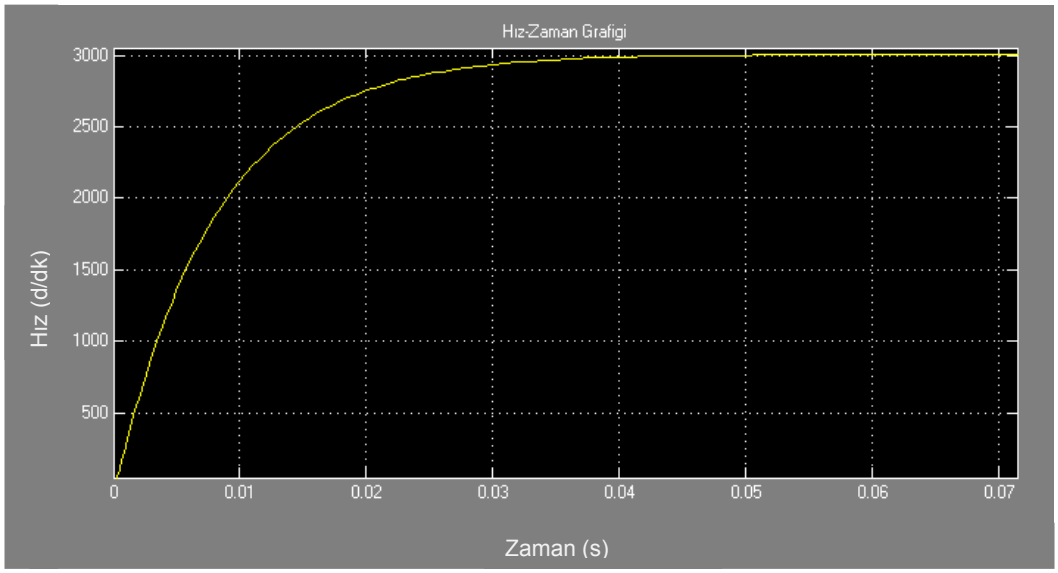
Referans Hız(d/dk)	Referans Gerilim (Volt)	K_p	K_i	K_d	Oturma Zamanı (ms)	Yükselme Zamanı (ms)
3000	200	107,2	30,07	0,85	42	18,5
2250	150	107,2	30,07	0,854	42	18,5
1500	100	107,2	30,07	0,854	42	18,5
750	50	107,2	30,07	0,854	42	18,5

Şekil 4.2'deki blok şemalarla hesaplanan ve Çizelge 4.1'de verilen PID değerleri Şekil 4.9'da HPE ile kontrol sistemine uygulanmıştır.

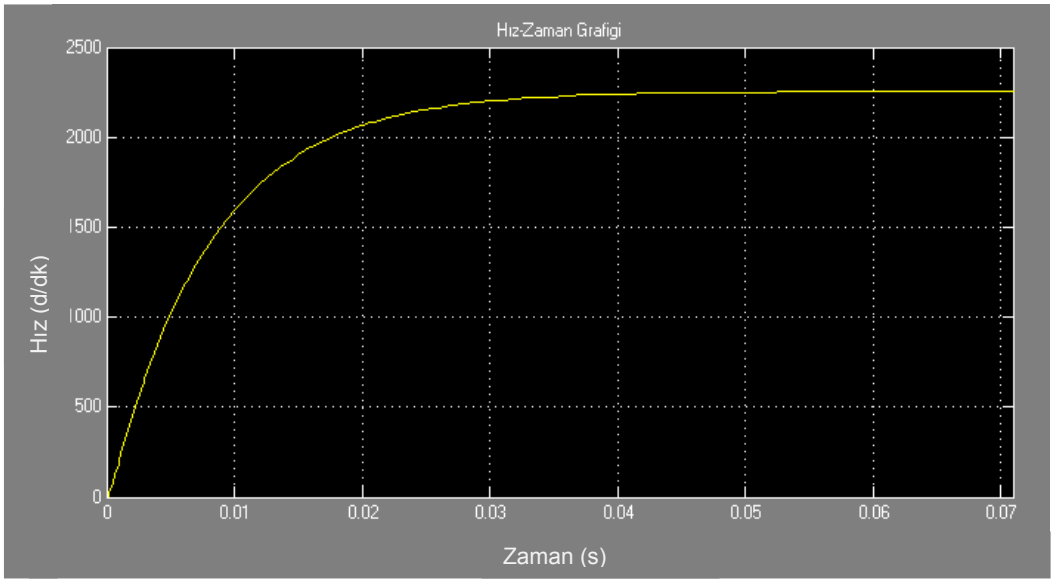


Şekil 4.9. HPE ile hesaplanan PID kontrol ile DA motorunun kontrolü

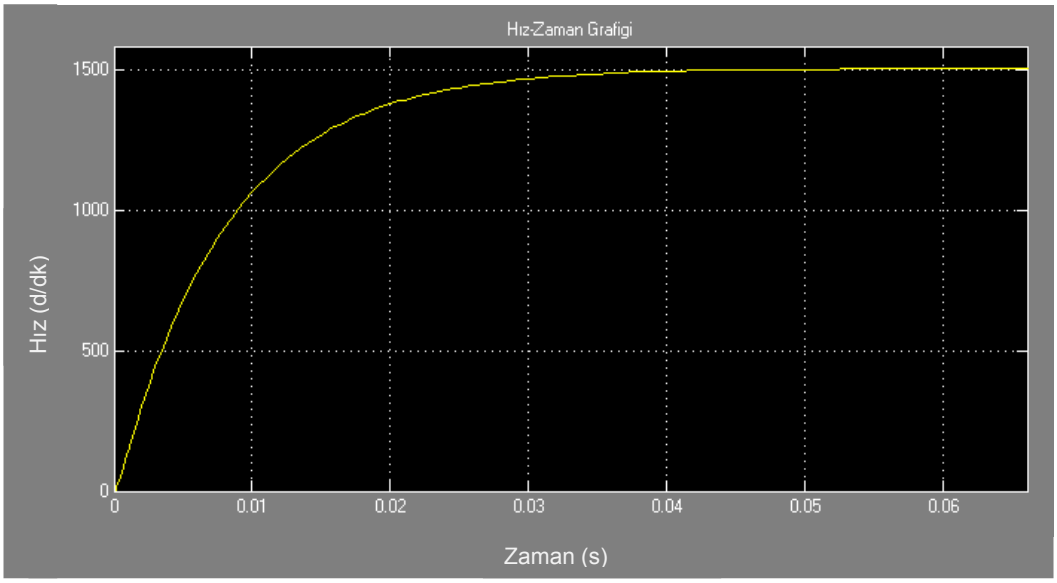
Çizelge 4.1'deki PID parametreleri Şekil 4.9'daki devreye uygulandığında farklı referans değerlerinde çalışan DA motorunun çıkış eğrileri Şekil 4.10-Şekil 4.13'de verilmiştir.



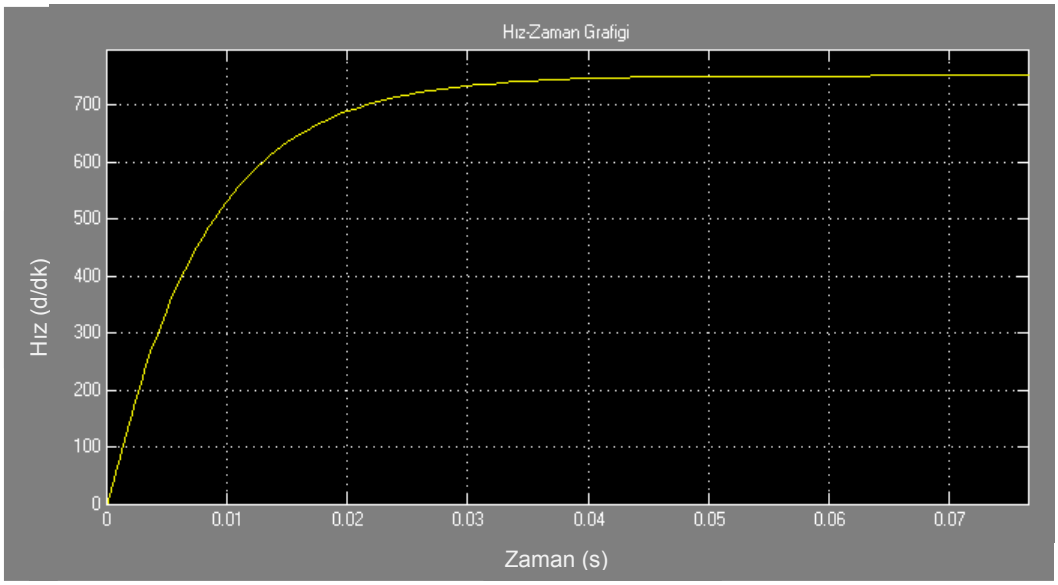
Şekil 4.10. 3000 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı



Şekil 4.11. 2250 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı



Şekil 4.12. 1500 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı



Şekil 4.13. 750 d/dk referansta ile çalışan DA motorunun çıkışı

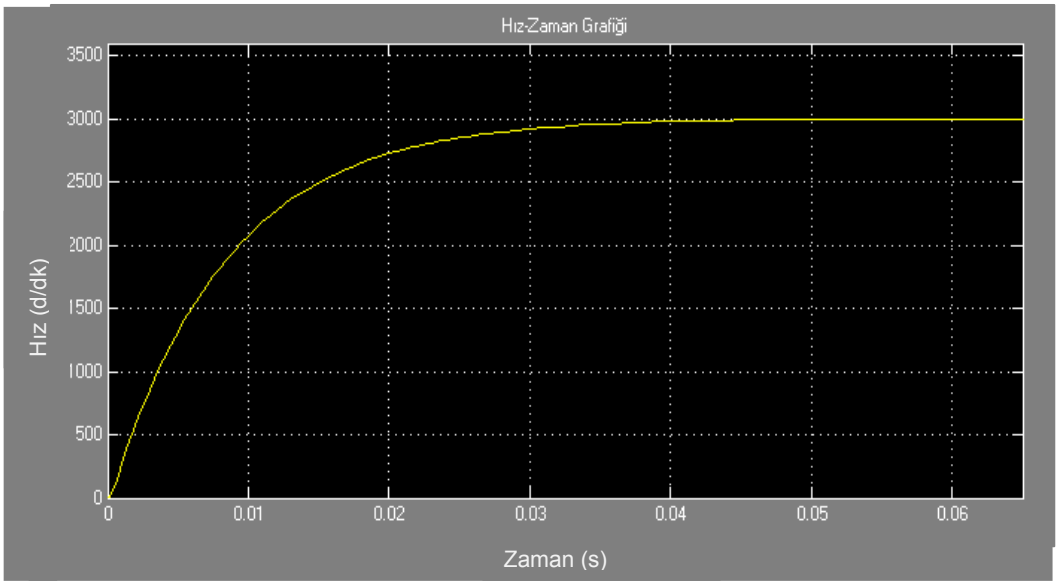
Şekil 4.10-Şekil 4.13'de DA motorunun referans değerinde çalıştığı görülmüştür. Şekil 4.9'daki bloklar kullanılarak hesaplanan PID parametreleri ile oluşturulan Çizelge 4.1'deki verilerden yük değeri değişmediği zaman referans değerleri değişse bile kazanç parametrelerinin, oturma ve yükselme zamanlarının da değişmediği belirlenmiştir.

Referans değerleri sabit kalmak şartıyla yük değerleri değiştirilerek Çizelge 4.2'de verilen PID parametreleri Şekil 4.9'da oluşturulan simülasyon devreleri kullanılarak bulunmuştur. Kullanılan DA motoru 4,75 Nm torka sahiptir. Sistem değişimlerini daha iyi inceleyebilmek için simülasyon programında motora daha fazla yük uygulanmıştır. Çizelge 4.2'deki veriler Şekil 4.9'daki bloğa uygulanmış ve çıkış eğrileri Şekil 4.14-Şekil 4.20'de verilmiştir.

Çizelge 4.2. Sabit yükte referansı 3000 d/dk olan DA motoru kazanç değerleri

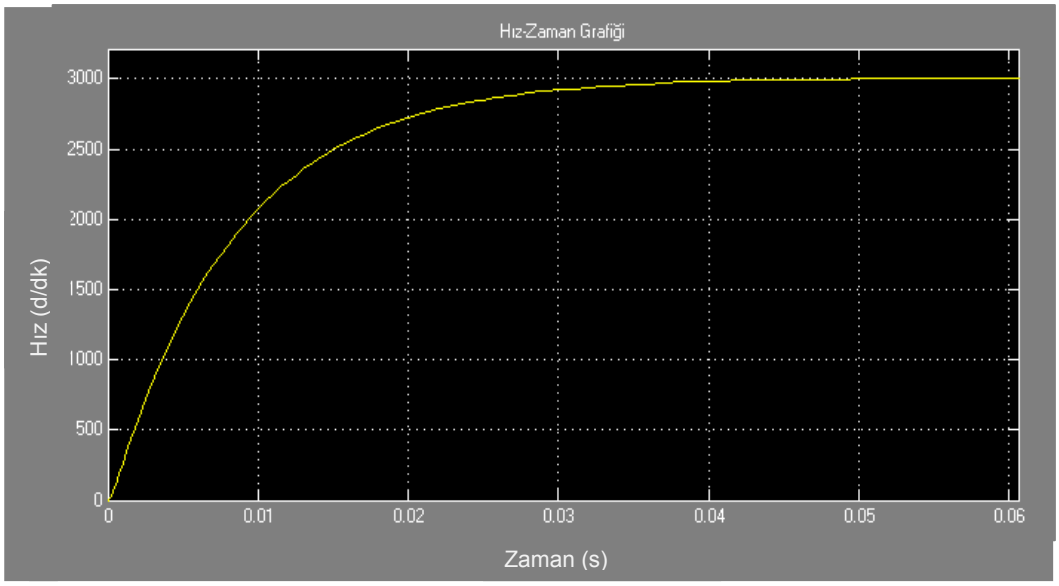
Sıra	Yük (Nm)	K_p	K_i	K_d	Yükselme Zamanı (ms)	Oturma Zamanı (ms)
1	1	107,2	30,07	0,8592	19,2	44,5
2	2	107,6	30,07	0,8593	19,3	48
3	4	117,2	30,07	0,845	16,7	38
4	4,75	112,4	30,07	0,8493	18,3	40
5	6	116,8	30,07	0,8453	16,7	41
6	8	105,9	30,07	0,8563	18,7	46
7	10	108,3	30,07	0,8534	18,3	44

Şekil 4.9'deki blok diyagram ile 1 Nm sabit yük altında çalışan motor için kazanç parametreleri K_p=103,6, K_i=30,07, K_d=0,8592 değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan PID parametreleri motora uygulandığında aşımın bulunmadığı 19,2 ms yükselme zamanına ve 44,5 ms oturma zamanına sahip eğri elde edildiği Şekil 4.14 ve Çizelge 4.2'den anlaşılmıştır.



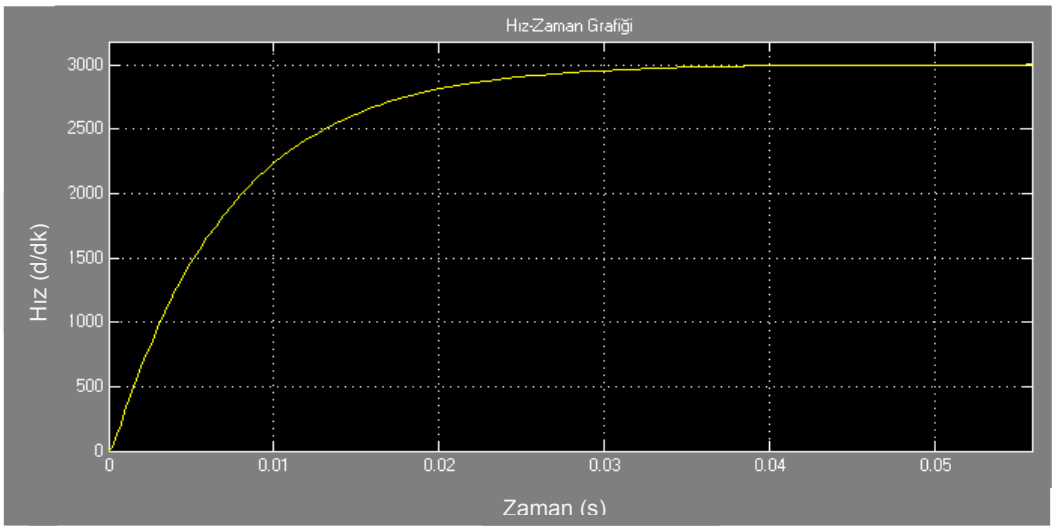
Şekil 4.14. 3000 d/dk, 1 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı

Şekil 4.9'deki blok kullanılarak 2 Nm sabit yük altında çalışan motor için K_p=103,2, K_i=30,07, K_d=0,8593 değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan PID parametreleri motora uygulandığında aşımın bulunmadığı, 19,3 ms yükselme zamanına ve 48 ms oturma zamanına sahip eğri elde edildiği Şekil 4.15'de görülmektedir.

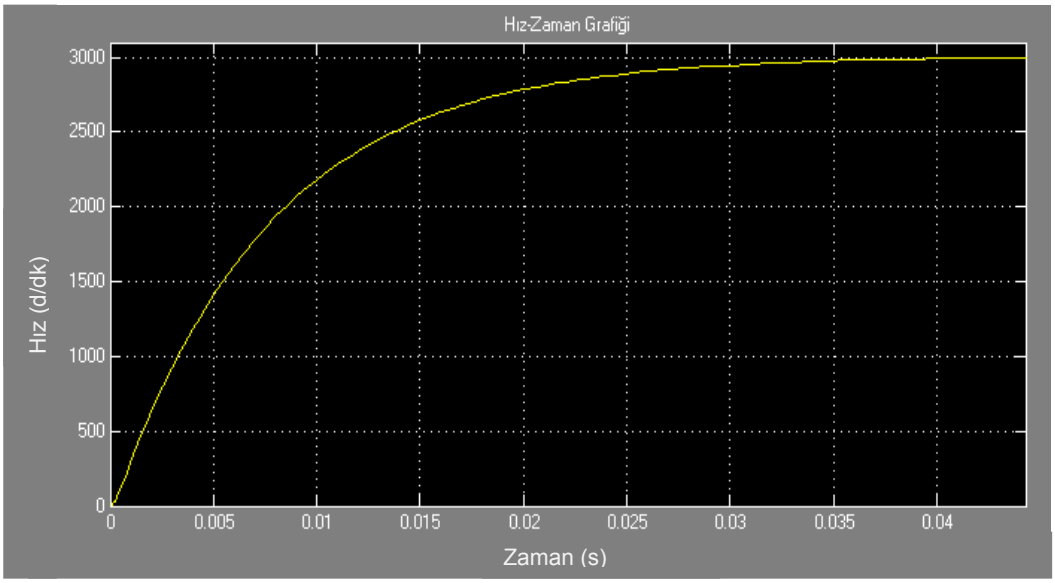


Şekil 4.15. 3000 d/dk, 2 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı

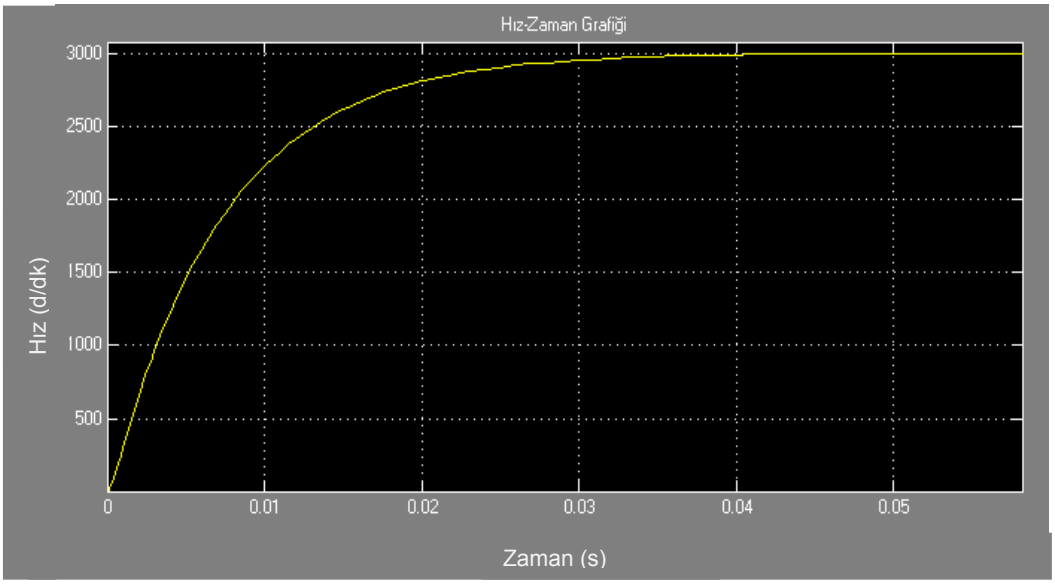
4 Nm sabit yük altında çalışan DA motoru için Çizelge 4.2'deki kazanç parametreleri K_p=117,2, K_i=30,07, K_d=0,845 kullanılarak Şekil 4.16'da görülen çıkış eğrisinden aşımın olmadığı, 16,7 ms yükselme zamanına ve 38 ms oturma zamanına sahip olduğu anlaşılmıştır.



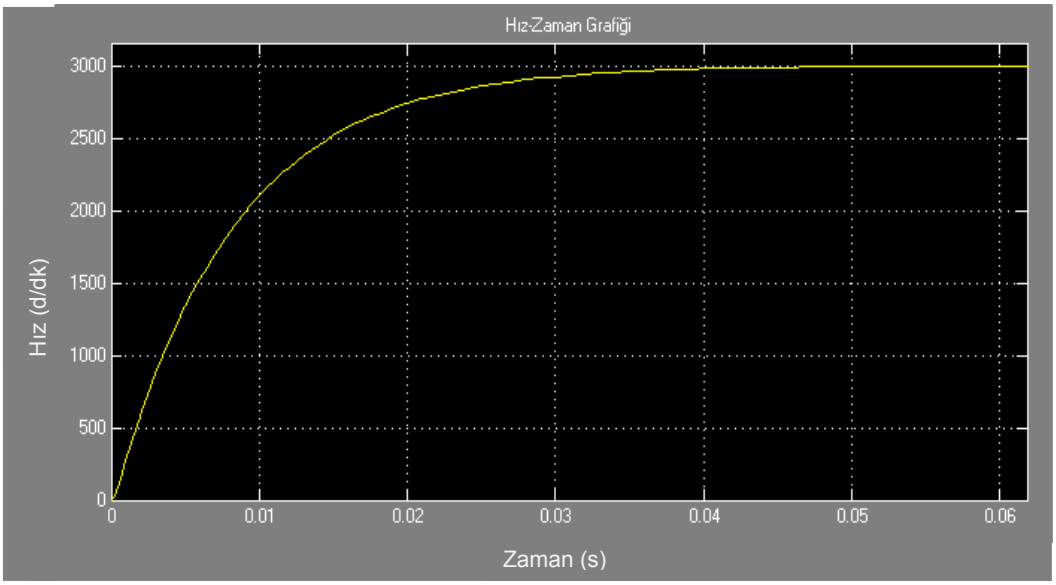
Şekil 4.16. 3000 d/dk, 4 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı



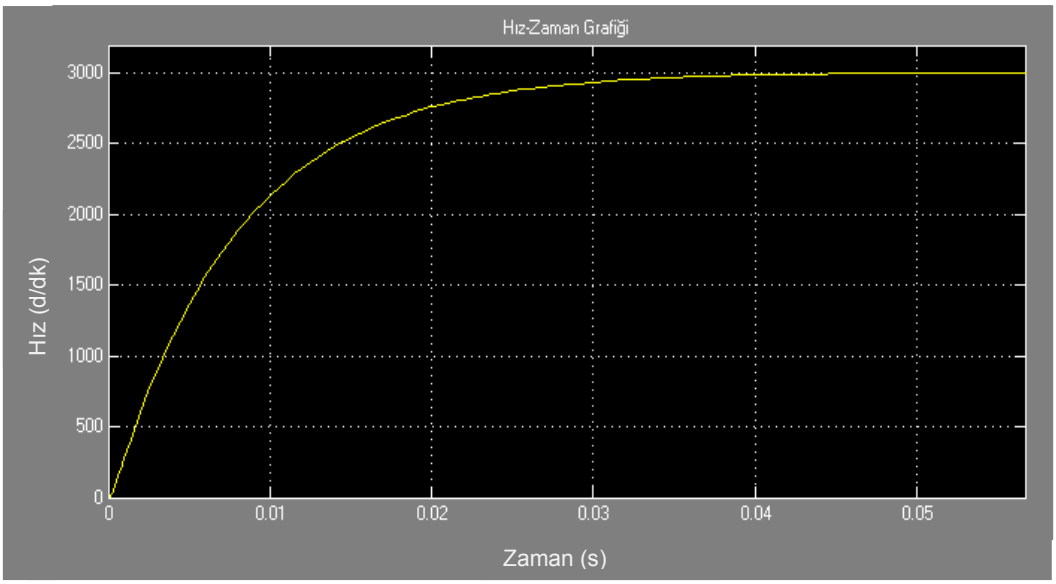
Şekil 4.17. 3000 d/dk, 4,75 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı



Şekil 4.18. 3000 d/dk, 6 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı



Şekil 4.19. 3000 d/dk, 8 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı

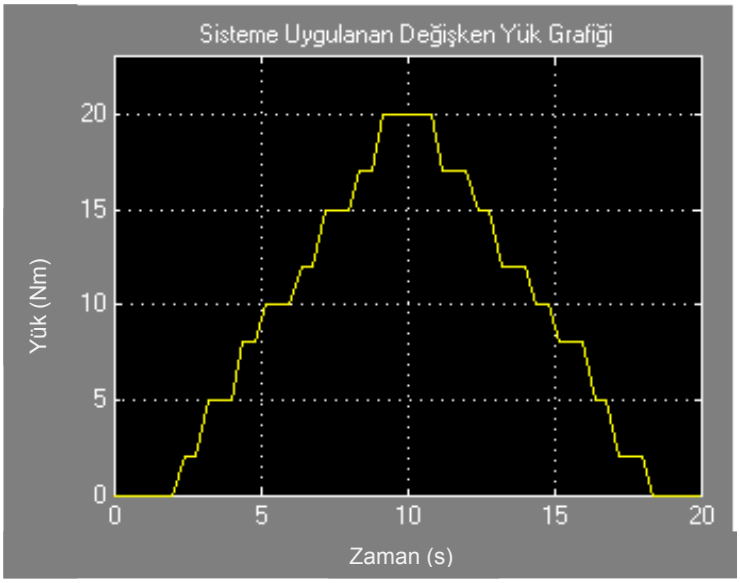


Şekil 4.20. 3000 d/dk, 10 Nm yük ile çalışan DA motorunun çıkışı

Şekil 4.20'de belirtilen PID parametrelerinin belirlendiği blok DA motoruna uygulandığında Şekil 4.18-Şekil 4.20'de görüldüğü gibi aşımın olmadığı, oturma zamanının ve yükselme zamanının iyi olduğu bir çıkış elde edilmiştir.

4.3.2. DA motorunun değişken yükte çalıştırılması

Sabit yükler altında çalışan sistemler için sabit PID parametrelerinin kullanılması sistemin istenilen koşullarda çalışmasın sağlayabilir fakat değişik yükler altında çalışan bir sistem için sabit PID parametreleri sistemin referans değerlerinde çalışmasında etkili olmayabilir. Bunun için değişken yükler altında çalışan sistemler için kazanç değerlerinin yeniden hesaplanması gerekebilir. Değişken yükler altında çalışan DA motorunun çıkış tepkilerinin daha iyi anlaşılabilmesi için simülasyon programında motora Şekil 4.21'deki değişken yük tatbik edilmiştir. Simülasyon sonuçlarının zaman dilimlerinin tam olarak belirlenebilmesi için Matlab programındaki simülasyon eğrisinin orijinal şekilleri verilmiştir.



Şekil 4. 21. Sisteme uygulanan zamanla değişen yük grafiği

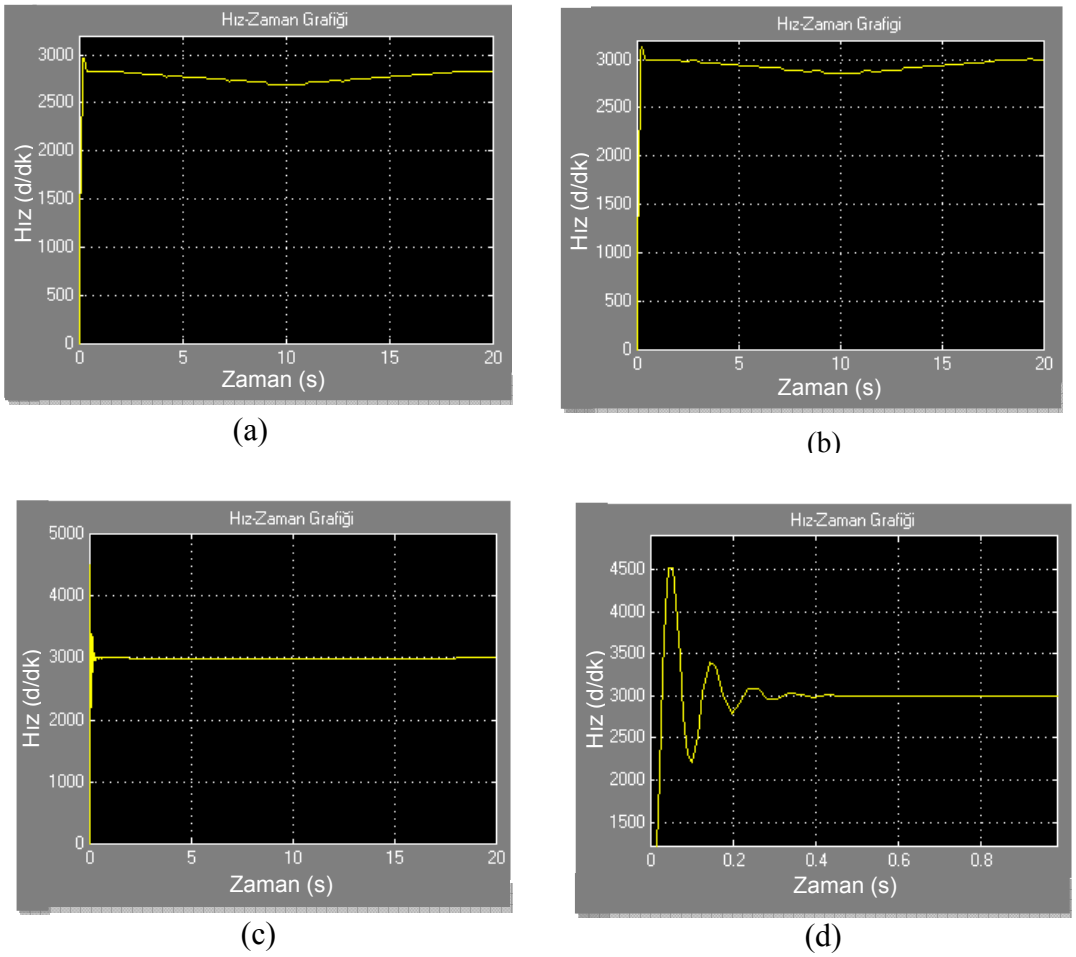
Değişken yüklerle çalışan sistemlerde yüklerin çıkış eğrisinin nasıl değiştirdiğini göstermek amacıyla yük değeri 20 Nm' ye kadar çıkartılmıştır. Değişken yüklerde çalışan DA motorunun çeşitli kontrol yöntemlerine göre hız değerleri Çizelge 4.3'de verilmiştir.

Çizelge 4. 3. Değişken yüklerde kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması

Yöntem	K_p	K_i	K_d	Yükselme Zamanı (ms)	Salınım Aralığı (devir/dk)
Klasik PID Kontrol	17,26	24,01	0,4001	15	2856,8 - 3135
Ziegler-Nichols	13,27	0,016	0,004	2,6	1988,2 – 4170,8
Öz Uyarmalı [30]	3,712	9,28	0,042	112	2994,87-3005,15
Hız-Performans Eğrisi	106,2	30,07	0,8539	1,11	2998,7 – 3001,6

Değişken yükler altında çalışan DA motoru için yapılan simülasyonlarda yükselme zamanı olarak en iyi sonucu 2,6 ms ile Ziegler-Nichols yöntemi vermesine rağmen en fazla salınımın da yine bu yöntemde meydana geldiği Çizelge 4.3'den ve Şekil 4.22c'den anlaşılmıştır. Ayrıca değişken yüklerde meydana gelen salınım

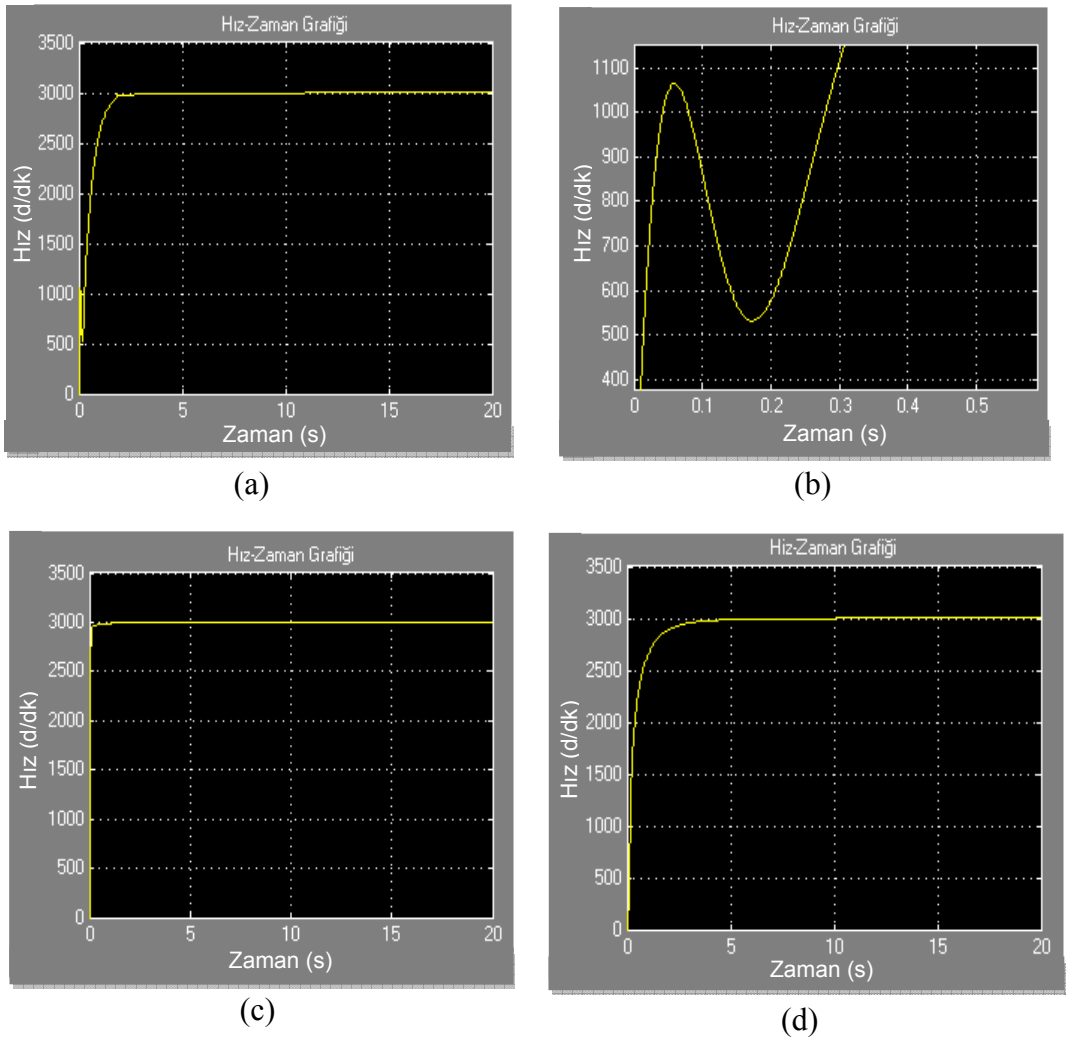
bakımından en iyi sonucu ise 2998,7 ile 3001,6 aralığında değişim gösteren hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan kazanç parametrelerinden elde edildiği Şekil 4.23c'den görülmüştür. Değişken yüklerde çalışan sistemler için önemli olan konunun kontrol edilen sistemin referans değerinde çalışmasının sağlaması ve mümkün olduğu kadar çabuk tepki göstermesidir. Bunun için yapılan bu çalışmada hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan kazanç parametreleriyle kontrolün, diğer kontrol yöntemlerinden daha iyi sonuç verdiği tespit edilmiştir.



Şekil 4.22. Çeşitli kontrol yöntemlerinde sistem çıkışları-1
a) DA motorun açık döngü çalışması
b) DA motorunun kapalı döngü çalışması
c) DA motorunun Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak kontrolü
d) Ziegler-Nichols yöntemindeki aşımın gösterilmesi

Değişken yüklerin tatbik edildiği DA motorunun kontrol şekillerine göre çıkış değerleri Şekil 4.22'da verilmiştir. Şekil 4.21'deki yük değişimi ile çalışan bir DA motoru açık döngü olarak çalıştırıldığında motorun referans devir değerinde çalışmadığı Şekil 4.22(a)'da kapalı döngü çalışması sonucunda sistemin çıkış eğrisi Şekil 4.22(b)'de görülmektedir. Bu eğriden de anlaşıldığı gibi sistem ancak referans devrine yüksüz olduğu zaman ulaşabilmektedir. Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak elde edilen PID parametreleri ile yapılan kontrolün sonucunda motorun ilk başlangıçta Şekil 4.19(d)'de belirtildiği gibi salınım yaptığı ve Şekil 4.22(c)'de ve Çizelge 4.3'de verildiği gibi referans değere ulaşmasına rağmen yükün değişimi ile bu değerden uzaklaştığı ancak 19 s sonra yük değeri 0 Nm olduğunda 3000 d/dk'da sabit kaldığı görülmektedir.

Değişken yük altında çalışan DA motora hız eğrisine bağlı olarak değişken PID ve sabit PID kontrol uygulandığı zaman sistemin çıkışı Şekil 4.23'de verilmiştir. Çıkış eğrileri incelendiğinde klasik PID kontrolün yükselme zamanı bakımından 70 ms olduğu ve salınım oranlarının ise 2997,96-3002,4 d/dk arasında değiştiği Çizelge 4.3'da görülmektedir. Öz uyarmalı yönteminde ise salınım oranının 2994,87-3005,15 d/dk arasında yüksek bir salınım oranına sahip olduğu ayrıca 50 ms ile 20 ms arasında 1064 d/dk 'dan hız değerinin 532,15 devir/dk ya düştüğü daha sonra tekrar hızın yükseldiği Şekil 4.23(b)'dan tespit edilmiştir. Hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan PID parametreleri ile kontrol edilen sistemin ait çıkış eğrisi Şekil 4.23(c) incelendiğinde ise salınım oranının 2998,7-3005,15 d/dk ile diğer yöntemlere oranla daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır.

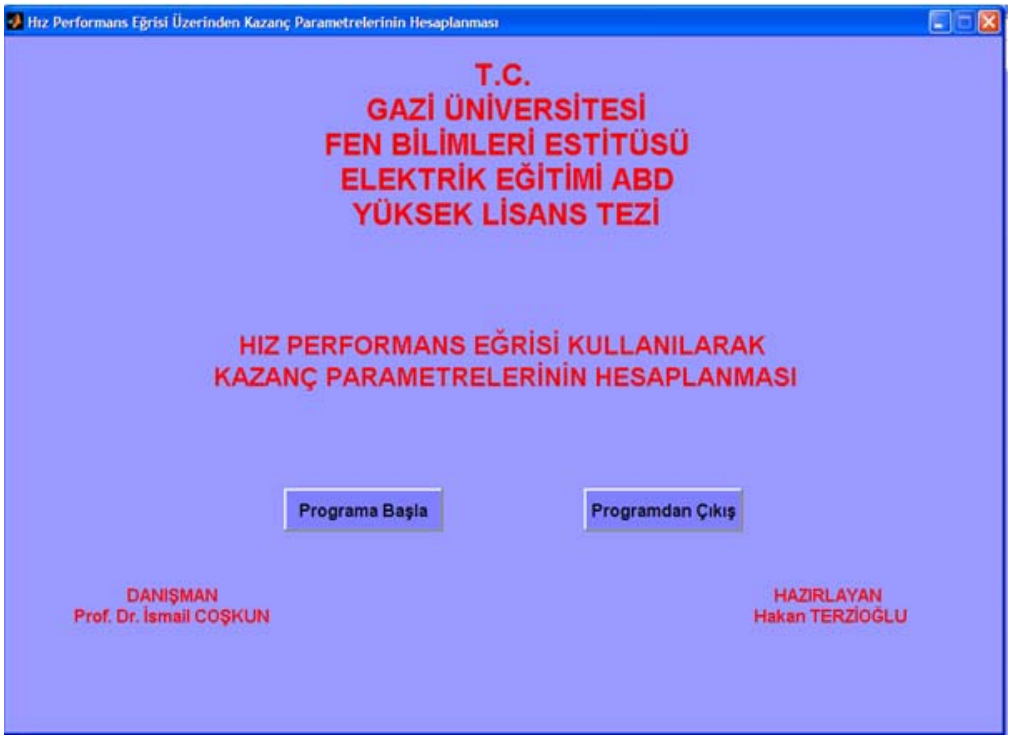


Şekil 4.23. Çeşitli kontrol yöntemlerinde sistem çıkışları-2
a) DA motoruna öz-uyarmalı PID değerlerinin uygulanması
b) Öz-Uyarmalı PID Kontrolün 0,01-0,5s aralığı çıkışı
c) DA motoruna hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan PID
d) Klasik PID kontrol

Simulinkte hazırlanan simülasyon programının sonucunda hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan kazanç parametreleri ile yapılan DA motorunun PID kontrolü diğer yöntemlere göre oturma zamanı yüksek olmasına rağmen sistemdeki değişimlere en çabuk ve etkili bir tepki gösterdiği görülmüştür. Simülasyon ile gerçek zamanda çalışma arasında DA motorunun dinamik davranışı ve devrelerde bilgi aktarımı sırasında oluşacak zaman kayıpları mutlaka bir fark oluşabilir bundan dolayı tasarım aşamasında bu konuları dikkate almak gerekmektedir.

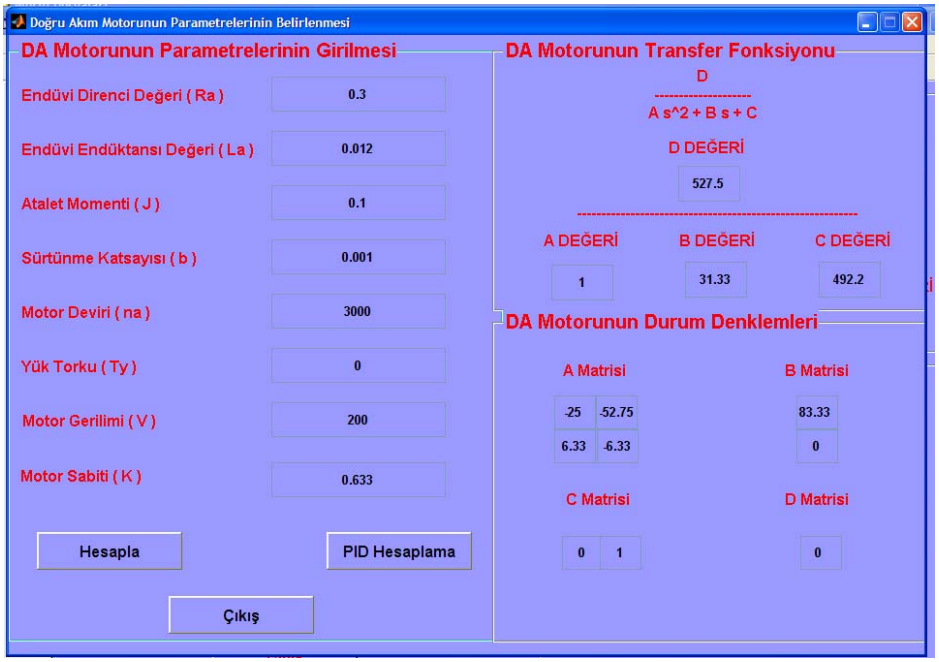
4.4. GUI'de Hazırlanan Ara Yüz Programı

GUI programı Matlab içerisinde yer alan ara yüz hazırlama programıdır. GUI ara yüz programını kullanarak üç sayfadan oluşan bir yazılım oluşturulmuştur. Şekil 4.24'de hazırlanmış olan ara yüz programın kapağı verilmiştir. Programa devam etmek için programa başla butonu ile DA motorunun parametrelerinin belirlendiği sayfaya geçiş yapılır.



Şekil 4.24. Ara yüz'ün giriş sayfası

Şekil 4.24'de programa başla butonuna tıklandığında Şekil 4.25'de görülen ekran gelmektedir. Bu ekrandan DA motorunun modellenmesinde gerekli olan parametreler belirlenir ve bu değerlere göre motorun transfer fonksiyonu ile durum denklemleri çıkartılıp ekrana yansıtılır. Motorun matematiksel modellenmesi tamamlandıktan sonra PID hesaplama butonu aracılığıyla Ziegler-Nichols ve hız performans eğrisi yardımıyla kazanç parametrelerinin hesaplandığı Şekil 4.26'daki ara yüz sayfasına geçiş yapılır.

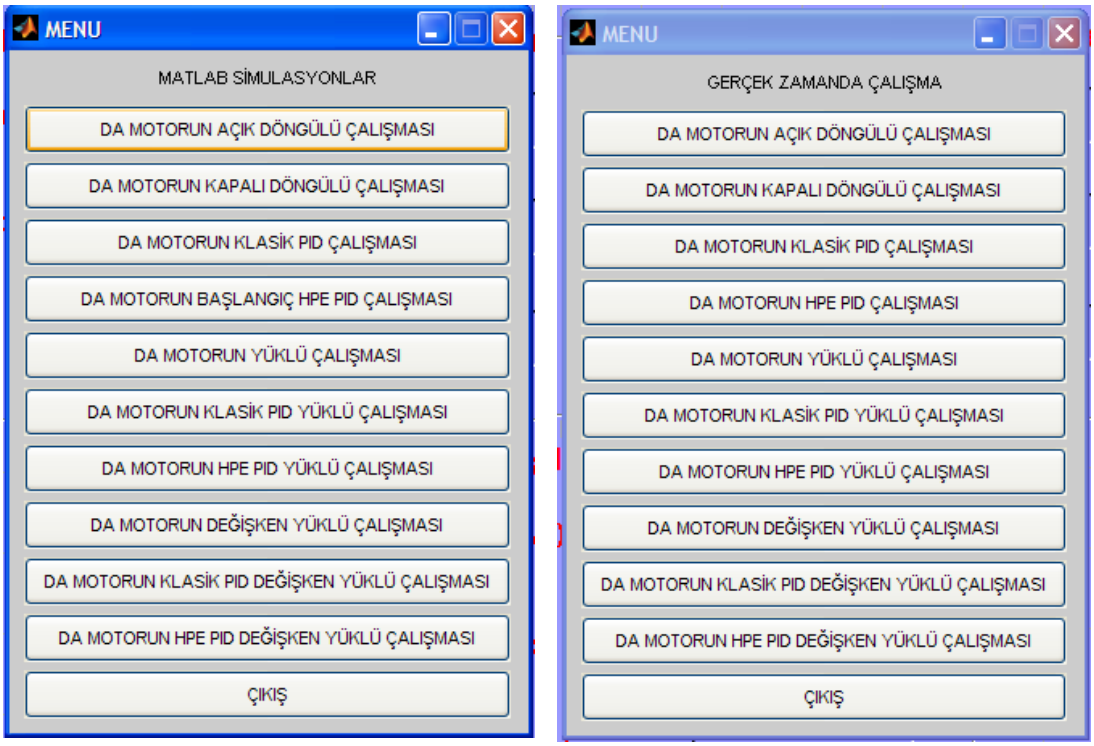


Şekil 4.25. PID parametrelerinin belirlendiği ara yüz sayfası

Şekil 4.26. PID parametrelerinin belirlendiği ara yüz sayfası

PID parametrelerinin hesaplanması için gerekli olan DA motoruna ait değerler parametrelerin belirlendiği ara yüz sayfasında belirlenmiştir ve burada gerekli

hesaplamalar yapılarak Ziegler-Nichols yöntemine göre kazanç değerleri hesaplanır. Şekil 4.26'da görülen ara yüz sayfasında hesaplanan değerler ekranda görüntülenir. Simulasyon devreleri butonunda simulinkte hazırlanan tüm simülasyon programları Şekil 4.27'de görüldüğü gibi ekrana gelir ve buradan istenilen simülasyon seçilerek direk olarak açılabilir. Simülasyonları bulunan tüm devrelerin deneysel olarak hazırlanmış devrelerini çalıştırmak için ise Şekil 4.27'deki ara yüz de online çalışma butonuna tıklanır ve Şekil 4.27(b)'de görülen pencere aracılığıyla direk olarak sayfalar görüntülenebilir.



(a) (b)

Şekil 4.27. Simülasyon ve deney simulink sayfalarının seçildiği ara yüz sayfası
a) Simülasyon devreleri
b) Online çalışma

5. DEVRE TASARIMI VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Hız performans eğrisi üzerinden kazanç parametrelerinin belirlendiği bu çalışmada hazırlanan devre şemaları, blok şemalar ve deneysel sonuçlar bu bölümde açıklanmıştır. Devre şemaları blok diyagramlar halinde belirtilmiş olup açık devre şemaları eklerde belirtilmiştir. Tasarlanan devrelerle yapılan deneysel çalışmaların sonuçları ve ara yüz programı da bu bölümde oluşturulmuştur.

5.1. Devre Tasarımı

Doğru akım motorunun hız kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için hazırlanmış olan devrelerimiz besleme kartları, PWM üretme kartı, güç devresi kartı ve frekansı gerilime dönüştüren kart olmak üzere dört ana karttan oluşmuştur.

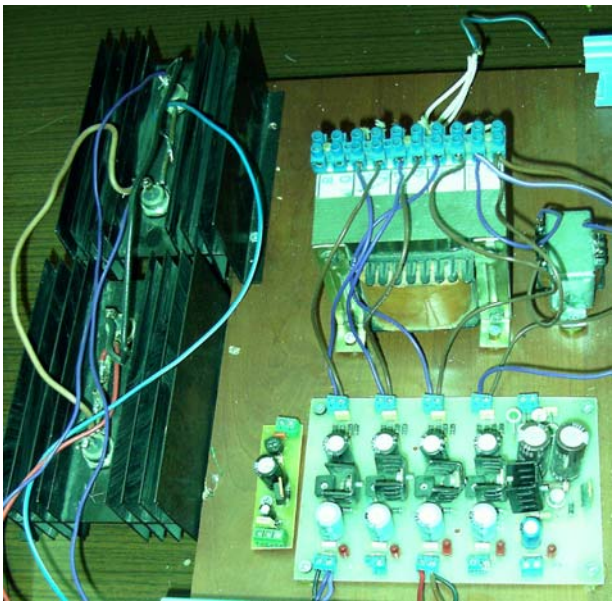
5.1.1. Besleme devresi

Hazırlanan bu çalışmada DA motorunun besleme gerilimi ile devre tasarımında kullanılan entegreler için simetrik +15V/-15V gerilim kaynaklarına ihtiyaç duyulmuştur. Entegre beslemeleri için hazırlamış olduğumuz +15V/-15V simetrik besleme devresi 7815 ve 7915 entegreleri ile gerçekleştirilmiştir. Devrenin görüntüsü Resim 5.1'de, açık devre şeması ise Ek 1'de verilmiştir.

Resim 5.1. Entegreler için +15 V & -15 V besleme kartı

Deneysel çalışmalar için kullandığımız 200 V gerilimli yabancı uyartımlı DA motoru için endüvi gerilimi 220 V AC gerilimin IΘR HFR 70 diyotları ile doğrultulmuş ve

kondansatör grupları ile filtre edilmiştir. Diyotların ve kondansatör grubunun resimleri Resim 5.2 ve Resim 5.3'de verilmiştir.



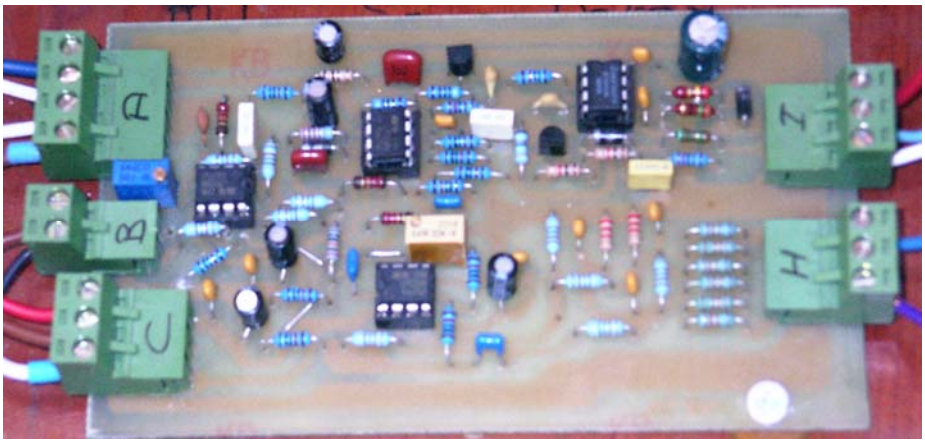
Resim 5.2. Doğrultma diyotları ve 20V DA çıkışlar

Resim 5.3. Filitreleme kondansatör grubu

5.1.2. Sürme Devresi

Hız kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için MOSFET'in uygun bir şekilde sürülmesi gerekmektedir. MOSFET'i sürmek için Motorola firmasına ait yüksek performanslı

akım kontrollü UC3843AM entegresi kullanılmıştır. UC3843AM entegresi ile akım kontrolü yapılabilmesi ve gerilim geri besleme girişinin bulunması ayrıca tercih sebebi olmuştur. Tasarlanan bu devrede MOSFET'i sürme devresinde oluşturulan PWM sinyalinin ayarlanmasını sağlayan bilgisayardan hesaplanarak data acquisition kart yardımıyla entegreye uygulanan 0-10V girişi de bulunmaktadır. Sürme devresine ait görüntü Resim 5.4'de, açık devre şeması ise Ek 2'de verilmiştir.

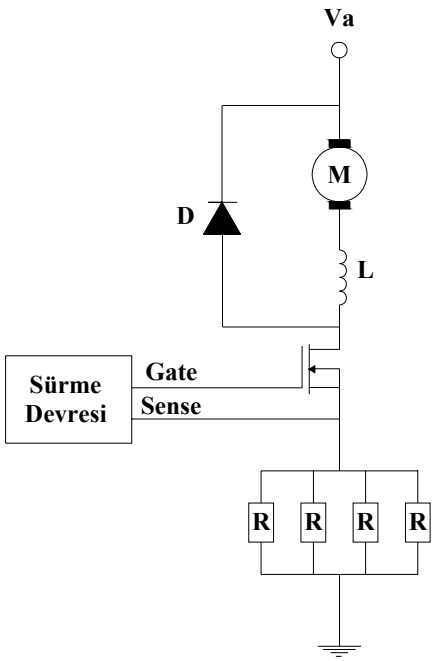


Resim 5. 4. Sürme devresi

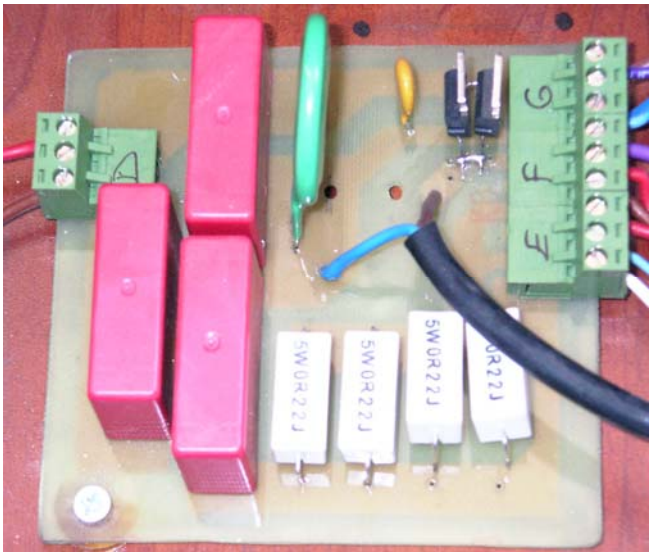
5.1.3. Güç Devresi

DA motoruna gerekli enerjinin uygulandığı motorun akım, gerilimini taşıyan ve kontrol eden güç devresidir. Güç devresinde gerilimi ayarlamak için güç anahtarı olarak IXYS firmasına ait 800 V, 34 A'lik IXFN34N80 kodlu güç MOSFET'i kullanılmıştır. Güç devresine ait blok diyagramı Şekil 5.1'de verilmiştir.

Şekil 5.1'de görülen bobin akımın ani yükselmesini engellemek amacıyla, IXYS firmasına ait olan DSIE 30 A'lik diyot ise DA motorunu korumak amacıyla yerleştirilmiştir. Güç devresine ait devre resmi Resim 5.5'de ve açık devre şeması ise Ek 3'de verilmiştir.



Şekil 5.1. Güç devresinin blok şeması

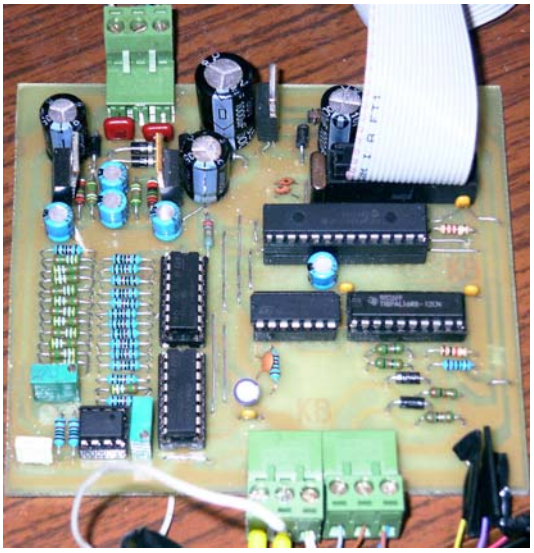


Resim 5.5. Güç devresi

5.1.4. Frekansı gerilime dönüştürme devresi

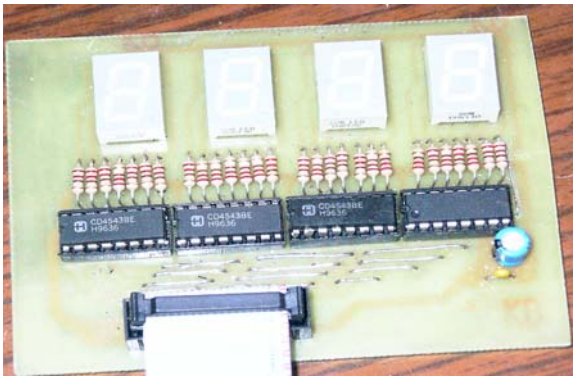
DA motorunun hız değeri encoder ya da tako generatör ile gerçekleştirilebilir. Uygulamada encoder yaygın kullanılmakla birlikte pals çıkışı üretmektedir. Analog devrelerde encoderin çıkış bilginin işlenebilmesi için frekansın gerilime

dönüştürülmesi gerekmektedir. Bunun gerçekleştirilebilmesi için frekansı gerilime dönüştüren entegreler bulunmaktadır. Fakat yapmış olduğumuz bu çalışmada frekansı gerilime dönüştürmek için Microchip firmasına ait PIC 18F252 mikrodenetleyicisi ve IFM firmasına ait 2000 palslik encoder kullanılmıştır. Frekansı gerilime dönüştürmek amacıyla hazırlanan devrenin görüntüsü Resim 5.6'da, devre şeması Ek 4'de verilmiştir.



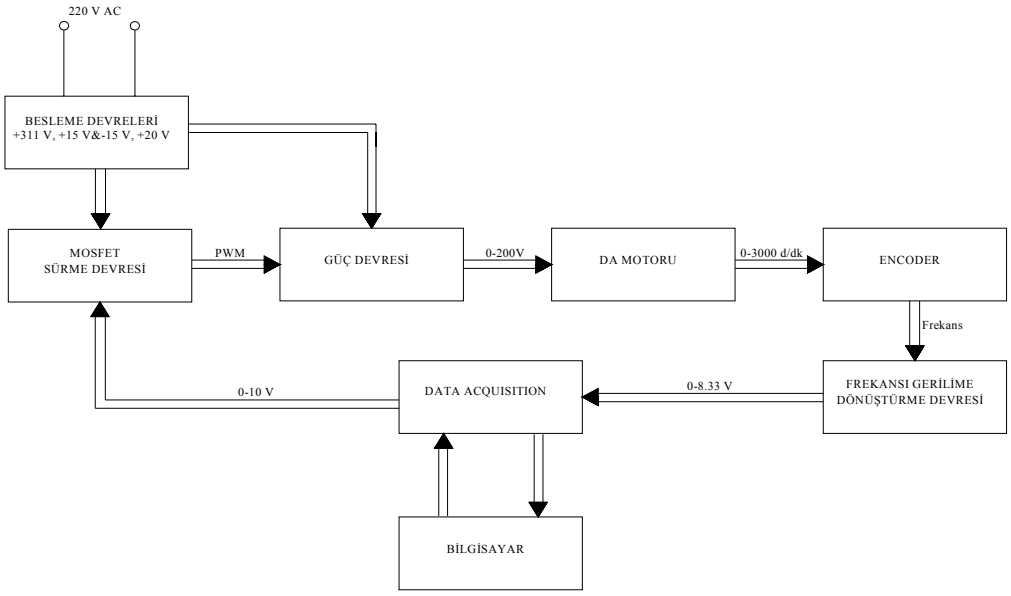
Resim 5.6. Frekansı gerilime dönüştürme devresi

DA motorunun hız değerinin görüntülenmesi amacıyla displayli bir devre daha tasarlanmıştır. Tasarlanan bu devrenin görüntüsü Resim 5.7'de verilmiştir. PIC 18F252 mikrodenetleyicisi için hazırlamış olduğumuz program Ek 5'de verilmiştir.



Resim 5.7. Hız değerinin görüntülenmesi

DA motorunun kontrolünün yapılması ve devir sayısının ekranda görüntülenmesi amacıyla hazırlanan dört temel devrenin yanı sıra devir eğrisinin ekranda görüntülenmesi, bilgisayarda verilerin işlenmesi ve hesaplanan değerlere göre analog çıkış üretmesi amacıyla Advantech Firması tarafından üretilen PCI 1710HG veri işleme kartı kullanılmıştır. PCI 1710HG kartı analog giriş ve analog çıkış özelliklerini birlikte taşıdığı, Matlab uyumlu bir kart olduğu için tercih edilmiştir.
Uygulama için hazırlanmış olan devrelerden oluşan deney düzeneğine ait blok şeması Şekil 5.2'de görülmektedir.



Şekil 5.2. Deney düzeneğine ait blok şeması

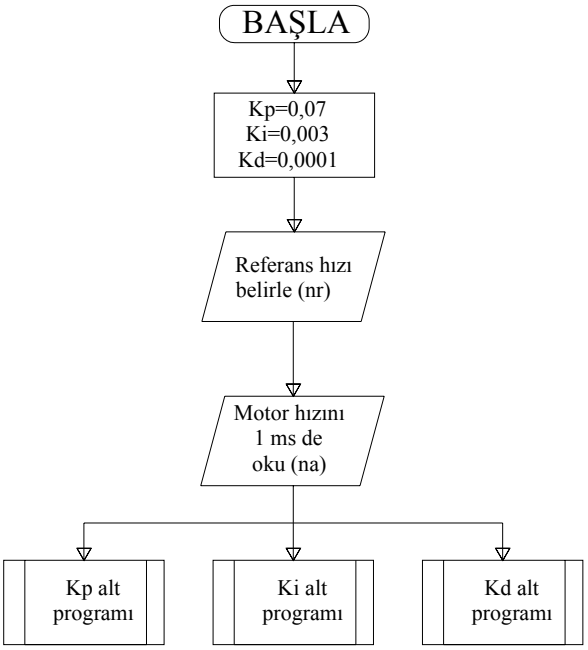
Şekil 5.2'de belirtilen blok şemaya ait devrelerin görüntüsü Resim 5.8'de verilmiştir.

Resim 5.8. Deney düzeneğindeki devrelerin genel görünümü

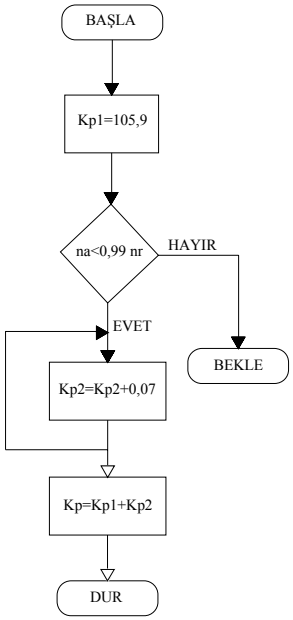
5.2. Deneysel Çalışmalar

Endüstriyel kontrol süreçleri içerisinde yaygın olarak kullanılmakta olan PID kontrolün en önemli tasarlama sorunu sistem için uygun kontrol parametrelerinin belirlenmesidir. Kazanç parametrelerinin belirlenmesi için Ziegler-Nichols'dan başlayarak günümüze kadar çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Tüm çalışmaların ortak noktası PID parametrelerinin sistem için en optimal olanını bulmak olmuştur. Bu çalışmalar sırasında parametrelerin sistemin çalışması boyunca aynı olduğu PID kontrolörün yanı sıra adaptive kontrol olarak adlandırılan sistemin çalışması sırasında gerek duyulduğunda uygun değerlerin hesaplanıp değiştirildiği PID kontrol sistemleri de kullanılmaktır.

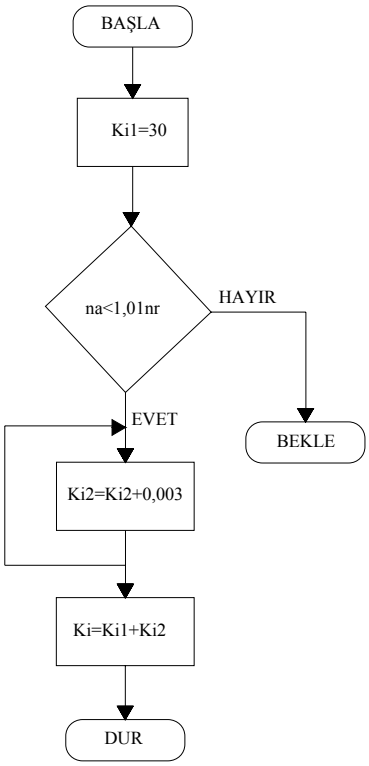
Yapılan bu çalışmada sistemin çıkış değeri sürekli ölçülerek kazanç değerleri sistemin gereksinimine göre gerçek zamanda ayarlanmıştır. Kazanç parametrelerinin belirlenmesi için kullanmış olduğumuz hız performans eğrisi algoritması Şekil 5.3-Şekil 5.6'da verilmiştir.



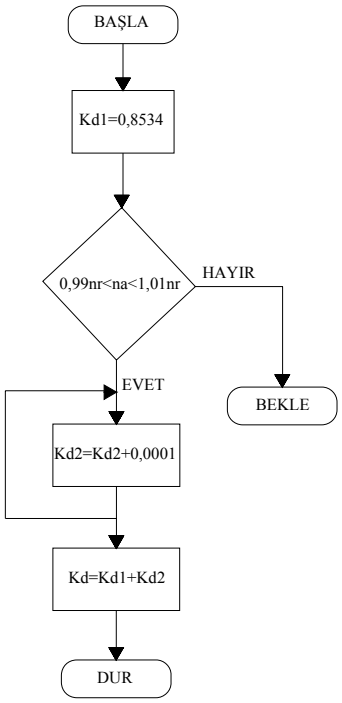
Şekil 5.3. Parametrelerin belirlenmesi için uygulanan akış diyagramı



Şekil 5.4. Oransal kazanç ayarlama alt programı algoritması



Şekil 5.5. İntegral kazancı ayarlama alt programı algoritması



Şekil 5.6. Türevsel kazancı ayarlama alt programı algoritması

Gerçek zamanda veri iletişimi sağlamak için veri toplama kartı kullanılmış ve Şekil 5.3'de belirtilen program algoritmasını gerçekleştirmek için Simulink programında yazılım gerçekleştirilmiştir.

DA motorunun kontrol etmek için hazırlanan devre tasarımları, data acquisition kart ve Matlab'da hazırlamış olduğumuz deneysel düzende temel olarak yapılan çalışmanın daha doğru bir şekilde değerlendirilebilmesi için DA motorunun boşta çalışması, yüklü çalışması ve değişken yüklü çalışması olmak üzere üç ana başlıkta bir uygulama yapılmıştır. Uygulamalar sonucunda elde edilen çıkış eğrileri ile simülasyon sonuçları aynı grafik üzerinde gösterilmiştir. Yabancı uyartımlı DA motorunun hız kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için endüvi ya da endüktör geriliminin kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada endüvi gerilimi kontrol edilerek DA motorunun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir.

5.2.1. DA motorunun boşta çalışması

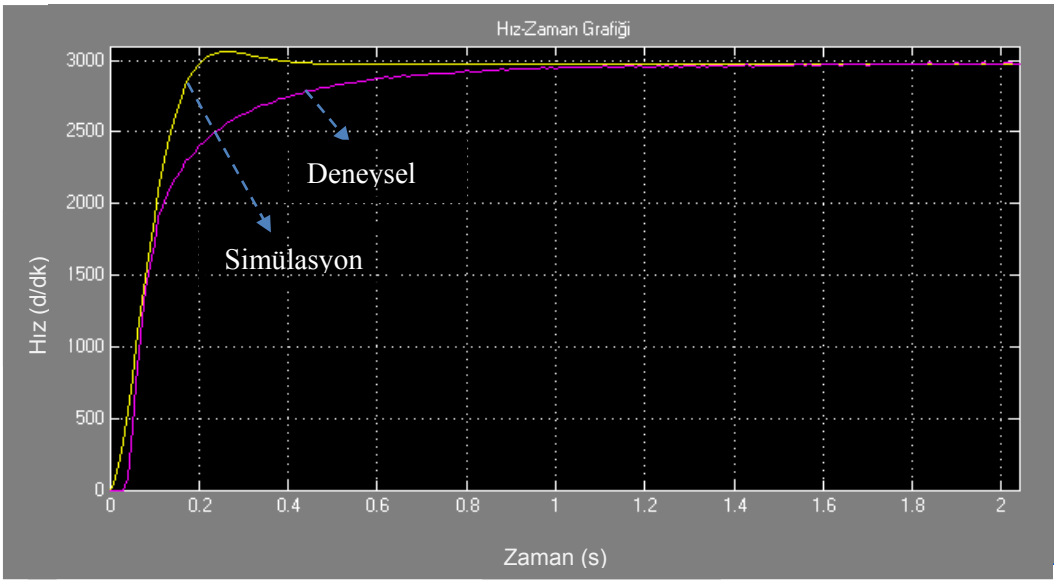
Bu çalışma için kullanılmış olan FEMSAN firması tarafından üretilen yabancı uyartımlı DA motoru 1,5 KW, 200 V, 7,5 A, 3000 d/dk özelliklerine sahiptir. DA motorunun boşta çalışması matematiksel modellemesi çıkartılan DA motor ile deneylerde kullanılan DA motorunun karşılaştırılması için yapılmıştır. Deneysel çalışmaları yapmadan önce motorun tepki eğrilerinin ve özelliklerinin doğru bir şekilde anlaşılabilmesi DA motorunun boşta çalışma deneyi önem taşımaktadır. DA motorunun boşta çalışma deneyleri açık döngülü, kapalı döngülü, klasik PID ve hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan parametrelerle PID kontrol olmak üzere dört bölümden oluşmaktadır.

DA motorunun açık döngülü çalışması

Girişindeki kontrol işaretinin çıkıştan yana kontrol edilen büyüklükten bağımsız olan kontrol sistemine açık döngülü kontrol denilir. Yapmış olduğumuz DA motorunun açık döngülü kontrolü uyartım sargılarına 200 V gerilim sabit olarak uygulanmış ve endüvi gerilimi değiştirilerek motorun devir bilgileri encoder ile ölçülmüştür. Encoderdan elde edilen bilgiler frekansı gerilime dönüştüren mikrodenetleyicili kart aracılığıyla 0-10 V gerilime dönüştürülmüştür. Gerilim değeri data acquisition card aracılığıyla bilgisayara aktarılmış ve Matlab'ta kaydedilmiştir.

DA motoruna ilk olarak etiket değeri uygulanmıştır. Şekil 5.7'den görülen DA matematiksel modellemesinin sonucunda elde edilen çıkış eğrisi ile deneysel sonuç eğrisi karşılaştırıldığında motorun 2979 d/dk döndüğü görülmüştür. Şekil 5.7'de görülen çıkış eğrilerinden simülasyon sonucunda 0,175 s yükselme zamanı, 0,6 s oturma zamanı, deneysel sonuçlarda ise yükselme zamanının 0,325 s, oturma zamanı 1,54 s olduğu anlaşılmıştır. DA motorunun hız eğrisi kararlı duruma geldikten sonra simülasyonla deneysel sonuçların benzerlik gösterdiği, fakat 2979 d/dk değerine ulaşmadan önce ise simülasyon sonuçlarının deneysel sonuçlar arasında 0,1-1 s arasında bir uyumsuzluğun Şekil 5.7'de görülmüştür. DA motoru açık döngülü çalıştırıldığında uyartım gerilimi 200 V olup, uyartım akımı 0,362 A'dir. Endüvi

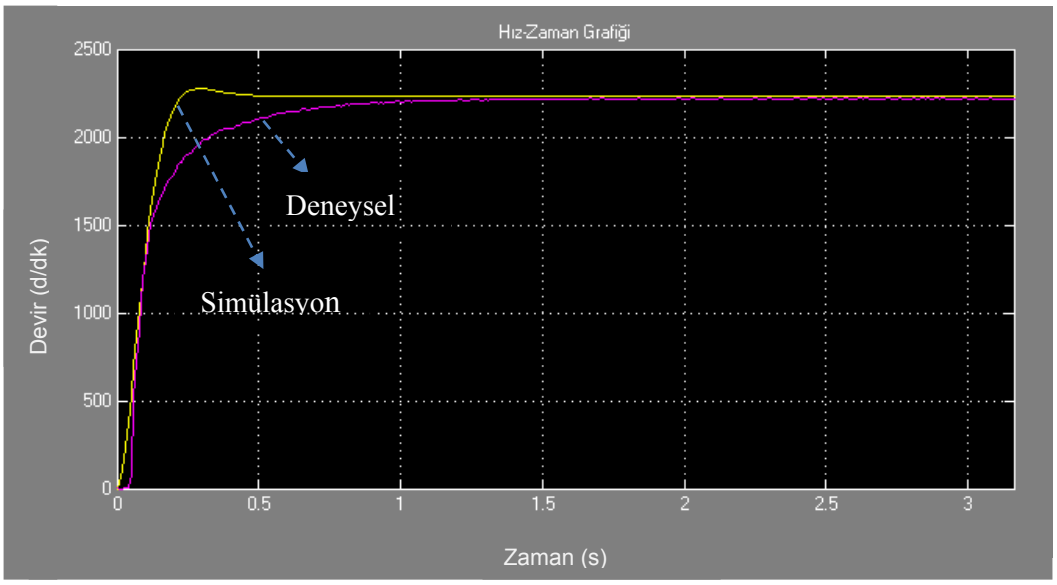
gerilimi 200 V uygulanarak motorun 0,93 A akım çektiği görülmüştür. Uyartım gerilimi sabit kalmak üzere endüvi gerilimi 150 V'a düşürüldüğünde endüvi akımı 0,85 A'e düşmüştür.



Şekil 5.7. Uyartım gerilimi 200 V, endüvi gerilimi 200 V

DA motorunun endüvi gerilimi 150 V olarak uygulandığında elde edilen devir eğrisi Şekil 5.8'de verilmiştir. Simülasyon sonucunda DA motorunun yükselme zamanı 0,175 s, oturma zamanı 1,4 s olan hız eğrisi ile 2230 d/dk devirde çalıştığı Şekil 5.8'den belirlenmiştir. Deney sonucunda ise hız eğrisinin 0,74 s yükselme zamanı, 2,15 s oturma zamanı ile 2234 d/dk çalıştığı Şekil 5.8'den görülmüştür.

Deneysel eğrilerle simülasyon eğrileri arasında oluşan bu farkın sebebi motorun parametrelerinin tam olarak üretici firma tarafından bilinmemesinden kaynaklanmaktadır. Özellikle atalet momenti ve sürtünme katsayısı gibi mekanik denklemlerin oluşturulmasında kullanılan değerlerin doğru olarak belirlenememesinden kaynaklanmaktadır.

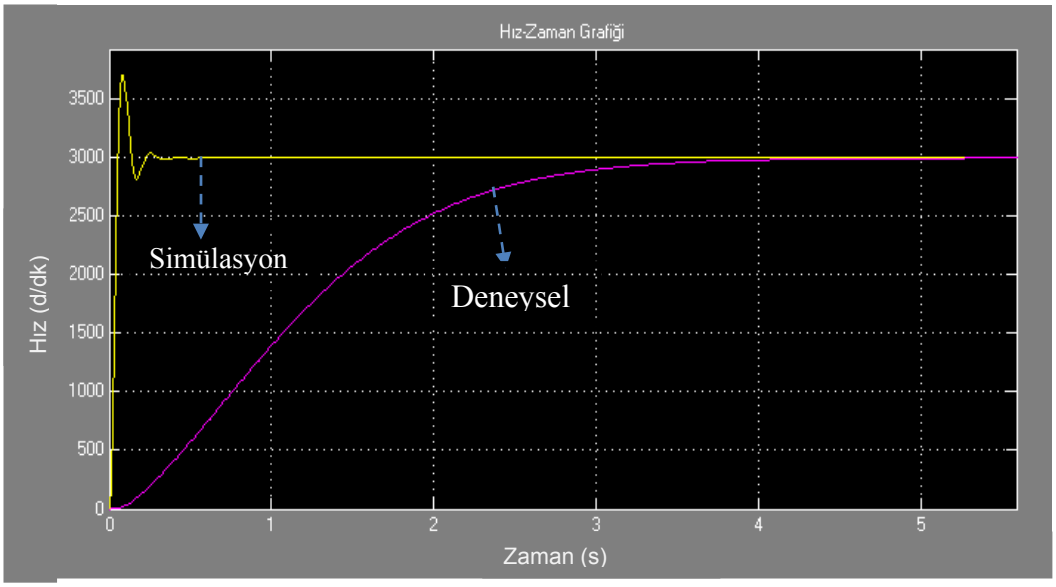


Şekil 5.8. Uyartım gerilimi 200 V, endüvi gerilimi 150 V

DA motorunun kapalı döngülü çalışması

DA motorunun kapalı döngülü çalışması için yapılan deneyde 0-3000 d/dk hız değeri aralığı referans olarak 0-10 V'luk sinyalle temsil edilmiş ve sürme devresine bu sinyal uygulanmıştır. DA motorunun kapalı döngülü çalıştırılması 3000 d/dk referans değeri için yapılmıştır.

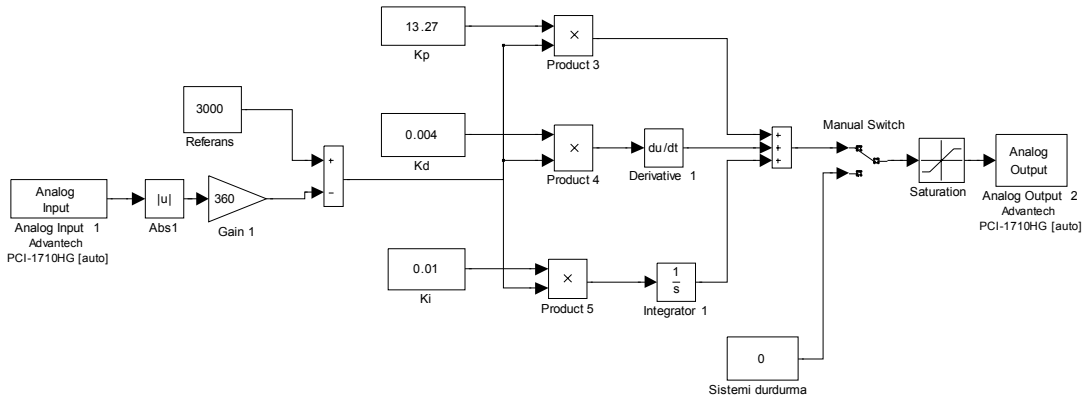
Referans değeri 3000 d/dk olan DA motoru kapalı döngülü olarak çalıştırıldığında simülasyon ve deneysel çalışmaların hız eğrileri Şekil 5.9'da verilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre DA motoru 0,15 s yükselme zamanı, 0,35 s oturma zamanı ve 610 d/dk aşım ile çalıştığı Şekil 5.9'da görülmüştür. Deneysel olarak kapalı döngülü çalıştırılan DA motorunun yükselme zamanının 2,8 s, oturma zamanının 3,75 s ve aşımın olmadığı Şekil 5.9'dan anlaşılmıştır. Deneysel çalışma sonucunda elde edilen hız eğrisinin 3,75 s oturma zamanı geri besleme kazancı ayarlanarak değiştirilebilmektedir fakat kazanç değerine bağlı olarak yükselme ve oturma zamanı azalmakta, aşım ise artmaktadır.



Şekil 5.9. DA motorunun 3000 d/dk referansla kapalı döngülü çalıştırılması

DA motorunun PID kontrol ile çalışması

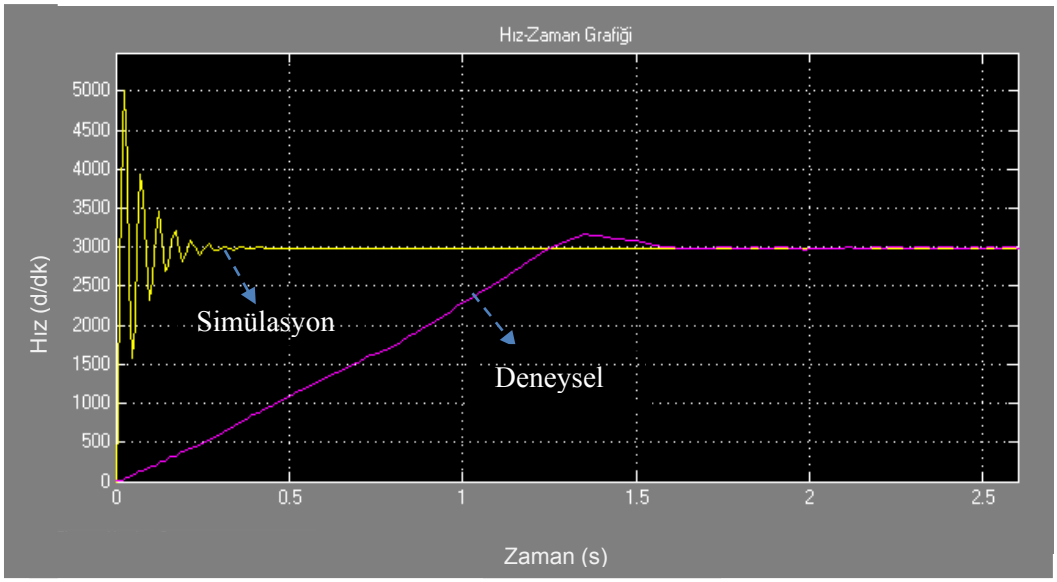
PID kontrolle DA motorunun hızı kontrollü gerçekleştirmek için yapılan bu deneyler klasik PID kontrol ve hız performans eğrisi(HPE) üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile gerçek zamanda kontrol olmak üzere iki aşamada gerçekleştirilmiştir. İlk olarak klasik bir yöntem olan Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak elde edilen kazanç parametreleri Şekil 5.10'da verilen simulinkteki devre ile hata değeri hesaplanmış ve bu değerler data acquisition kartın analog çıkışı yardımıyla 0-10 V olarak sürücü devresine uygulanmıştır.



Şekil 5.10. Klasik PID kontrol için simulink blokları

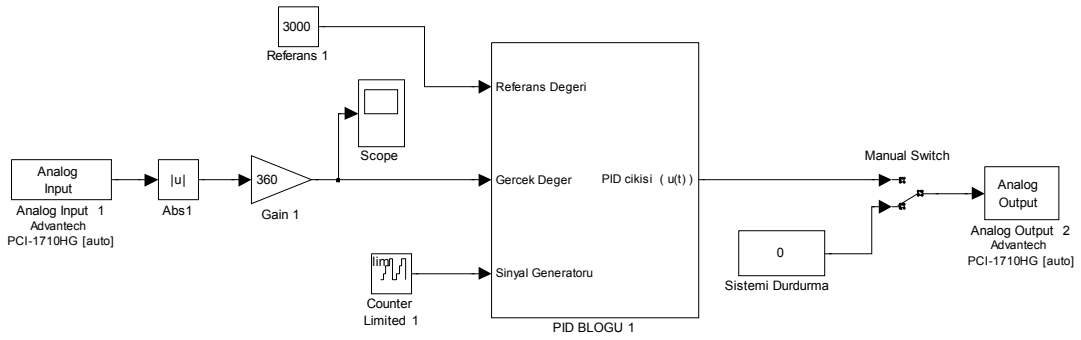
Şekil 5.10'daki blok diyagramdan görüldüğü gibi data acquisition karttan gelen devir bilgisi 0-10 V analog input ile sisteme uygulanmıştır. Referans değeri Şekil 5.10'da verilen blok üzerinden sağlanmaktadır. Hata dedektörü aracılığıyla gerçek değer ile referans değer çıkartılmış ve hata değeri bulunmuştur. Elde edilen hata değeri PID bloğundan geçirilerek saturdasyon bloğu aracılığıyla 0-10 V analog çıkışa iletilmiş ve veri işleme kartı aracılığıyla sürücü devresine sinyal uygulanmıştır.

PID parametrelerinin belirlenmesi için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Uygulamalarımızda GUI ara yüzü ile hazırlamış olduğumuz yazılım aracılığıyla Ziegler-Nichols Metodu kullanılarak kazanç değerleri hesaplanmıştır. Hesaplanan bu değerler sonucunda kazanç değerleri K_p=13,27, K_i=0,01, K_d=0,004 olarak bulunmuştur. Hesaplanan PID parametreleri ile referans değeri 3000 d/dk olacak şekilde DA motoru hız kontrolü deneyi sonucunda hız eğrisinin 1,155 s yükselme zamanı, 1600 d/dk aşım değeri ve 1,75 s oturma zamanı ile devir değişimi Şekil 5.11'de görülmüştür. Simülasyon sonucunda ise Şekil 5.11'de görüldüğü gibi 2000 d/dk aşım değeri, 0,25 s oturma zamanı ve 0,1 s yükselme zamanına sahip bir çıkış elde edilmiştir.

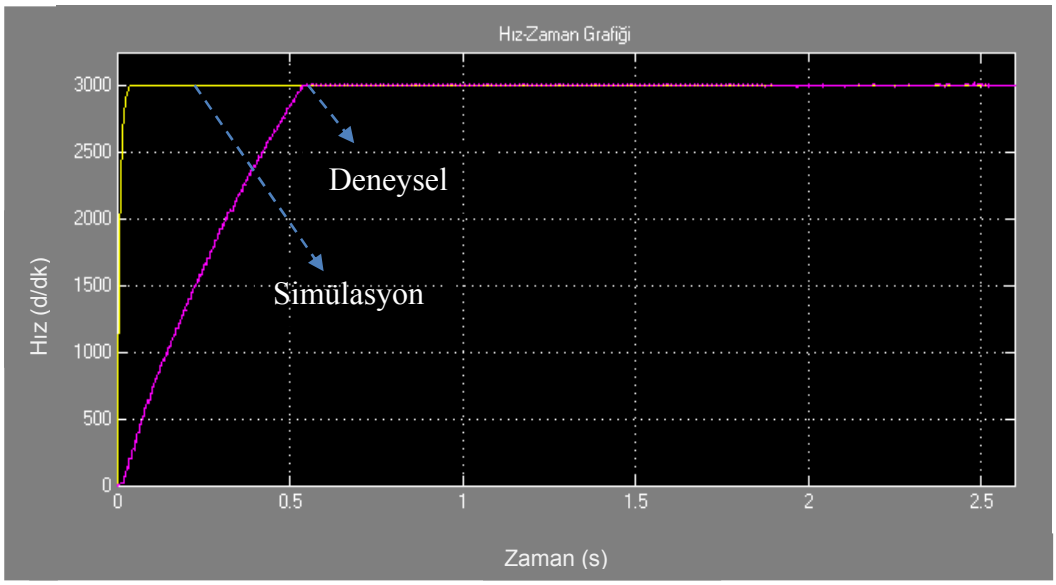


Şekil 5.11. Referans değeri 3000 d/dk Ziegler Nichols metodu ile kontrol

Sabit PID kontrol yerine sistemin çıkış eğrileri üzerinden kazanç parametreleri Şekil 5.3-Şekil 5.6'daki akış diyagramlarına uygun olarak hazırlanmış olan Şekil 5.12'deki devre aracılığıyla değişken PID parametreleri ile DA motoru kontrolü gerçekleştirilmiştir. Burada 1 ms'de bir veri kartından sinyal okunmuş ve motorun hız değerine göre kazanç parametreleri ayarlanmıştır.



Şekil 5.12. HPE ile hesaplanan PID kontrolün simulink blokları



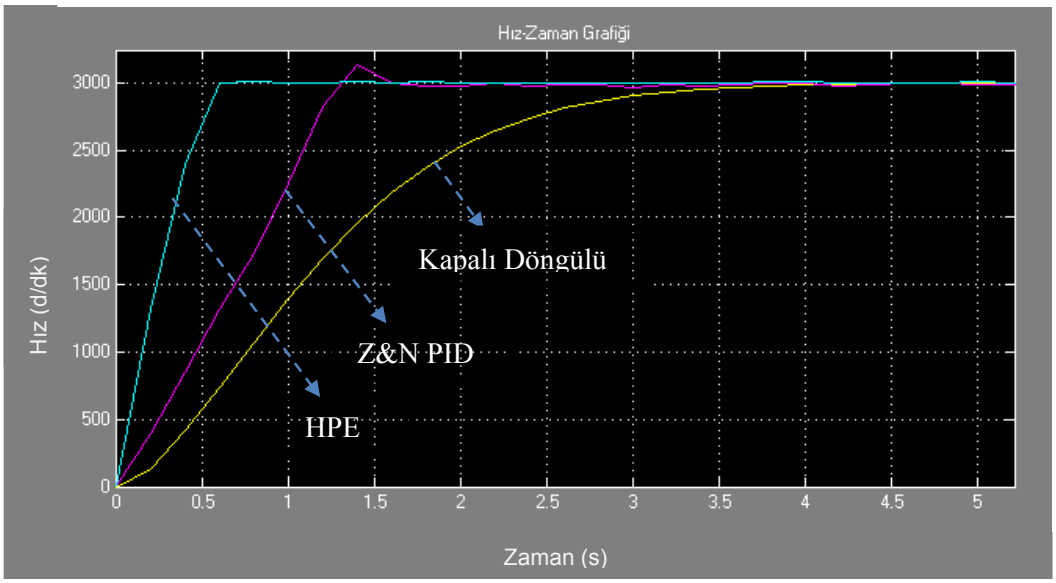
Şekil 5.13. HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile PID kontrol

HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile PID kontrolün gerçekleşmesi sonucunda Şekil 5.13'de verilen çıkış eğrisi elde edilmiştir. Şekil 5.13'de DA motorunun 18,5 ms yükselme zamanı ile 42 ms'de aşımsız olarak 3000 d/dk devirle çalıştığı Şekil 5.13'de simülasyon eğrisinden belirlenmiştir. Deney

sonucunda ise DA motorunun 0,55 s yükselme zamanı ile 5 d/dk aşım yaparak 0,6 s sonra 3000 d/dk referans değere ulaştığı Şekil 5.13'deki deneysel eğriden görülmüştür.

DA motorunun boşta çalışma deneyi ile yapılan çeşitli kontrol yöntemleri sonucunda elde edilen çıkış eğrileri Şekil 5.14'de verilmiştir. Şekil 5.14'den görüldüğü gibi yükselme zamanı, oturma zamanı dikkate alındığında HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile kontrol diğer kontrol yöntemlerine göre daha iyi bir sonuç oluşturmuştur. Aşım değerleri dikkate alınarak bir değerlendirme yapılacak olursa kötü bir oturma zamanı ile en iyi sonucu kapalı döngülü kontrolden elde edildiği belirlenmiştir.

HPE üzerinden hesaplanan kazanç parametre değerleri ile gerçekleştirilen PID kontrolün aşım dışında diğer yöntemlerden daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

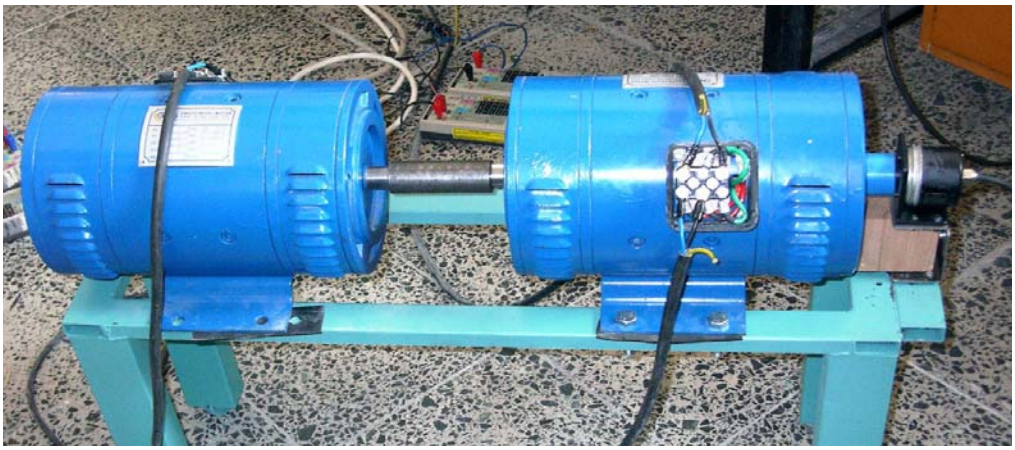


Şekil 5.14. Boş çalışma deneyleri karşılaştırılması

5.2.2. DA motorunun sabit yüklü çalışması

Uygulamalarımızda DA motorumuzu yüklemek için FEMSAN firmasına ait ve DA motoru ile aynı özelliklere sahip olan bir dinamo kullanılmıştır. DA motoru ile

dinamo Resim 5.9'da görüldüğü gibi akuple bağlanmış ve dinamonun endüktör gerilimi ayarlanarak DA motoru yüklenmiştir. Endüvi sargılarına Resim 5.9'da görülen 115 V, 1500 W'lık iki tane seri bağlı akkor flemanlı lamba bağlanmıştır.



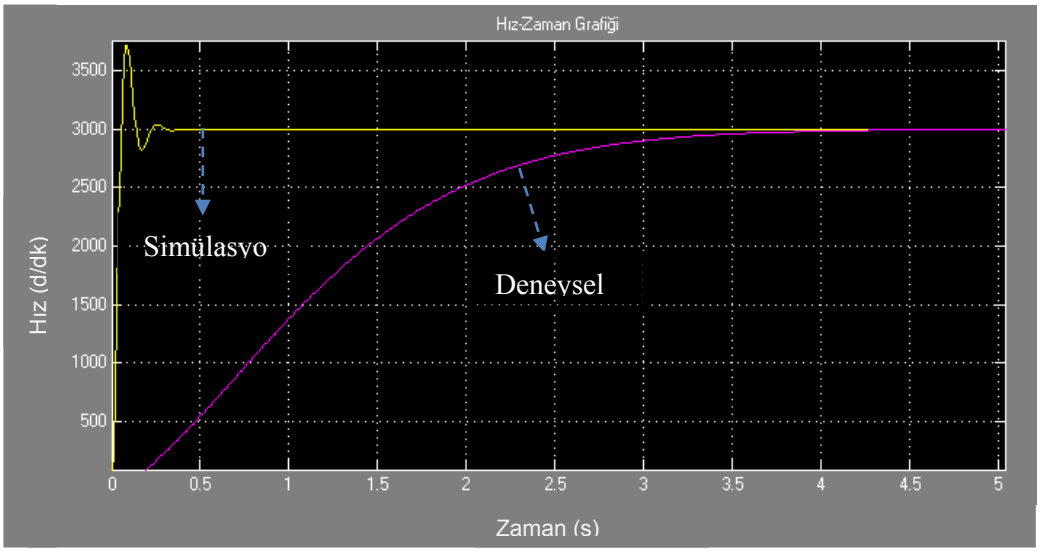
Resim 5.9. DA motorunun dinamo ile akuple bağlantısı

Resim 5.10. Dinamoya bağlanan yük

Yapılan deneylerde motor %25, %50, %75, %100 yüklenmiş ve referans olarak 3000 d/dk. ölçümler yapılmıştır. Bu deneyler kapalı döngülü, Ziegler-Nichols ile hesaplanan PID kontrolörle, HPE üzerinden hesaplanan kazançlarla çalışma olmak üzere üç bölümden oluşmaktadır.

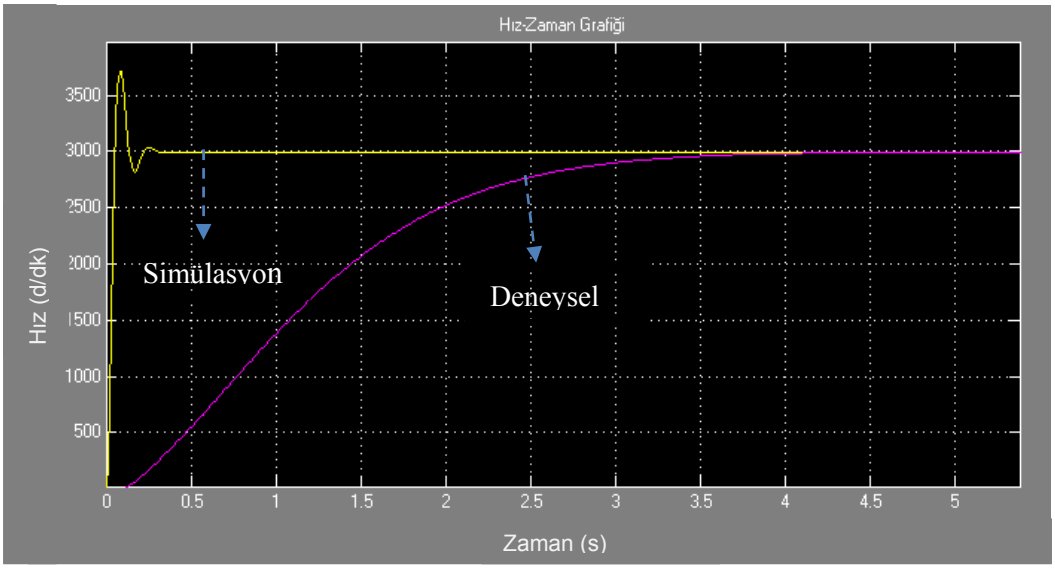
DA motorunun sabit yükte kapalı döngülü çalışması

DA motorunun kapalı döngülü olarak hız kontrolünün yapıldığı uygulamada 3000 d/dk referans değerinde yapılmıştır. Şekil 5.15'de 1,5 KW'lık yük ile yüklenen DA motorunun devir eğrisi görülmektedir. Şekil 5.15'den simülasyon sonuçlarına göre DA motoru 0,2 s yükselme zamanı, 0,45 s oturma zamanı ve 610 d/dk aşım ile çalıştığı, deneysel olarak yükselme zamanının 2,5 s, oturma zamanının 4,35 s ve aşımın olmadığı anlaşılmıştır.



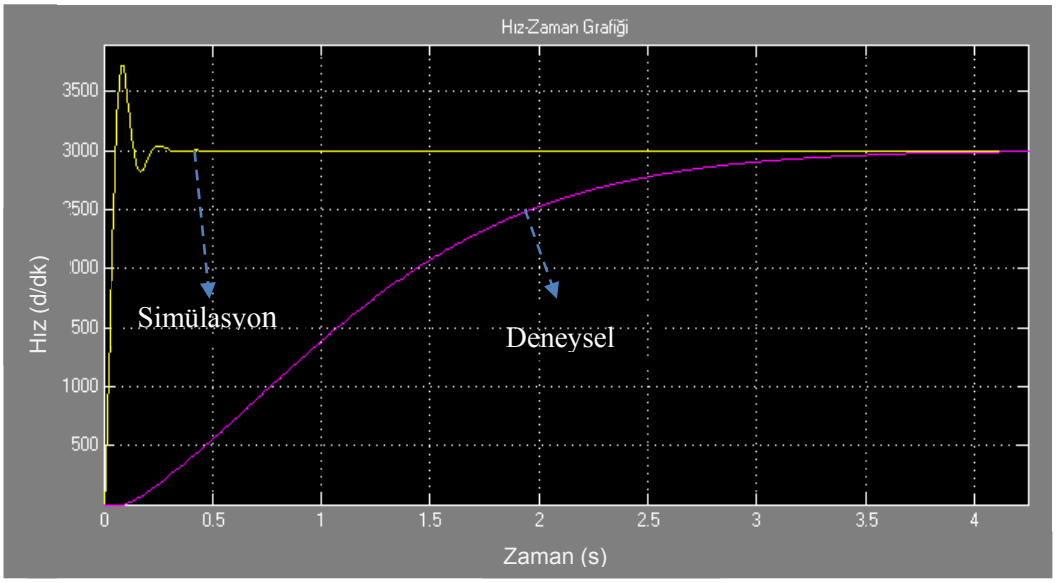
Şekil 5.15. DA motorunun 1,5 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması

DA motoru 1,5 KW'lık bir yükle yüklendiğinde endüvi geriliminin 199,3 V, akımının ise 7,78 A akım olduğu ölçülmüştür. 3000 d/dk referans değeri ile motor %75 yüklü olarak çalıştırıldığında motorun çıkış eğrisi Şekil 5.16'dan görülmektedir. DA motor 1,125 KW'lık yükte çalışan motorun simülasyon sonuçlarına göre DA motoru 0,18 s yükselme zamanı, 0,425 s oturma zamanı ve 610 d/dk aşım ile çalıştığı, deneysel olarak yükselme zamanının 2,35 s, oturma zamanının 4,3 s olduğu Şekil 5.16'dan anlaşılmıştır. Motorun 1,125 KW'lık yükte çalışması sırasında endüvi geriliminin 199,5 V, akımının ise 5,225 A okunmuştur.

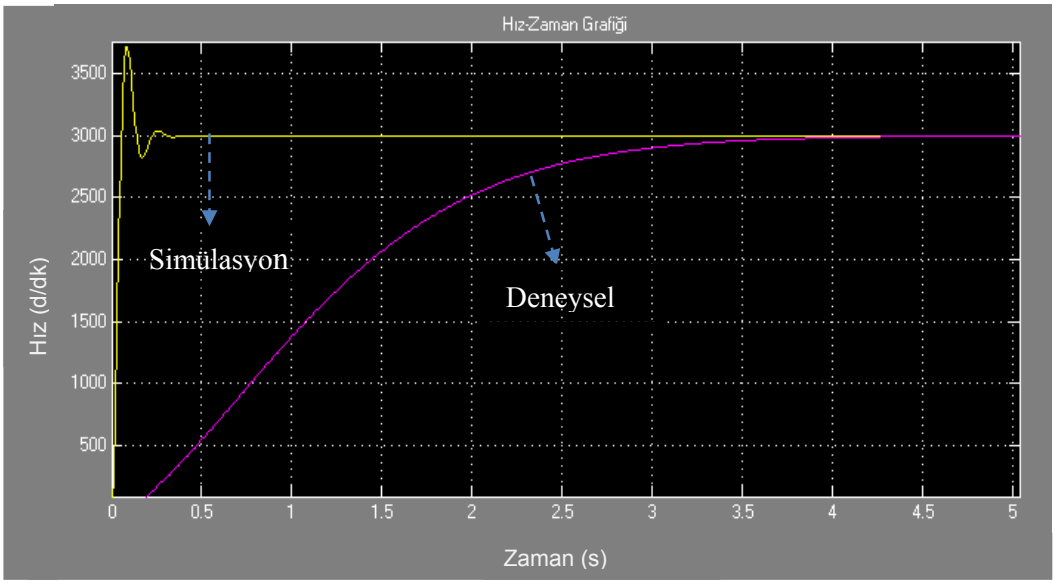


Şekil 5.16. DA motorunun 1,125 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması

0,75 KW ve 0,375 KW'lık yükler altında kapalı döngülü olarak kontrol edilen DA motorunun çıkış eğrileri Şekil 5.17 ve Şekil 5.18'de görülmektedir. Kapalı döngülü çalışan DA motorunun %50 yüklendiğinde 198,3 V, 3,69 A, ve %25 yükle yüklendiğinde ise 197,3 V, 2 A ile çalıştığı görülmüştür.



Şekil 5.17. DA motorunun 0,75 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması



Şekil 5.18. DA motorunun 0,375 KW'lık yükte kapalı döngülü çalışması

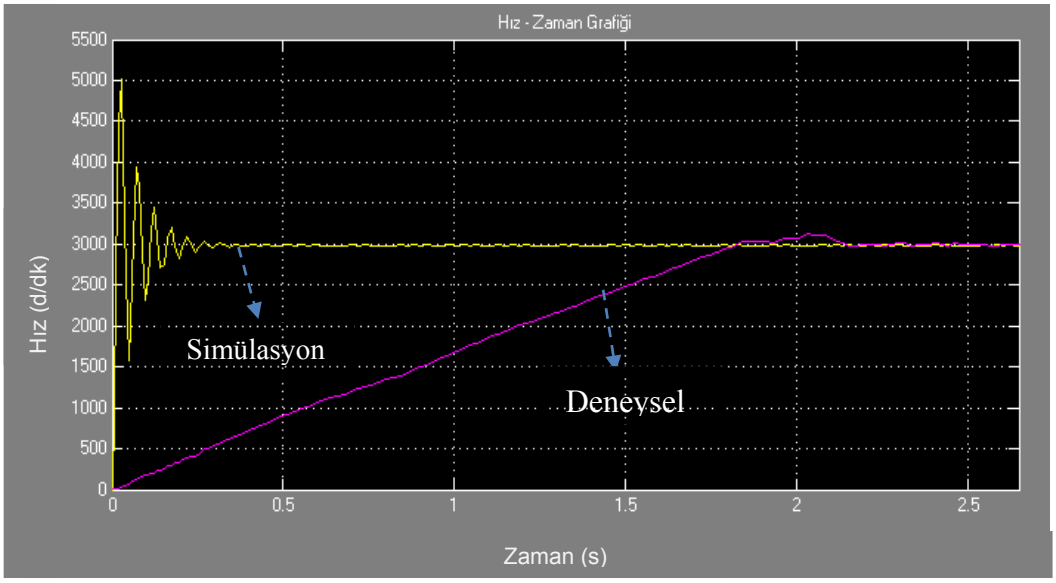
DA motoru sabit yükler altında çalıştırıldığında her yük değerinde referans değerinde çalışan bir kontrol gerçekleştirilmiştir.

DA motorunun sabit yükte PID kontrol ile çalışması

DA motorunun PID kontrolü gerçekleştirildiği bu uygulamada, kazanç parametre değerleri Ziegler-Nichols yöntemine göre hesaplanmış ve parametreler K_p=13,27, K_i=0,01, K_d=0,004 olarak hesaplanmıştır. Şekil 5.10'da görülen blok şeması aracılığıyla veri aktarımı sağlanmıştır. Kapalı döngülü çalışmada olduğu gibi PID kontrol ile yapılan deneyde de 3000 d/dk referans değerinde gerçekleştirilmiştir.

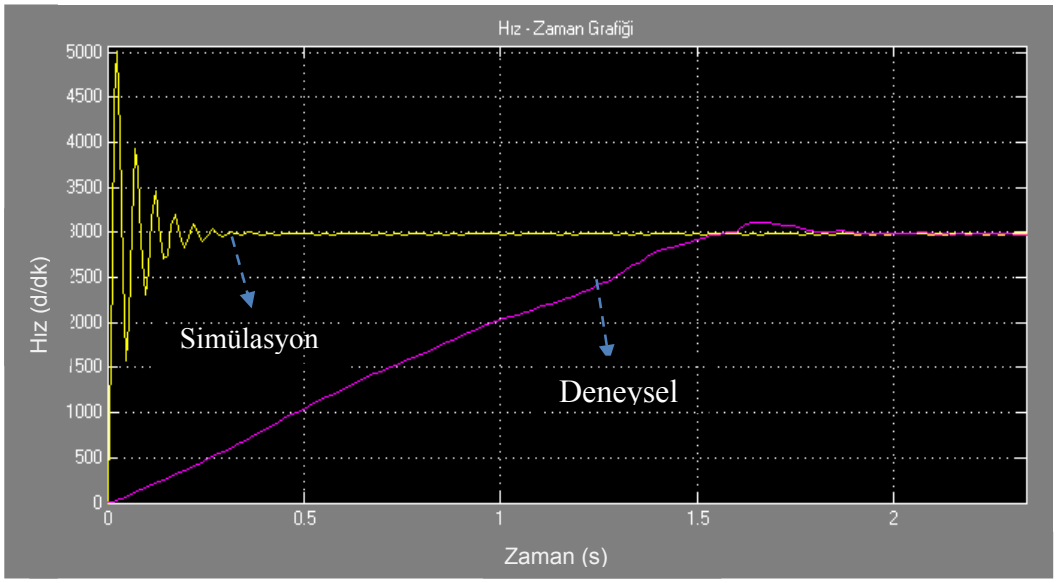
1,5 KW'lık yük ile yüklenen DA motorunun PID ile kontrolü 3000 d/dk referansla çalıştığında devir eğrisi Şekil 5.19'da görülmektedir. Şekil 5.19'da görüldüğü gibi hesaplanan PID parametreleri ile referans değeri 3000 d/dk olacak şekilde DA motoru hız kontrolü deneyi sonucunda hız eğrisinin 1,7 s yükselme zamanı, 150 d/dk aşım değeri ve 2,1 s oturma zamanı ile çalışmaktadır. Simülasyon sonucunda DA motoru başlangıçta çok fazla osilasyonla 2000 d/dk'lık bir aşım ile 0,3 s de referans değerinde çalıştığı Şekil 5.19'dan anlaşılmıştır. Deneysel uygulamalar sırasında tam

yükle yüklenen DA motorunun endüvi geriliminin 198 V, akımının ise 7,42 A olduğu belirlenmiştir.

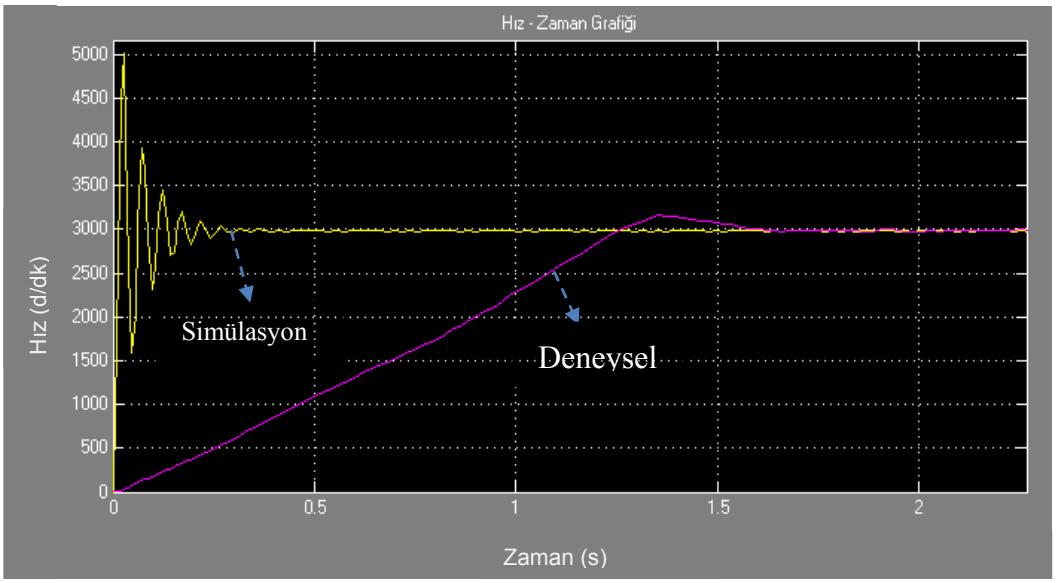


Şekil 5.19. DA motorunun 1,5 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması

Yük değerleri değiştirildiğinde DA motorunun başlangıçta salınım yaparak referans değerinde çalıştığı Şekil 5.20-Şekil 5.22'de belirlenmiştir. Yük değerleri azaldıkça yükselme ve oturma zamanının azaldığı Şekil 5.20-Şekil 5.22'de görülmektedir.



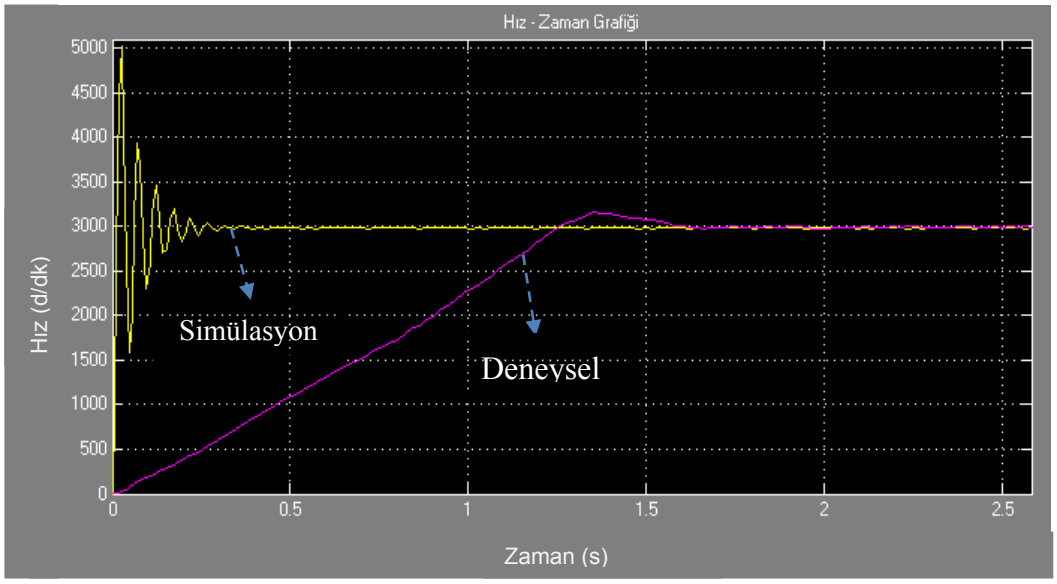
Şekil 5.20. DA motorunun 1,115 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması



Şekil 5.21. DA motorunun 0,75 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması

Z&N yöntemi kullanılarak hesaplanan kazanç parametreleriyle kontrol edilen DA motoru 1,125 KW ile yüklendiğinde endüvi sargılarına 197,5 V uygulandığı ve motorun 5,55 A akım çektiği ölçülmüştür. DA motorunun yükü 0,75 KW'a düşürüldüğünde gerilim değerinin 195,9 V olduğu akımın ise 3,5 A'e düştüğü belirlenmiştir. Z&N PID kontrolüyle yapılan 0,375 KW yüklü deneysel çalışmada ise motor 197 V'da 2 A akım çekmiştir.

Şekil 5.19-Şekil 5.22'de görüldüğü gibi DA motoru yüklendikçe referans değere ulaşma zamanları artmaktadır. DA motorunun klasik PID kontrollü olarak hız kontrolü yapıldığında simülasyondaki aşım değerinin deneysel çalışmada olmamasının sebebi sürme devresinde kullanılan gerilim geri beslemesinden kaynaklanmaktadır.



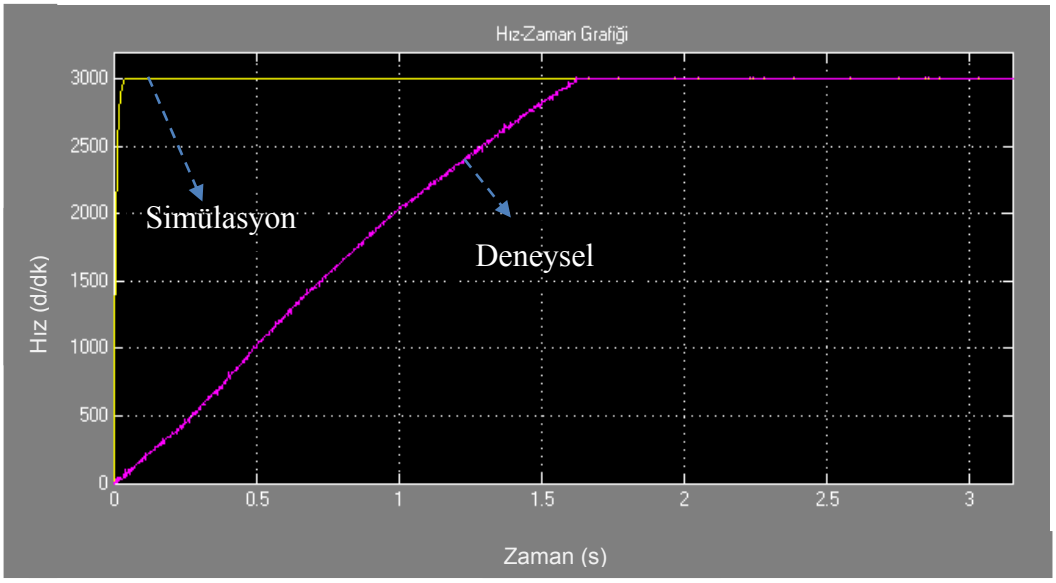
Şekil 5.22. DA motorunun 0,375 KW'lık yükte PID kontrollü çalışması

DA motorunun sabit yükte HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile PID kontrol çalışması

Yük altında çalışan DA motorunun kapalı döngülü olarak çalıştırıldığında motorun yaklaşık olarak 4,35 s'de referans değere ulaştığı, Ziegler-Nichols ile hesaplanan kazanç parametreleri ile PID kontrolle çalıştırıldığında ise 2,3 s sonra motorun referans değerde salınım yaparak çalıştığı Şekil 5.15-Şekil 5.22'de belirtilmiştir. Yapılan bu çalışmada Ziegler-Nichols yerine motorun çıkış değerleri ölçülerek kazanç parametrelerinin ayarlandığı Şekil 5.3-Şekil 5.6'da akış diyagramı verilen hız performans eğrisi üzerinden hesaplanan kazanç değerleri ile PID kontrolü yapılmıştır. Kazanç parametrelerin ayarlanması ve devir bilgilerinin okunması Şekil 5.12'de görülen simulink blokları ile sağlanmıştır.

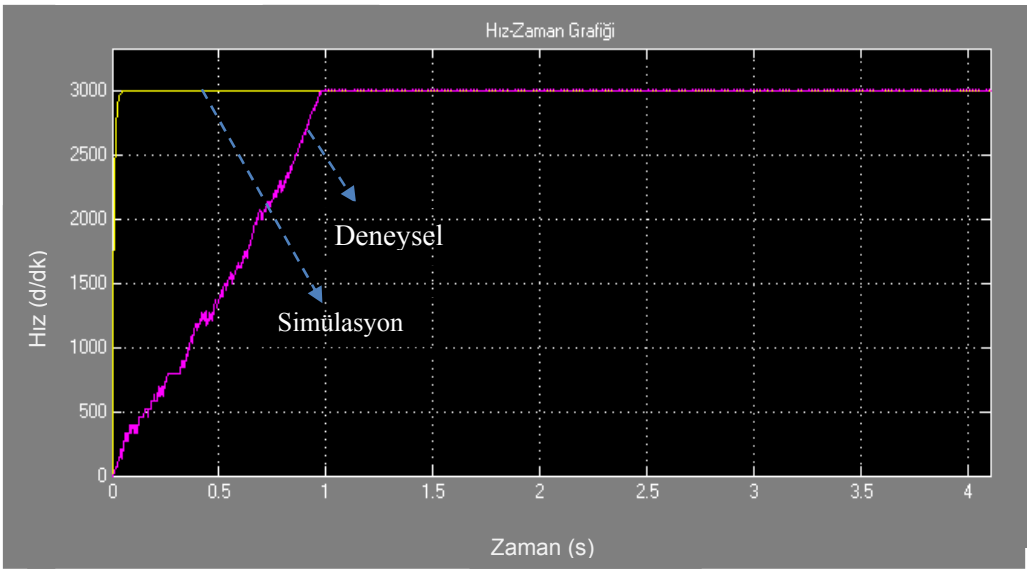
Deneysel çalışmamızda 1,5KW'lık yük ile yüklenen DA motorunun HPE ile kontrol edildiğinde 3000 d/dk referans için devir eğrisi Şekil 5.23'de görülmektedir. DA motorunun 20 ms yükselme zamanı ile 50 ms'de aşımsız olarak 3000 d/dk devirle çalıştığı Şekil 5.23'de simülasyon eğrisinden belirlenmiştir. Deneysel uygulama sonucunda ise DA motorunun 1.425 s yükselme zamanı ile aşımsız 1,8 s sonra 3000 d/dk referans değere ulaştığı Şekil 5.23'den belirlenmiştir. 1,5 KW'lık yükle

çalışan DA motorunun endüvi geriliminin 197,3 V, akımının ise 7,82 A olduğu ölçülmüştür.

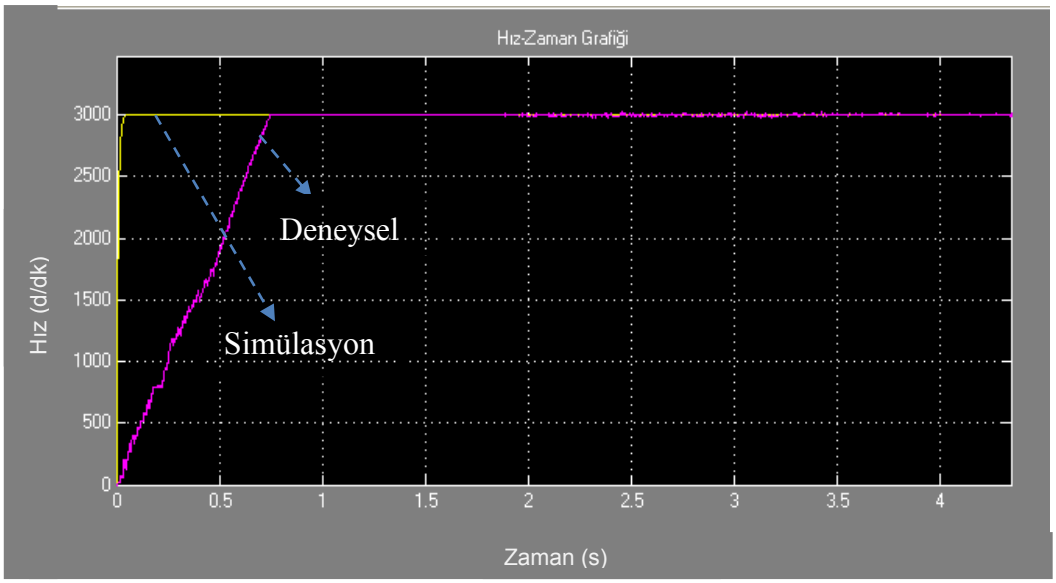


Şekil 5.23. DA motorunun 1,5 KW'lık yükte HPE ile kontrolü

DA motorunun yük değerleri değiştirildiğinde elde edilen devir eğrileri Şekil 5.24-Şekil 5.26'da gösterilmiştir. DA motorunun HPE ile hesaplanan kazanç parametreleri ile hesaplanan kazanç parametreleri ile çalıştırıldığında aşımın çok düşük olduğu, yükselme ve oturma zamanlarının diğer kontrol yöntemlerine göre daha iyi olduğu görülmüştür. DA motorunun kontrolü HPE yöntemi ile hesaplanan kazanç parametreleriyle oluşturulan PID kontrol ile gerçekleştirildiğinde motorun 1,125 KW yükle çalıştırıldığında 197,6 V gerilim ve 5,57 A akım değeriyle çalıştığı ölçülmüştür.

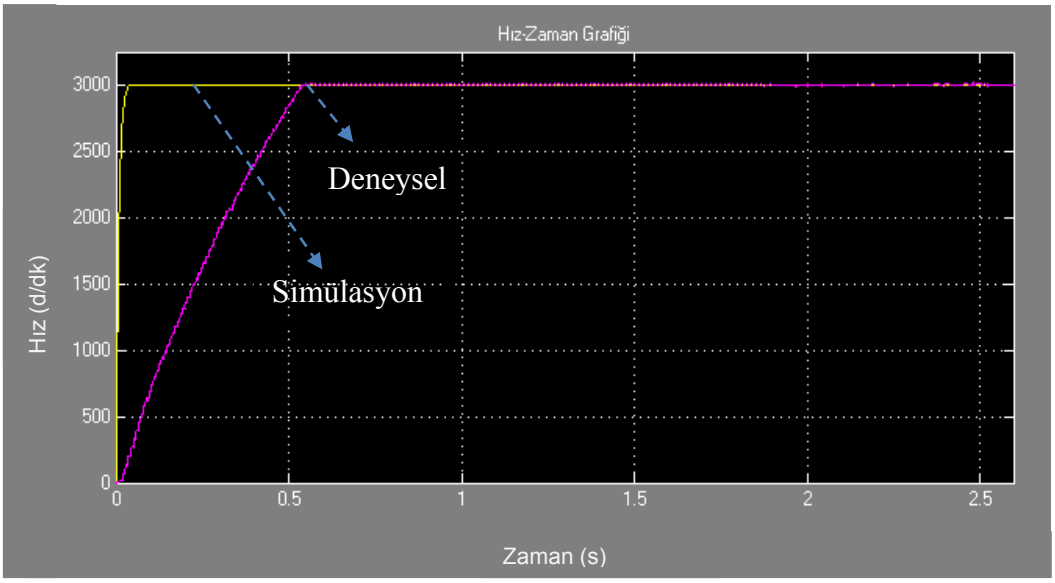


Şekil 5.24. DA motorunun 1,115 KW'lık yükte HPE ile kontrolü



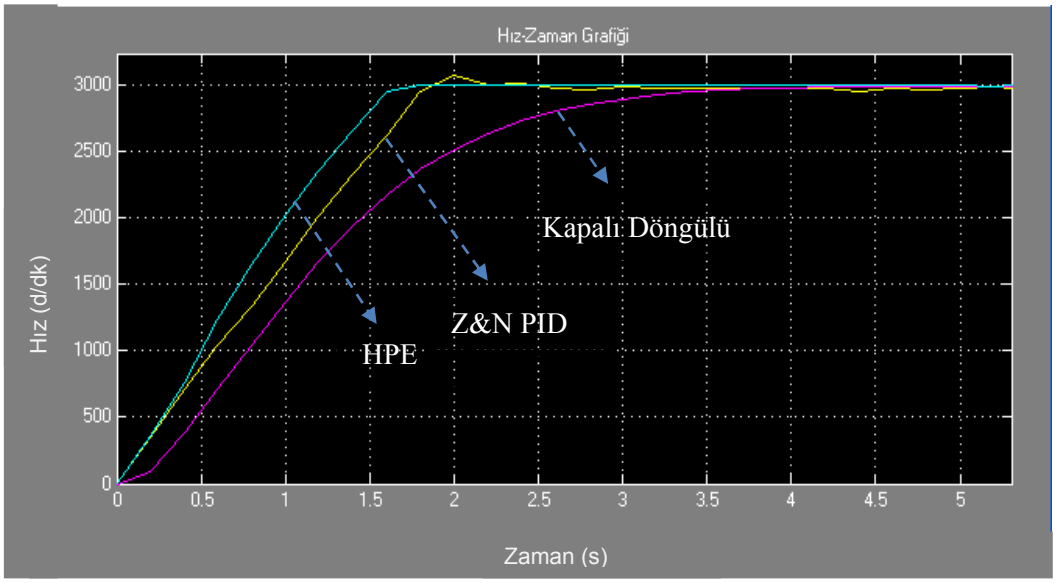
Şekil 5.25. DA motorunun 0,75 KW'lık yükte HPE ile kontrolü

Motorun yükü 0,75 KW'a düşüldüğünde endüvi geriliminin 198 V, akımının 3,62 A olduğu ölçülmüştür. 0,375 KW'lık yük ile çalıştırıldığında ise motora 197 V uygulanmış ve motor 2 A akım ile çalıştığı belirlenmiştir.



Şekil 5. 26. DA motorunun 0,375 KW'lık yükte HPE ile kontrolü

Hız performans eğrisi üzerinden kazanç parametrelerinin hesaplanması için yapılan bu çalışmada hesaplanan PID parametreleri ile sabit yükler altında çalıştırılan DA motoru kontrol edildiğinde oturma ve yükselme zamanı iyi olan, aşımın düşük olduğu Şekil 5.27'de görülmüştür.

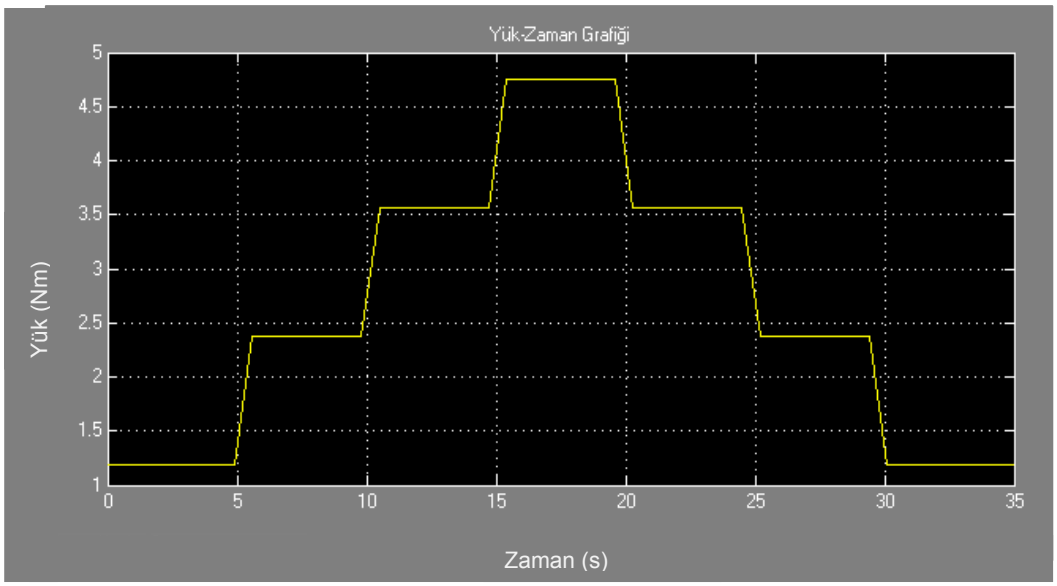


Şekil 5. 27. 1,5 KW'lık yükte kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması

DA motorunun çeşitli yükler altında ve çeşitli kontrol metotlarıyla çalıştırılması sonucunda elde edilen çıkış eğrileri Şekil 5.17-Şekil 5.26'da belirtilmiştir. Şekil 5.27'de DA motorunun tam yükte çalıştırılması sonucunda elde edilen devir eğrileri görülmektedir. Yükselme zamanı, referans değere ulaşma zamanı ve aşım konusunda en iyi sonucun HPE ile hesaplanan kazanç değerleriyle elde edildiği Şekil 5.27'de görülmüştür. Ayrıca tam yük dışında yapılan yüklü çalışma deneyleri sonucunda HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleriyle kontrolün diğer yöntemlere göre daha iyi yükselme ve oturma zamanı ile aşımsız olarak bir kontrol gerçekleştirdiği anlaşılmıştır.

5.2.3. DA motorunun değişken yüklerle çalışması

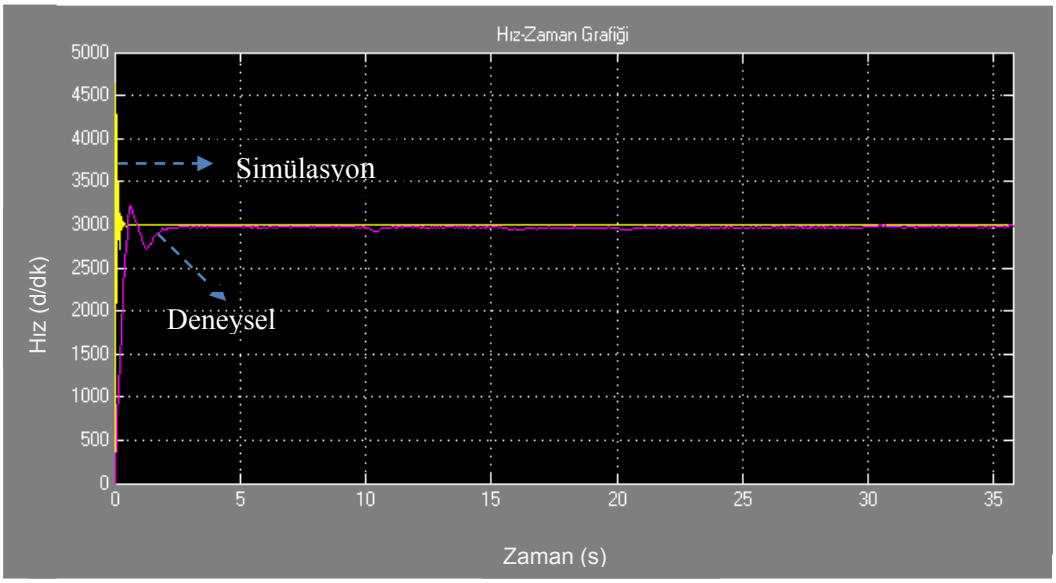
Yapılan bu çalışmanın sistem üzerindeki etkilerinin daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 5.28'deki yük DA motoruna uygulanmıştır. Bu yük değişimine bağlı olarak DA motorunun kapalı döngülü, Ziegler-Nichols metodu ile hesaplanan kazanç parametreleri ile PID kontrol ve HPE üzerinden hesaplanan kazanç parametreleri ile kontrol edilmiştir.



Şekil 5. 28. DA motoruna uygulanan yük değişimi

DA motoru yüklendikçe devir sayısı motor çalışmaya başladıktan 5 s sonra 2968 d/dk, 10 s sonra 2949 d/dk, 15 s sonra 2933 d/dk değerlerine düştüğü, 20 s den sonra yükteki azalmalara bağlı olarak motorun 3050 d/dk değerine kadar yükseldiği Şekil 5.29'dan görülmüştür. Yük değişimlerine bağlı olarak devirde meydana gelem değişimlere kapalı döngülü çalışmanın ortalama olarak 1 s tepki verdiği ve motoru referans değerde çalıştırabildiği Şekil 5.29'dan anlaşılmıştır.

Değişken yükler altında çalışan DA motorunun kapalı döngülü olarak çalıştırıldığında 5 s aralıklarla yük değeri değişmesinden dolayı kazanç değeri değiştirilerek kapalı döngülü çalışma sonucunda aşım olmuş ama 3000 d/dk devir değerine ulaşma süresi kısaltılmıştır. Kapalı döngülü çalışma sonucunda DA motorunun hızının, yükün değişmesine bağlı olarak 2933 d/dk ile 3050 d/dk devir arasında bir değişim gösterdiği görülmüştür.

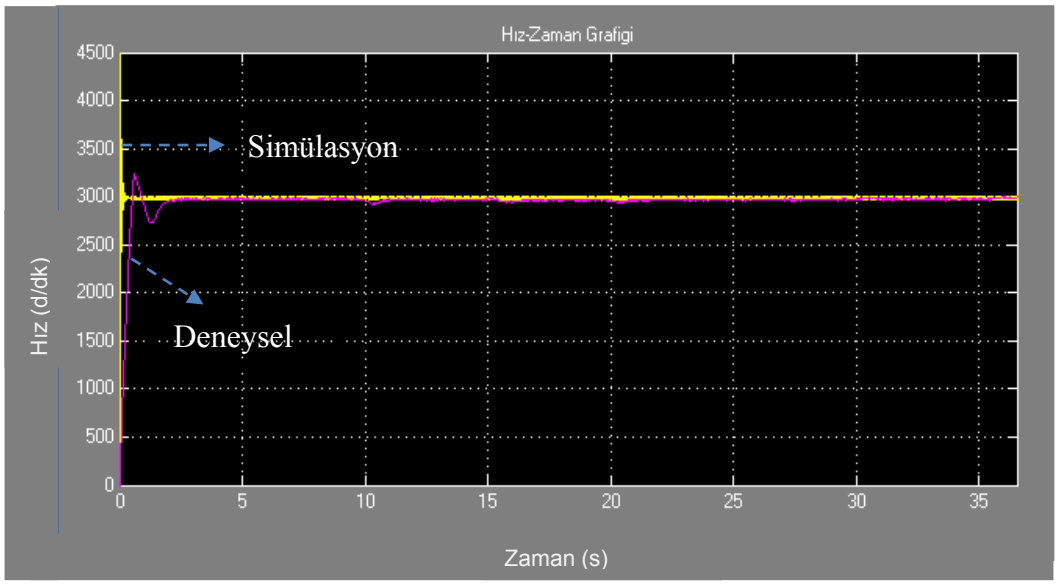


Şekil 5.29. DA motorunun değişken yükte kapalı döngülü kontrol edilmesi

DA motoru Ziegler-Nichols metodu kullanılarak hesaplanan kazanç parametreleri kullanılan PID kontrol ile çalıştığında Şekil 5.30'da görüldüğü gibi motor çalışmaya başladıktan 5 s sonra 2960 d/dk, 10 s sonra 2951 d/dk değerine, 15 s sonra 2938 d/dk hıza düştüğü ve ortalama olarak 100 ms sonra yük değişimine tepki verdiği görülmüştür. DA motoru PID kontrol ile çalıştırıldığında 20 s'den sonra yükün

azaltılmaya başlamasıyla devir sayısının 3030 d/dk değerlerine kadar yükseldiği Şekil 5.30'dan anlaşılmıştır.

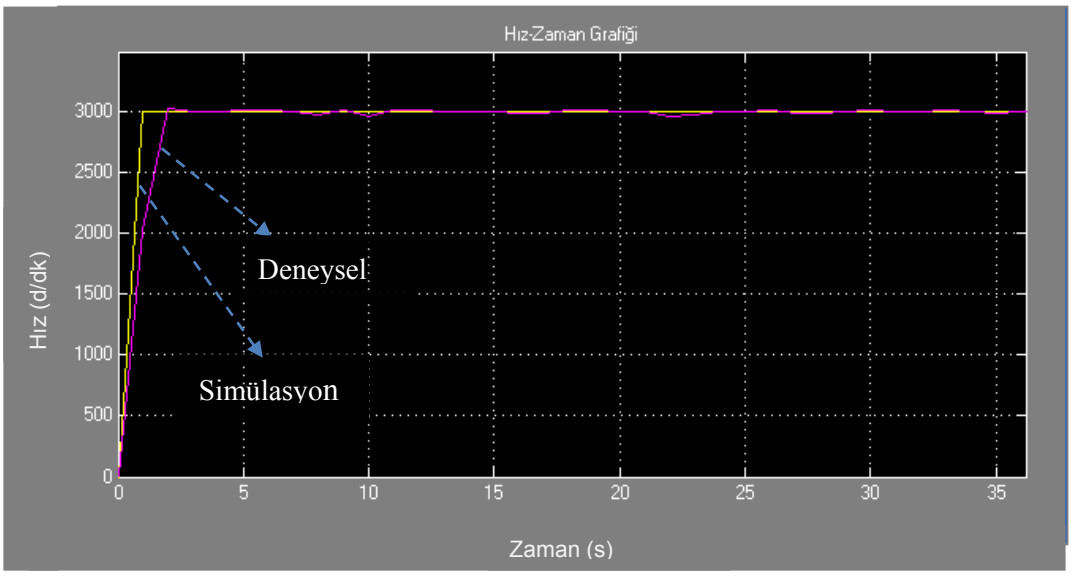
Değişken yükler altında çalışan DA motorunun PID kontrol ile çalıştırıldığında referans değerinde çalışmadığı ve yükün değişmesine bağlı olarak 2938 d/dk ile 3030 d/dk devir arasında bir değişim gösterdiği görülmüştür.



Şekil 5.30. DA motorunun değişken yükte PID kontrol ile kontrol edilmesi

PID kontrolör için kazanç parametrelerinin devir değerine bağlı olarak ayarlanması sonucunda elde edilen PID değerleriyle değişken yükler altında çalışan motorun hız kontrolü yapıldığında Şekil 5.31'deki devir eğrisi elde edilmiştir. Şekil 5.31'den görüldüğü gibi DA motoru değişken yükler altında çalışmasına rağmen ortalama devir değeri 3000 d/dk olduğu görülmektedir. DA motoru her 5 s'de bir yük değeri 15 s'ye kadar Şekil 5.28'da görüldüğü gibi yüklendiğinde motorun hızı 5. s'de 2990 d/dk, 10. s'de 2993 d/dk, 15. s'de 2988 d/dk değerlerine düştüğü fakat 3000 d/dk'lık referans değerine 10 ms'de tekrar ulaştığı görülmüştür. DA motorunun yük değeri 20 s'den sonra azaltıldığında devir sayısının 3010 d/dk değerine kadar anlık olarak ulaştığı fakat ayarlanan kazanç parametreleri yardımıyla 10 ms'de sistemin tepki vererek motorun referans değerinde çalıştığı Şekil 5.31'de görülmüştür.

HPE ile ayarlanan kazanç parametrelerinde hız kontrolü yapıldığında Ziegler-Nichols metoduyla hesaplanan kazanç değerleriyle PID kontrol ve kapalı döngülü çalışmadan daha hızlı tepki verdiği ve referans değerinde çalıştığı görülmüştür.



Şekil 5.31. DA motorunun değişken yükte HPE ile kontrol edilmesi

HPE ile ayarlanan kazanç parametrelerinde hız kontrolü yapıldığında Ziegler-Nichols metoduyla hesaplanan kazanç değerleriyle PID kontrol ve kapalı döngülü çalışmadan daha hızlı tepki verdiği ve referans değerinde çalıştığı görülmüştür.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Endüstriyel kontrol süreçlerinde yaygın bir kullanım alanı bulan PID kontrol için en önemli unsur, sistem için uygun parametrelerin belirlenmesidir. Bu amaçla sistemin çıkış değerine bağlı olarak gerçek zamanda değişebilen adaptive kontrol kullanılmıştır. Bununla birlikte, PID parametrelerinin hesaplanmasında literatürde yaygın olarak kullanılan Ziegler–Nichols metoduyla da hesaplama yapılmıştır. DA motorunun kapalı döngülü, Z&N metodu ile PID ve HPE üzerinden hesaplanan kazançlarla PID kontrolörlerle yapılan deneysel çalışmanın sonuçları Matlab, Simulinkte yapılan simülasyondan elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Hesaplanan kazanç parametrelerinin sisteme etkilerini görmek için uygulamada, 1,5 KW, 200 V, 7,5 A özelliklerine sahip bir motor kullanılmıştır. Ayrıca, motorun devir bilgilerinin bilgisayara aktarılması ve bilgisayarda hazırlanan algoritma yardımıyla hesaplanan kazanç değerleri PID bloğunda işlenmiş ve PID bloğunun çıkışı 0-10 V olarak sürücü devresine uygulanması, Advantech firması tarafından üretilen PCI 1710HG veri iletişim kartı ile 1 ms aralıklarla gerçekleştirilmiştir. Yapılan deneylerde DA motoru boşta, sabit yükte ve değişken yüklerde çalıştırılmış ve kapalı döngülü, PID kontrolü ile hız kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Yapılan bu çalışmada, boşta çalışma durumunda üç kontrol yönteminde de motor referans devirde çalıştırılmıştır. Fakat her uygulanan kontrol yönteminin yükselme, oturma zamanları ve aşım değerleri farklı olmuştur. Kapalı döngülü çalışma sonucunda motor, 2,8 s'lik yükselme zamanı, 3,75 s'lik oturma zamanı ile aşımsız olarak referans değerinde çalışmıştır. Ziegler-Nichols yöntemine göre hesaplanan K_p=13,27, K_i=0,01 ve K_d=0,004 kazanç değerleriyle klasik PID kontrol uygulandığında 1,155 s'lik yükselme zamanı, 1,75 s'lik oturma zamanı ve 150 d/dk'lık aşımla motorun çalıştığı gözlenmiştir. Kazanç parametreleri HPE üzerinden hesaplandığında ise motorun 0,55 s'lik yükselme zamanı, 0,6 s'lik oturma zamanı ve 5 d/dk'lık aşımla çalıştığı izlenmiştir. Kontrol yöntemleri içerisinde, boşta çalışan HPE ile kazanç parametrelerini ayarlama yönteminin kapalı döngülü ve Ziegler-Nichols ile hesaplanan kazançlarla yapılan PID kontrol yöntemlerine nazaran

aşımın çok düşük olduğu ve daha iyi bir yükselme ve oturma zamanına sahip olduğu görülmüştür.

DA motorun sabit yük altında çalıştırılmasının sonucunda ise motorun kapalı döngülü çalışmada yükün azaltılmasıyla oturma zamanlarının azaldığı görülmüştür. Tam yük altında kapalı döngülü olarak çalıştırılan DA motorunun, 2,5 s yükselme zamanı, 4,35 s oturma zamanı ile aşımsız olarak referans değere ulaştığı belirlenmiştir. Ziegler-Nichols metoduna göre hesaplanan kazanç parametreleri ile klasik PID kontrol gerçekleştirildiğinde DA motorunun 1,8 s'de referans değerin %90'ına, 2,1 s sonra ise referans değere ulaştığı ve 150 d/dk bir aşım ile çalıştığı deneysel çalışmalar sonucunda görülmüştür. HPE ile hesaplanan kazanç parametreleri ile motor kontrolünde ise 1,425 s'lik yükselme ve 1,8 s'lik oturma zamanı ile aşımsız bir kontrol gerçekleştirilmiştir. Yüklü çalışma deneyleri sonucunda HPE ile ayarlanan kazanç parametreleriyle DA motorunun kontrolünün, diğer yöntemlere göre yükselme ve referans değere ulaşma zamanı dikkate alındığında en iyi sonucu verdiği ve aşımın olmadığı gözlenmiştir.

DA motoruna değişken yükler uygulandığında kapalı döngülü çalışmada 2933-3050 d/dk arasında salınım yaptığı, Ziegler-Nichols ile hesaplanan kazanç parametreleriyle PID kontrol gerçekleştirildiğinde ise 2938-3050 d/dk salınım yaptığı gözlenmiştir. Yük değişimlerine kapalı döngülü sistemin 1 s, Z&N metodu ile hesaplanan kazanç değerleriyle PID kontrolün 100 ms de tepki verdiği görülmüştür. HPE üzerinden hesaplanan kazanç değerleriyle değişken yükler altında çalışan DA motor kontrol edildiğinde 2988-3010 d/dk arasında salınım yaptığı, fakat yükteki değişimlere kontrol sistemi 10 ms içerisinde deviri referans değerine ulaştırdığı deneysel çalışmalar sonucunda görülmüştür. Değişken yükler altında çalıştırılan DA motorunun HPE ile hesaplanan kazanç değerleriyle PID kontrol sonucunda daha az salınım yaptığı ve referans değerindeki değişimlere hızlı tepki verdiği görülmüştür.

Bu çalışmada deneysel verilere HPE yöntemi ile hesaplanan PID kontrolün kararlı hal durumunda diğer iki yönteme göre daha iyi sonuç verdiği, geçici hal durumu için ise iyileştirme yapılabileceği gözlenmiştir. Ayrıca motorun kontrolü için kullanılan

data aquisition kart, bilgisayar, MATLAB programı, frekansı gerilime dönüştüren devre gibi maliyeti artıran ve veri iletişimi sırasında zaman kaybına sebep olan sistemin parçaları ortadan kaldırılıp bunların yerine mikroişlemci ve mikrodenetleyicilerle hazırlanan program algoritması uygulanabilir. Böyle DA motorunun analog yerine dijital olarak sürülebileceğinden dolayı yöntemin tepki süreleri ve veri iletişimi sırasında oluşan zaman kayıplar azaltılmış olur.

KAYNAKLAR

1. Mitsukura, Y., Yamamoto, T., Kaneda, M., "A genetic tuning algorithm of PID parameters", ***Systems, Man and Cybernetics IEEE International Conference,*** 923-928 (1997).

2. Obika, M., Yamamoto, T., "An evolutionary design of robust PID controllers", ***Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics ,*** 101-106 (2005).

3. Aydoğdu, Ö., "Optimal-tuning of PID controller gains using genetic algorithms", ***Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi,*** 131-135 (2005).

4. Gomma, H.W.,"Adaptive PID control design based on generalized predictive control (GPC)", ***Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications,*** 1685-1690 (2004).

5. Dalcı, K.B., "Bulanık kazanç ayarlamalı nonlineer PI kontrolörün kalıcı mıknatıslı doğru akım motor-dinamo sistemine uygulanması", ***Doğuş Üniversitesi Dergisi,*** 71-88 (2004).

6. Beak, S.M., Kuc, T.Y., **"**An adaptive PID learning control of DC motors", ***Systems, Man and Cybernetics IEEE International Conference,*** 2877-2882 (1997).

7. Wang, W., Lee, T., Huang, H**.,** " Evolutionary design of PID controller for twin rotor multi-ınput multi-output system", ***Proceedings of the 4* World Congress on Intelligent Control and Automation IEEE,*** 913-917 (2001).

8. Sakaguchi, A., Yamamoto, T., "A design of predictive PID control systems using GA and GMDH network", ***Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications,*** 266-271 (2002).

9. Pingkang, L., Hengiun, Z., Yuyun, L., "Genetic algorithm optimization for AGC of multi-area power systems**"**, ***Proceedings of IEEE TENCON'02*****,*** 1818-1821 (2002).

10. Chen, J., Ren, Z., Fan, X., "Particle swarm optimization with adaptive mutation and its application research in tuning of PID parameters", ***Systems and Control in Aerospace and Astronautics, ISSCAA 2006. 1st International Symposium IEEE,*** 990-994 (2006).

11. Chang, W., " Nonlinear system identification and control using a real-coded genetic algorithm" ***Applied Mathematical Modelling, Volume 31, Issue 3 Elsevier,*** 541-550 (2005).

12. Takahashi, R.H.C.,Peres, P.L.D., Ferreira P.A.V., "Multiobjective H_2/H_∞ guaranteed cost PID design" ***IEEE Control Systems,*** 37-47 (1997).

13. Ricardo, H.C.,Takahashi, R.H.C., Peres, P.L.D., Ferreira, P.A.V., "H_2/H_∞ guaranteed cost PID design for uncertain systems: A multiobjective approach" ***Proceedings of the 1996 IEEE International Symposium Dearborn, 1996 on Computer-Aided Control System Design,*** 315-320 (1996).

14. Takao, K., Yamamoto, T., Hinamoto T., "Memory-based on-line tuning of PID controllers for nonlinear systems", ***Proceeding of the 2004 American Control Conference*****,** 4016-4021 (2004).

15. Takao, K., Yamamoto T., Hinamoto T., "Design of a memory-based self-tuning PID controller", ***43rd IEEE Conference on Decision and Control,*** 1598-1603 (2004).

16. Shi-ming, Y., Li, Y., Hai-qui, W.,"Constarined generalized predictive control algorithm with PID Feedback Correction Scheme", ***Proceedings of the American Control Conference,*** 379-383 (2003).

17. Nakano, K., Yamamoto, T., Hinamoto, T., "A design of robust self-tuning GPC-based PID controllers", ***Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE,*** 285-290 (2003).

18. Satol, T., Inoue', A.,"A design method of multirate I-PD controller based on multirate generalized predictive control law", ***SICE Annual Conference in Sapporo,*** 17-22 (2004).

19. Wang, P., Kwork, D.P., "Optimal fuzzy PID control based on genetic algorithm", ***'Power Electronics and Motion Control', Proceedings of the 1992 International Conference ,*** 977-981 (1992).

20. Cheres, E., "Parameter estimation of an unstable system with a PID controller in a closed loop configration"**,** ***Elsevier, Journal of Franklin Institute 343*****,** 204-209 (2006).

21. Silva, G.J., Data, A., Bhattacharyya, S.P., "Stabilization of first-order systems with time delay using the PID controller", ***Proceedings of the American Control Conference Arlington, IEEE,*** 4650-4655 (2001).

22. Grassi, E., Tsakalis, K., "PID controller tuning by frequency loop-shaping", ***Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control Kobe,*** 4776-4781 (1996).

23. Grassi, E., Tsakalis, K.S., Dash, S.,Gaikwad, S.V., and Stein, G., "Adaptive/self-tuning PID control by erequency loop-shaping", ***Proceedings of the 39* IEEE Conference on Decision and Control Sydney,*** 1099-1101 (2000).

24. Zhang, G., Shao, C., Chai, T., "A new method for ındependently tuning PID parameters" *,* ***Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control , Kobe, IEEE,*** 2527-2532 (1996).

25. Jianghui, W.X.D., Debao, C., "PID self-tuning control based on evolutionary programming"**,** ***Proceedings of the 4 World Congress on Intelligent Control and Automation, IEEE,*** 3132-3135 (2002).

26. Petrov, M., Ganchev, I., Taneva, A., "Fuzzy PID control of nonlinear plants", First ***International IEEE Symposium "Intelligent Systems",*** 30-35 (2002).

27. Killingsworth, N.J., Krstic, M., "PID tuning using extremum seeking", ***IEEE Control Systems Magazine,*** 70-79 (2006).

28. Killingsworth, N.,Krstic, M., "Auto-tuning of PID controllers via extremum seeking", ***2005 American Control Conference,*** 2251-2256 (2005).

29. Sevinç, A., "Lorenz kaotik sistemi için adaptif bir gözleyici", ***Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der. J. Cilt 18, No 4,*** 57-66 (2003).

30. Özcan, T., "Karmaşık yükler altında çalışan DA motorun etkin kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, ***Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, 34-37 (2006).

31. Bolton, W., " Control Engineering", ***Longman,*** Malaysia, 67-75 (1998).

32. Sarıoğlu, K., " Otomatik Kontrol I", ***Birsen Yayınevi***, İstanbul, 1-4 (1999).

33. KUO, Benjamin, C., "Otomatik Kontrol Sistemleri", ***Çev: Atilla Bir***, ***Literatür Yayınları:***35, Yedinci Baskı, İstanbul, 687-733 (1999).

34. Yüksel, İ.," Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri", ***Uludağ Üniversitesi Basımevi,*** Bursa, 209-215 (2001).

35. Yazıcı, İ., "Kendinden ayarlamalı sayısal PID tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, ***Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, 5-12 (2002).

36. Nasar, S. A., "Electric Machines and Electromechanics, Schaum's Outline Series"**,** ***Libri,*** Newyork, 63, (1981).

37. Ryff, P. F., "Electric Machinery", ***Prentice Hall,*** 77, (1988).

38. Aydoğmuş, Ö.,"PIC mikrodenetleyici yardımı ile DC motorun hız kontrolü" Yüksek Lisans Tezi, ***Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü,*** 5-19 (2006).

39. Zhang, W., "Servo Motor Force Control", ***Aptronix Inc. Pub.,*** 78 (1992).

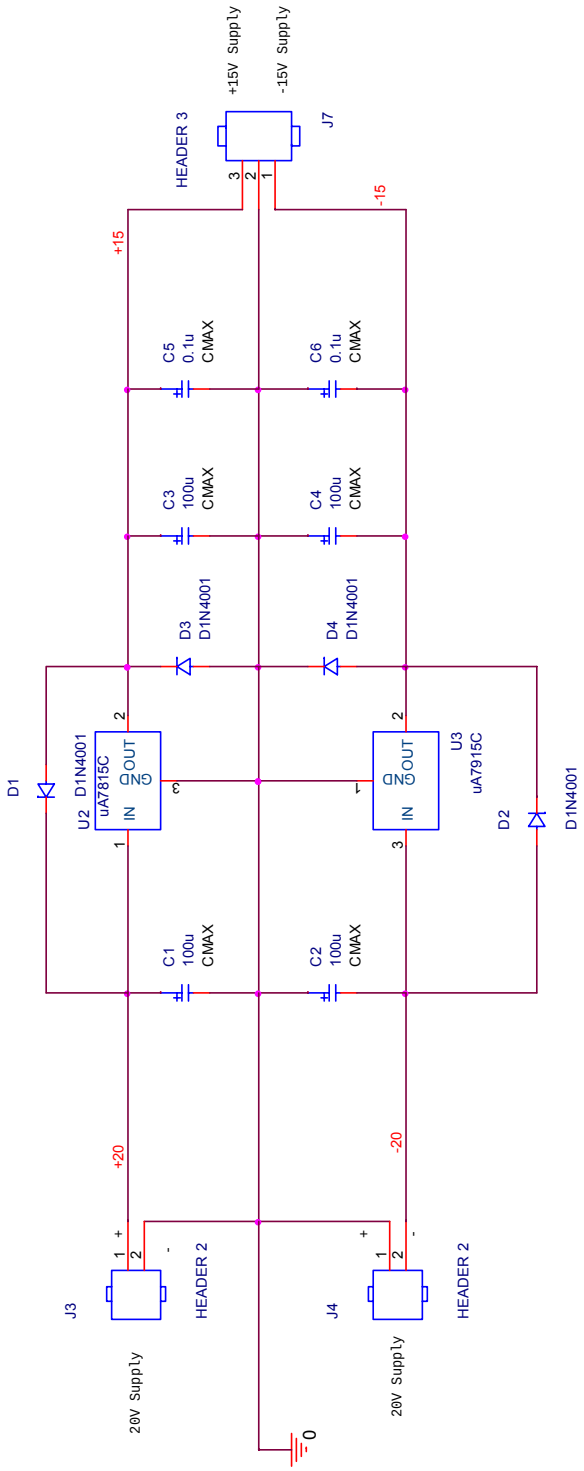
40. Dubey, Gopal, K., ve Kasarabada, C. R., "Power Elektronics and Drivers", ***Tata McGraw-Hill Pub,*** 261-281 (1993).

41. Coşkun, İ., Terzioğlu, H., "Hız performans eğrisi kullanılarak kazanç (PID**)** parametrelerinin belirlenmesi**"**, ISSN 1302/6178 ***Journal of Technical-Online,*** 180-205 (2007).

42. Arifoğlu, U., "Matlab 7.04 Simulink ve Mühendislik Uygulamaları", ***Alfa Yayınları,*** 19.1-220 (2005).

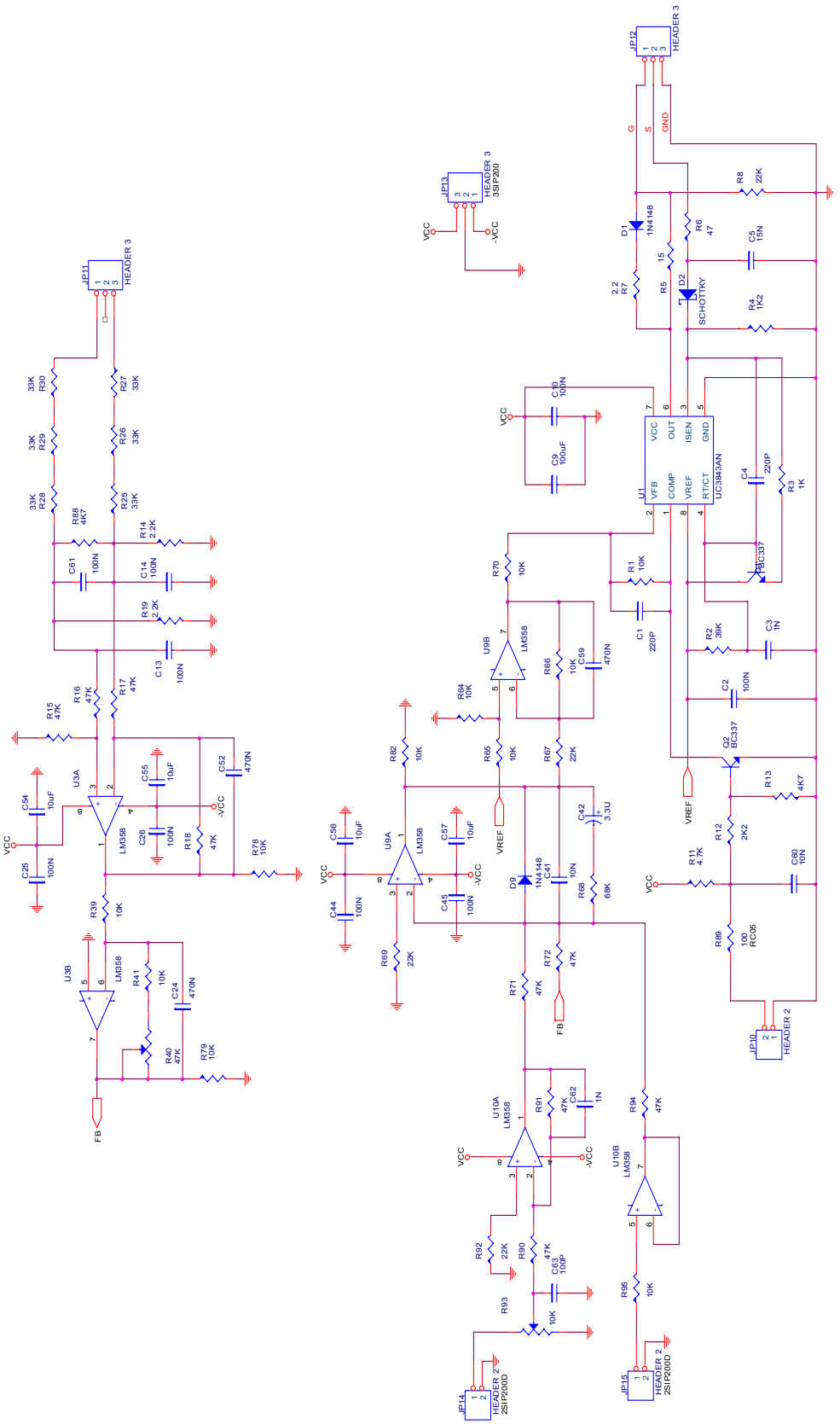
EKLER

EK-1 +15V/-15V Simetrik besleme devresi



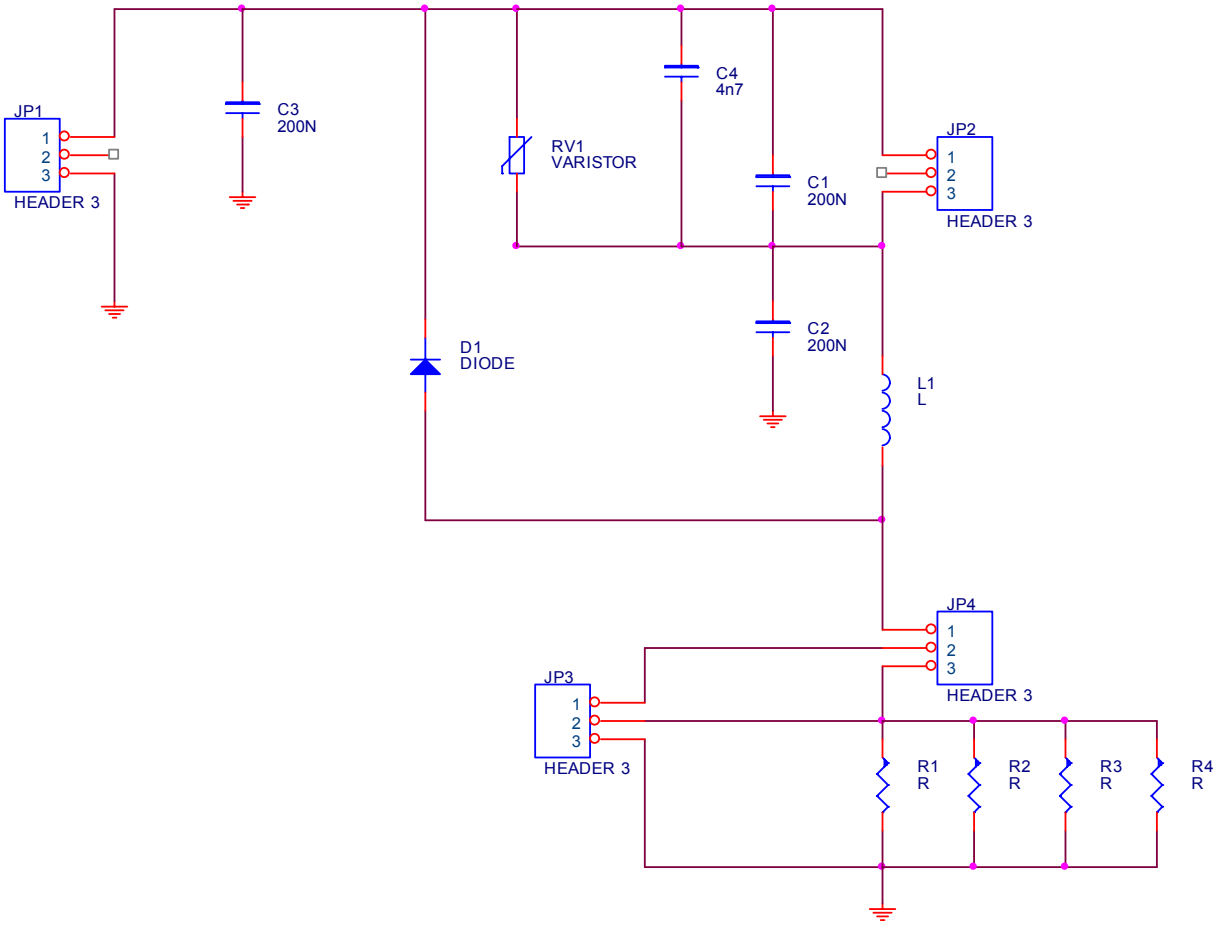
Şekil 1.1. +15V/-15V Simetrik besleme devresi

EK -2 Mosfet sürme devresi



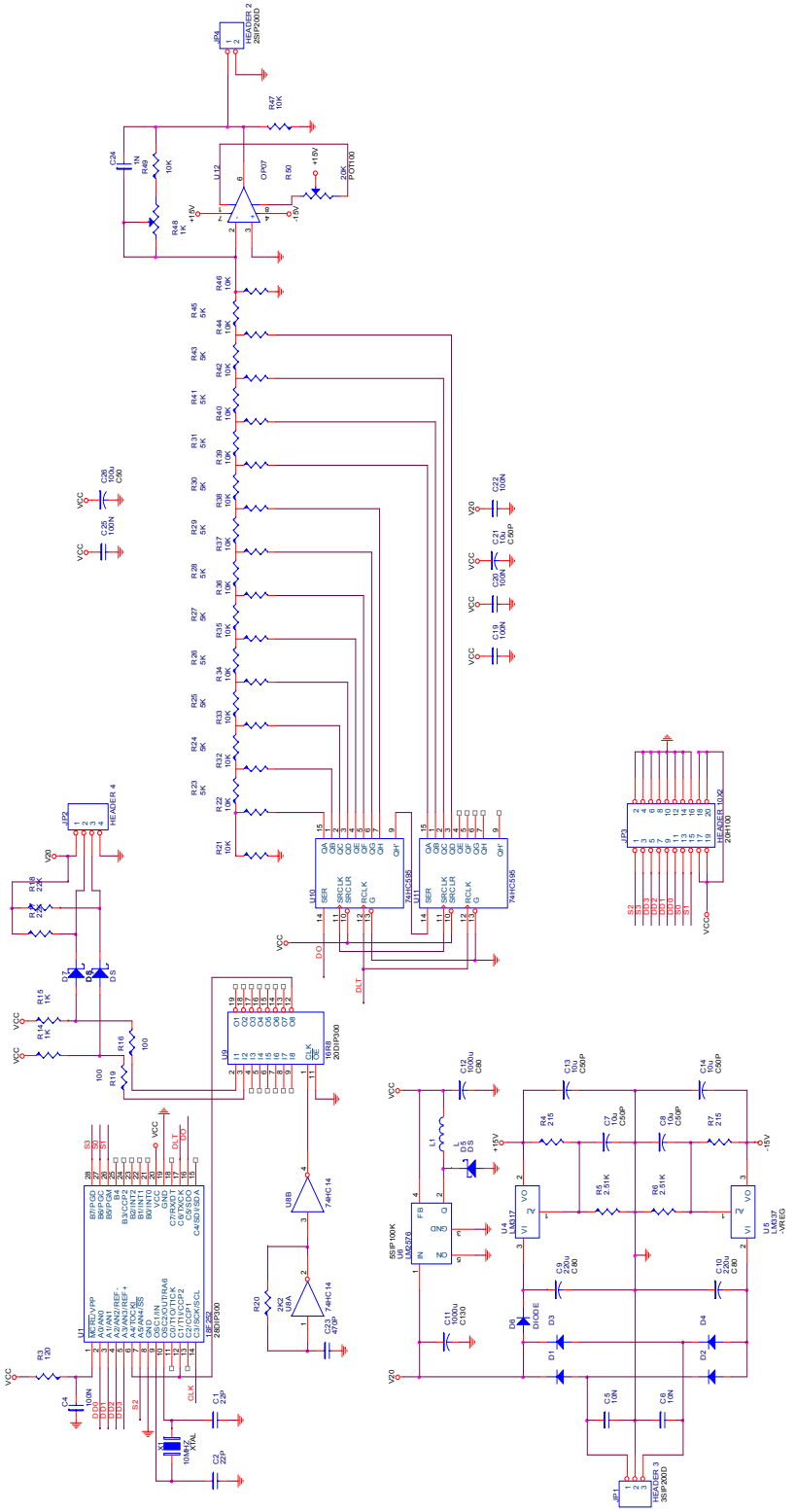
Şekil 2.1. Mosfet sürme devresi

EK-3 Güç devresi



Şekil 3.1. Güç devresi

EK-4 Frekansı gerilime dönüştüren devre



Şekil 4.1. Frekansı gerilime dönüştüren devre

EK-5 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
        LIST P=18F252                   ;directive to define processor
        #include <P18F252.INC>          ;processor specific variable definitions
;*************************************************
;Configuration bits
        __CONFIG    _CONFIG1H, _OSCS_OFF_1H & _HSPLL_OSC_1H
        __CONFIG    _CONFIG2L, _BOR_OFF_2L & _PWRT_OFF_2L
        __CONFIG    _CONFIG2H, _WDT_OFF_2H
        __CONFIG    _CONFIG3H, _CCP2MX_OFF_3H
        __CONFIG    _CONFIG4L, _STVR_OFF_4L & _LVP_OFF_4L &
_DEBUG_OFF_4L
        __CONFIG    _CONFIG5L, _CP0_OFF_5L & _CP1_OFF_5L &
_CP2_OFF_5L & _CP3_OFF_5L
        __CONFIG    _CONFIG5H, _CPB_OFF_5H & _CPD_OFF_5H
        __CONFIG    _CONFIG6L, _WRT0_OFF_6L & _WRT1_OFF_6L &
_WRT2_OFF_6L & _WRT3_OFF_6L
        __CONFIG    _CONFIG6H, _WRTC_OFF_6H & _WRTB_OFF_6H &
_WRTD_OFF_6H
        __CONFIG    _CONFIG7L, _EBTR0_OFF_7L & _EBTR1_OFF_7L &
_EBTR2_OFF_7L & _EBTR3_OFF_7L
        __CONFIG    _CONFIG7H, _EBTRB_OFF_7H
;*************************************************

#define t3if    pir2,tmr3if
#define intvar konum,0
#define sden    portc,6
#define s0      portb,6
#define s1      portb,5
#define s2      porta,5
#define s3      portb,7

;*************************************************
        CBLOCK      0x080
        WREG_TEMP                   ;variable used for context saving
        STATUS_TEMP                 ;variable used for context saving
        BSR_TEMP                    ;variable used for context saving
        ENDC
        CBLOCK      0x000
        konum
        durum
        temp
        sayl
        sayh
        intsay
```

EK-5 (devam) 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
        intval
        tsay
        tval
        t3l
        t3h
        hb
        lb
        r0      ;birler
        r1      ;onlar
        r2      ;yüzler
        r3      ;binler
        r4      ;onbinler
        ENDC
;*************************************************
;EEPROM data
        ORG   0xf00000

        DE      "Test Data",0,1,2,3,4,5
;*************************************************
;Reset vector
        ORG   0x0000

        goto    Main                    ;go to start of main code
;*************************************************
;High priority interrupt vector
        ORG   0x0008

        bra     HighInt                 ;go to high priority interrupt routine

;*************************************************
;Low priority interrupt vector and routine
        ORG   0x0018
        movff  STATUS,STATUS_TEMP   ;save STATUS register
        movff  WREG,WREG_TEMP       ;save working register
        movff  BSR,BSR_TEMP         ;save BSR register
        decfsz tsay
        goto   tt1
        movff  tmr0l,sayl
        movff  tmr0h,sayh
        clrf   tmr0h
        clrf   tmr0l
        movff  tval,tsay
        goto   lint0
tt1:
```

EK-5 (devam) 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
        movff  tmr1l,sayl
        movff  tmr1h,sayh
        clrf   tmr1h
        clrf   tmr1l
lint0:
        bcf    status,c
        rrcf   sayh
        rrcf   sayl
        movff  t3h,tmr3h
        movff  t3l,tmr3l
        bsf    intvar
        bcf    t3if
        btg    portb,4
lintson:


        movff  BSR_TEMP,BSR             ;restore BSR register
        movff  WREG_TEMP,WREG           ;restore working register
        movff  STATUS_TEMP,STATUS       ;restore STATUS register
        retfie
;*************************************************
;High priority interrupt routine
HighInt:
        movff  STATUS,STATUS_TEMP       ;save STATUS register
        movff  WREG,WREG_TEMP           ;save working register
        movff  BSR,BSR_TEMP             ;save BSR register


        movff  BSR_TEMP,BSR             ;restore BSR register
        movff  WREG_TEMP,WREG           ;restore working register
        movff  STATUS_TEMP,STATUS       ;restore STATUS register
        retfie  FAST
;*****************************************
Main:
        call    Hazırla
        movlw 0x8E
        movwf t3l
        movlw 0x6D
        movwf t3h
        movlw .30
        movwf intval
        movff  intval,intsay
        bsf    intcon,gie
```

EK-5 (devam) 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
;*************************
basla:
        btfss   intvar
        goto    basla
        bcf     intvar
        call    dacyaz
        decfsz  intsay
        goto    basla
        movff   intval,intsay
        goto    dpyaz
        goto    basla
;*************************
dacyaz:
        clrf    sspcon1
        movlw   0x40
        movwf   sspstat
        movlw   0x21
        movwf   sspcon1
        nop
        nop
        bcf     sden
        nop
        movff   sayh,sspbuf
b11:
        btfss   sspstat,bf
        goto    b11
        nop
        nop
        movff   sspbuf,temp
        movff   sayl,sspbuf
b21:
        btfss   sspstat,bf
        goto    b21
        nop
        nop
        bsf     sden
        return
;*****************************
dpyaz
        movff   sayl,lb
        movff   sayh,hb
        btg     portb,3
        call    bcd16
        movff   r0,porta
```

EK-5 (devam) 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
        bsf     s2
        nop
        bcf     s2
        movff   r1,porta
        bsf     s3
        nop
        bcf     s3
        movff   r2,porta
        bsf     s0
        nop
        bcf     s0
        movff   r3,porta
        bsf     s1
        nop
        bcf     s1
        goto    basla
;***********************************
bcd16:
        swapf   hb,w
        andlw   0x0F
        addlw   0xF0
        movwfr3
        addwf   r3,f
        addlw   .226
        movwfr2
        addlw   .50
        movwfr0
        movff   hb,wreg
        andlw   0x0F
        addwf   r2,f
        addwf   r2,f
        addwf   r0,f
        addlw   .233
        movwfr1
        addwf   r1,f
        addwf   r1,f
        swapf   lb,w
        andlw   0x0F
        addwf   r1,f
        addwf   r0,f
        rlcf    r1,f
        rlcf    r0,f
        comf    r0,f
        rlcf    r0,f
```

EK-5 (devam) 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
        movff  lb,wreg
        andlw  0x0F
        addwf  r0,f
        rlcf   r3,f
        movlw 0x07
        movwfr4
        movlw .10
lb1:
        decf   r1,f
        addwf  r0,f
        bc     lb2
        goto   lb1
lb2:
        decf   r2,f
        addwf  r1,f
        bc     lb3
        goto   lb2
lb3:
        decf   r3,f
        addwf  r2,f
        bc     lb4
        goto   lb3
lb4:
        DECF   r4,f
        addwf  r3,f
        bc     lb5
        goto   lb4
lb5:
        return
;************************
Hazırla:
        clrf   porta
        clrf   portb
        clrf   portc
        clrf   intcon
        clrf   intcon2
        clrf   intcon3
        clrf   ccp1con
        clrf   ccp2con
        movlw b'00000110'
        movwfadcon1
        clrf   trisa
        bsf    trisa,4
        clrf   trisb
```

EK-5 (devam) 18F252 mikrodenetleyicisinin program yazılımı

```
        clrf    trisc
        bsf     trisc,1
        bsf     trisc,0
        bsf     rcon,ipen
        movlw   b'10000001'
        movwf   t0con
        bsf     intcon,peie
        bcf     ipr2,tmr3ip
        movlw   b'10101000'
        movwf   t0con
        movlw   b'10000011'
        movwf   t1con
        movlw   b'10010001'
        movwf   t3con
        bcf     t3if
        bsf     pie2,tmr3ie
        clrf    konum
        clrf    sayh
        clrf    sayl
        movlw   .30
        movwf   intsay
        movlw   .2
        movwf   tval
        movwf   tsay
        return
        END
```

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı	: TERZİOĞLU, Hakan
Uyruğu	: T.C.
Doğum tarihi ve yeri	: 06.10.1982 Karabük
Medeni hali	: Bekar
Telefon	: 0 (332) 223 23 83
e-mail	: hterzioglu@selcuk.edu.tr

Eğitim

Derece	**Eğitim Birimi**	**Mezuniyet tarihi**
Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Öğrt.	2005
Lise	Karabük Anadolu Meslek Lisesi	2000

İş Deneyimi

Yıl	**Yer**	**Görev**
2005-	Selçuk Üniversitesi / TBMYO	Öğr. Grv.

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Coşkun, İ., Terzioğlu, H., "Hız Performans Eğrisi Kullanılarak Kazanç (PID) Parametrelerinin Belirlenmesi", ***ISSN 1302/6178 Journal of Technical-Online***, 180-205 (2007).

2. Sungur, C., Terzioğlu, H., Anadol, M.A.,"PV Beslemeli PIC Kontrollü Trafik Sinyalizasyonu", ***IV. Ege Enerji Sempozyumu,*** 239-245 (2008)

Hobiler

Kitap okumak, Futbol oynamak