

**T.C.
İSTANBUL AYDIN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**YABANCI UYARTIMLI İLE FIRÇASIZ DC MOTORLARIN HIZ VE TORK
KARAKTERİSTİKLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hüseyin Cem BAYRAKTAR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hasan Hüseyin BALIK

AĞUSTOS-2015

**T.C.
İSTANBUL AYDIN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**YABANCI UYARTIMLI İLE FIRÇASIZ DC MOTORLARIN HIZ VE TORK
KARAKTERİSTİKLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Hüseyin Cem BAYRAKTAR
(Y.1313.100001)**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hasan Hüseyin BALIK

AĞUSTOS 2015

İSTANBUL AYDIN ÜNİVERSİTESİ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün Y.1313.100001 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Hüseyin Cem BAYRAKTAR**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**Yabancı Uyarımlı ile Fırçasız DC Motorların Hız ve Tork Karakteristiklerinin Karşılaştırılması**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Hasan Hüseyin BALIK**
İstanbul Aydın Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Osman Nuri UÇAN**
İstanbul Aydın Üniversitesi

: **Yrd. Doç. Dr. Vehbi Bölat**
İstanbul Arel Üniversitesi

Teslim Tarihi : 13.07.2015
Savunma Tarihi : 18.08.2015

YEMİN METNİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum, **“Yabancı Uyarımlı ile Fırçasız DC Motorların Hız ve Tork Karakteristiklerinin Karşılaştırılması”** adlı çalışmanın, tezin proje safhasından sonuçlanmasına kadarki bütün süreçlerde, bilimsel ahlâk ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurulmaksızın yazıldığını ve yararlandığım eserlerin Bibliyografya’da gösterilenlerden oluştuğunu, bunlara atıf yapılarak yararlanılmış olduğunu belirtir ve onurumla beyan ederim. (13 / 07 / 2015)

Hüseyin Cem Bayraktar

ÖNSÖZ

Tez çalışmam boyunca, bana yardımcı olup yol gösteren tez danışmanım Sayın Prof. Dr. Hasan Hüseyin Balık'a ve Aydın Üniversitesi'nde yüksek lisans eğitimim süresince bana emeği geçen tüm öğretim üyelerine çok teşekkür ederim.

Yaşamım ve yoğun çalışmalarımın geçtiği yüksek lisans eğitimi ile tez hazırlama sürecim içerisinde, bana her zaman destek olan, anlayış gösteren sevgili eşime, biricik kızıma ve beni seven tüm dostlarıma sonsuz şükranlarımı sunarım.

Ağustos-2015

Hüseyin Cem BAYRAKTAR

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	viii
İÇİNDEKİLER.....	ix
KISALTMALAR.....	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ	xviii
SEMBOL LİSTESİ.....	xxi
ÖZET	xxv
ABSTRACT	Hata! Yer işareti tanımlanmamış.ii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı.....	4
1.2 Literatür Araştırması.....	5
1.3 Tez Düzeni.....	7
2. FIRÇALI VE FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ TANITIMI.....	9
2.1 Giriş	9
2.2 BDC Motorların Yapısı	10
2.2.1 Stator	11
2.2.2 Rotor	12
2.2.3 Fırçalar ve kollektör	12
2.3 BDC Motorların Çalışma Prensipleri.....	13
2.4 BDC Motorların Eşdeğer Devresi	16
2.5 BDC Motorların Çeşitleri	18
2.5.1 Yabancı uyartımlı BDC motorlar	18
2.5.2 Şönt uyartımlı BDC motorlar.....	23
2.5.3 Seri uyartımlı BDC motorlar.....	28
2.5.4 Kompunt uyartımlı BDC motorlar.....	33
2.5.5 Kalıcı mıknatıslı BDC motorlar	37
2.6 Bazı BDC Motorların Karşılaştırılması	41
2.7 BDC Motorların Olumlu ve Olumsuz Yönleri	41

2.8 BDC Motorların Hız Kontrolü	43
2.8.1 Endüvi voltajı kontrolü	43
2.8.2 Alan kontrolü (ϕ)	44
2.8.3 Endüvi direnci kontrolü	45
2.8.4 Motorlara uygulanacak doğru gerilimin sağlanması	45
2.9 BLDC Motorların Tanımı ve Özellikleri	52
2.10 BLDC Motorların Kullanım Alanları	54
2.11 BLDC Motor ve Sürücü Sistemi Yapısı	54
2.11.1 Stator	55
2.11.2 Rotor	56
2.11.3 Geri besleme üniteleri	57
2.11.4 Evirici ve sürücü katmanı (güç dönüştürücüsü)	64
2.11.5 Denetleyici (kontrolör)	72
2.12 Fırçasız DC Motor Çeşitleri	72
2.12.1 Dış rotorlu fırçasız dc motorlar	72
2.12.2 Disk tipi fırçasız dc motorlar	73
2.12.3 İç rotorlu fırçasız dc motorlar	74
2.13 Fırçasız DC Motorların Olumlu ve Olumsuz Yönleri	76
2.14 Fırçasız DC Motorların Çalışma Prensipleri	77
2.14 Fırçasız DC Motorların Kontrolü	79
2.14.1 Klasik kontrol yöntemleri	80
2.14.2 Modern kontrol yöntemleri	81
2.15 Fırçalı ve Fırçasız DC Motorların Karşılaştırılması	85
3. YABANCI UYARTIMLI VE FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ MATEMATİKSEL MODELLERİ İLE MATLAB/SIMULINK ORTAMINDA SİMÜLASYONU	87
3.1 Giriş	87
3.2 Yabancı Uyarımlı DC Motorun Matematiksel Modellemesi ve Simülasyonu	87
3.2.1.1 Yabancı uyarımlı dc motorun ikaz kontrollü olarak matematiksel modellemesi, simülasyonu ve sistemin kararlılığının kontrolü	88
3.2.1.2 Yabancı uyarımlı dc motorun ikaz kontrollü olarak çalıştırılmasında pi kontrolör kullanarak hız ve tork kontrolünün gerçekleştirilmesi	97
3.2.2.1 Yabancı uyarımlı dc motorun armatür kontrollü olarak matematiksel modellemesi, simülasyonu ve sistemin kararlılığının kontrolü	104
3.2.2.2 Yabancı uyarımlı dc motorun armatür kontrollü olarak çalıştırılmasında pi kontrolör kullanarak hız ve tork kontrolünün gerçekleştirilmesi	113
3.3 Fırçasız DC Motorun Matematiksel Modellemesi ve Simülasyonu	117
3.3.1 BLDC motorun matematiksel modelinin elde edilmesi	117
3.3.2 BLDC motor sürücüsünün matematiksel modelinin elde edilmesi	119
4. SONUÇLAR	127
4.1 Giriş	127
4.2 Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi	127
4.2.1 İkaz kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun simülasyon sonuçları değerlendirmesi	127
4.2.2 Armatür kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun simülasyon sonuçları değerlendirmesi	128

4.2.3 İkaz kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçları değerlendirmesi.....	129
4.2.4 Armatür kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçları değerlendirmesi.....	130
4.2.5 BLDC motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçları değerlendirmesi	130
4.2.6 Yabancı uyarımlı dc motor ile BLDC motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması	131
KAYNAKLAR.....	133
ÖZGEÇMİŞ	139

KISALTMALAR

BLDC	: Fırçasız Doğru Akım (Brushless Direct Current)
BDC	: Fırçalı Doğru Akım (Brush or Brushed Direct Current)
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (Permanent Magnet Synchronous Motor)
SMFDAM	: Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Motoru (Permanent Magnet Brushless Direct Current Motor)
DC	: Doğru Akım (Direct Current)
AC	: Alternatif Akım (Alternative Current)
PID	: Oransal-İntegral ve Türev Kontrol (Proportional-Integral and Derivative Control)
PI	: Oransal-İntegral Kontrol (Proportional-Integral Control)
PD	: Oransal-Türev Kontrol (Proportional-Derivative Control)
LQR	: Lineer Karesel Kontrol (Linear Quadratic Control)
MRAC	: Model referans adaptif kontrol (Model reference adaptive control)
EMK	: Elektromotor kuvvet
MMK	: Mıknatıs Magnetik Gerilimi
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
PIC	: Giriş-Çıkış İşlemcisi (Peripheral Interface Controller)
MATLAB	: “Matris laboratuvarı” kelimelerinin ilk üç harfinden oluşan teknik bir programlama dili.
SIMULINK	: MATLAB içinde dinamik sistemleri modellemeye ve simülasyonunu gerçekleştirmeye yarayan bir yazılım ortamı.
H-BRIDGE	: H Köprüsü, DC Motorun yön kontrolünü gerçekleştirmek için geliştirilen yöntem.
CD	: “Compact Disc”, küçük, taşınabilir, yuvarlak boyutlarda, elektronik kayıt, yedekleme, ses, video ve bilgisayar verilerini sayısal bir formatta saklayan optik medya.
DVD	: “Digital Video Disc” CD’ye göre daha hızlı ve daha fazla veri barındıran yeni nesil optik depolama teknolojisi.
SCADA	: “Supervisory Control and Data Acquisition” kelimelerinin baş harflerinden oluşan Türkçesi “Danışmalı Kontrol ve Veri Toplama Sistemi”.
MOSFET	: Metal-Oksit Yarı İletkenli Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

IGBT : Kapı İzoleli Bipolar Transistör (Insulated-Gate Bipolar Transistor)
HP : Beygir gücü (Güç birimi)

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : Bazı BDC motorların karşılaştırılması.	41
Çizelge 2.2 : Sensör bilgisine, rotor konumuna tekabül eden anahtar durumları.	79
Çizelge 2.3 : BLDC ve BDC motorların karşılaştırılması.	85-86
Çizelge 3.1 : İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun karakteristik denklemine ait Routh-Hurwitz Tablosu.	97
Çizelge 3.2 : Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun karakteristik denklemine ait Routh-Hurwitz Tablosu.	113
Çizelge 3.3 : BLDC sürücü sisteminin parametreleri.	122

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Oyuncaklar için kullanılan mikro BDC motor.	9
Şekil 2.2 : Fırçasız DC motor örnekleri.	9
Şekil 2.3 : Bir BDC motor yapısı.	10
Şekil 2.4 : Basit iki kutuplu BDC motor.	10
Şekil 2.5 : BDC motorun statorunda elektromanyetik sargılar.	11
Şekil 2.6 : BDC motorun statorunda kalıcı mıknatıslar.	11
Şekil 2.7 : Kalıcı mıknatıslı BDC motora genel bir bakış.	12
Şekil 2.8 : Manyetik alan altında hareket yönleri.	13
Şekil 2.9 : Sol el üç parmak kuralı.	14
Şekil 2.10 : Basit olarak bir DC motorun çalışması.	14
Şekil 2.11 : DC motorun endüvi sargısında endüklenen voltaj.	15
Şekil 2.12 : DC motorun endüvi devresi modeli.	16
Şekil 2.13 : DC motorun uyarım devresi modeli.	17
Şekil 2.14 : Yabancı uyarımlı BDC motor eşdeğer devresi.	19
Şekil 2.15 : Yabancı uyarımlı BDC motorun tork-hız karakteristikleri.	20
Şekil 2.16 : Yabancı uyarımlı BDC motorun ve mekaniki yükün etkileşimi.	21
Şekil 2.17 : Yabancı uyarımlı BDC motorda güç akışı.	22
Şekil 2.18 : Şönt uyarımlı BDC motor eşdeğer devresi.	23
Şekil 2.19 : Şönt uyarmalı BDC motorda endüvi gücü-akımı ilişkisi.	25
Şekil 2.20 : Şönt uyarmalı BDC motorda endüvi momentinin endüvi akımı ile değişimi	25
Şekil 2.21 : Şönt uyarmalı BDC motor devir sayısının endüvi akımı (veya momentini) ile değişimi	26
Şekil 2.22 : Seri uyarımlı BDC motor eşdeğer devresi.	28
Şekil 2.23 : Seri uyarımlı BDC motor endüvisinde üretilen gücün endüvi akımı ile değişimi.	29
Şekil 2.24 : Seri uyarımlı BDC motorun endüvi akımı ile çıkış ve endüvi gücünün değişimleri.	30
Şekil 2.25 : Seri uyarımlı BDC motor endüvi momentini-akımı ilişkisi.	31
Şekil 2.26 : Seri uyarımlı BDC motorun endüvi akımı ile devir sayısı değişimi.	31

Şekil 2.27	: Seri uyarımlı BDC motorun moment-hız karakteristiği.	32
Şekil 2.28	: Uzun şönt kompant BDC motor devresi.	34
Şekil 2.29	: Değişik bağlantılı DC motorlar için üretilen moment-endüvi akımı eğrilerinin karşılaştırılması.	35
Şekil 2.30	: Değişik bağlantılı DC motorlar için hız-endüvi akımı eğrilerinin karşılaştırılması.	36
Şekil 2.31	: Kalıcı mıknatıslı bir doğru akım makinasının yapısı.	38
Şekil 2.32	: Kalıcı mıknatıslı bir doğru akım makinasının eşdeğer devresi.	38
Şekil 2.33	: Kalıcı mıknatıslı BDC motorun hız-moment, akım-moment karakteristikleri.	39
Şekil 2.34	: Farklı kaynak gerilimlerdeki hız-moment karakteristikleri.	40
Şekil 2.35	: Farklı endüvi devresi dirençlerindeki hız-moment karakteristikleri.	40
Şekil 2.36	: Uygulanan voltajla hızın değişimi.	43
Şekil 2.37	: Yabancı uyarımlı DC motorda reosta kullanılarak uyarım akımının değiştirilmesiyle hız kontrolünün gerçekleştirilmesi.	44
Şekil 2.38	: Alan (uyarım) akımı ile hızın değişimi.	44
Şekil 2.39	: Hız kontrolü için endüvi direnci metodu.	45
Şekil 2.40	: Harici endüvi direnci ile hızın değişimi.	45
Şekil 2.41	: Bir fazlı tam doğrultucu kullanılarak DC motor endüvi geriliminin kontrolü.	46
Şekil 2.42	: Üç faz tam dalga kontrollü doğrultucu.	47
Şekil 2.43	: Temel bir kıyıcı devresi.	49
Şekil 2.44	: Kıyıcının giriş-çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri.	49
Şekil 2.45	: Yabancı uyarımlı DC motorlar için ayarlanabilir hız sürücüleri.	50
Şekil 2.46	: Yabancı uyarımlı bir DC motorda hız kontrol bölgeleri.	51
Şekil 2.47	: PIC16F876 ile gerçekleştirilen fırçasız dc motor sürücü sistemi.	55
Şekil 2.48	: Fırçasız DC motor statoru ve alan sargıları.	55
Şekil 2.49	: Farklı kutuplu stator yapıları.	56
Şekil 2.50	: Alan etkili sensörün yapısı.	59
Şekil 2.51	: İki ve dört kutuplu motorlarda alan etkili sensörlerin durumu.	59
Şekil 2.52	: Alan etkili sensör şeması.	60
Şekil 2.53	: Motor içindeki alan etkili sensörlerin konumu.	60
Şekil 2.54	: Alan etkili sensörlerin yerleşim şekilleri.	61
Şekil 2.55	: Artımlı (artırımsal) encoder.	62
Şekil 2.56	: Mutlak encoder.	62
Şekil 2.57	: Sıfır geçiş dedektörünün yapısı ve bağlantısı.	64
Şekil 2.58	: Mosfet'lerle yapılmış sürücü devresi.	65
Şekil 2.59	: Mosfet'lerin iç yapısı ve sembolü.	66
Şekil 2.60	: Güç mosfetinin sembolü.	66

Şekil 2.61	: Mosfetlerin karakteristik eğrisi.	67
Şekil 2.62	: PNP ve NPN tipi transistörlerin sembolü ve iç yapısı.	67
Şekil 2.63	: Transistörlerin karakteristik eğrisi.	68
Şekil 2.64	: Tristörün sembolü, yapısı ve tristör eşdeğer devresi.	68
Şekil 2.65	: IGBT'nin sembolü ve karakteristik eğrisi.	69
Şekil 2.66	: BLDC motorunun sürücü devre ile bağlantısı.	69
Şekil 2.67	: PWM yönteminin basit anahtar yapısı.	70
Şekil 2.68	: Taşıyıcı sinyal ve kontrol sinyalinin değişimi.	70
Şekil 2.69	: Taşıyıcı sinyal ile kontrol sinyalinin karşılaştırılması sonucu oluşan darbe sayısı.	71
Şekil 2.70	: Dış rotorlu BLDC motor yapısı.	72
Şekil 2.71	: Disk tipi BLDC motoru.	73
Şekil 2.72	: İç rotorlu BLDC motorların yapısı.	74
Şekil 2.73	: BLDC motorların rotor çeşitleri.	75
Şekil 2.74	: Pozisyon geri beslemeli bir fırçasız doğru akım motor sürücü sisteminin devre şeması.	78
Şekil 2.75	: Sürücü anahtarların bağlanması.	78
Şekil 2.76	: Bulanık denetleyici genel yapısı.	81
Şekil 2.77	: Genetik algorithmadaki işlem sırası.	83
Şekil 2.78	: Birçok katlı perseptron modeli.	84
Şekil 3.1	: Yabancı uyarımlı DC motor eşdeğer devresi.	87
Şekil 3.2	: Yabancı uyarımlı DC motorda mekanik sistem.	89
Şekil 3.3	: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun blok diyagramı.	90
Şekil 3.4	: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modeli.	91
Şekil 3.5	: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simülasyon sonucu grafikleri.	92, 93, 94, 95, 96
Şekil 3.6	: Bir sistemin PI kontrolü işleminin blok diyagramı.	98
Şekil 3.7	: Motor kontrolünde iç ve dış döngülerin blok diyagramı.	99
Şekil 3.8	: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modeli.	101
Şekil 3.9	: PI kontrolörde "PI tuner" penceresi.	102
Şekil 3.10	: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonucu grafikleri.	103, 104
Şekil 3.11	: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun blok diyagramı.	106
Şekil 3.12	: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorda sistemin transfer fonksiyonlarını ifade eden blok diyagram.	106
Şekil 3.13	: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modeli.	107
Şekil 3.14	: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simülasyon sonucu grafikleri.	108, 109, 110, 111, 112

Şekil 3.15	: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modeli.	114
Şekil 3.16	: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonucu grafikleri.	115, 116
Şekil 3.17	: Üç fazlı yıldız bağlı BLDC motorun eşdeğer devresi.	117
Şekil 3.18	: BLDC motor devre diyagramı.	120
Şekil 3.19	: BLDC motor sürücü sisteminin blok diyagramı.	121
Şekil 3.20	: BLDC motor sürücü sisteminin matlab/simulink modeli.	123
Şekil 3.21	: BLDC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonucu grafikleri.	124, 125

SEMBOL LİSTESİ

$E_b(V_b)$	: Endüvide endüklenen zıt emk
R_a	: Endüvi devresi direnci
R_f	: Uyarım devresi direnci
L_a	: Endüvi devresi endüktansı
L_f	: Uyarım devresi endüktansı
I_a	: Endüvi akımı
$I_{a,max}$	: Endüvi akımının alabileceği en büyük değer
I_f	: Uyarım akımı
I_L	: Hat veya yük akımı
V_a	: Endüvi devresi gerilimi
V_T	: DC motora uygulanan kaynak veya terminal gerilimi
V_f	: Uyarım devresine uygulanan gerilim
$\emptyset_f(\emptyset)$	: Alan (uyarım) akısı
$\omega(\omega_m)$	: Açısal hız
ω_0	: Motorun boştaki açısal hızı
N	: Rotor devir sayısı (d/d)
$K_1(K)$	: Endüvi devresi sabiti
$K_2(K_f)$	: Uyarım devresi sabiti
P_{ai}	: Endüvi devresine giren güç
P_a	: Endüvide üretilen güç
$P_{a,max}$	: Endüvi gücünün alabileceği en büyük değer
$P_0(P_{out})$	: Net çıkış gücü (milden alınan güç veya mekanik çıkış gücü)
P_{rot}	: Rotasyonel (döner) kayıp güç
P_{in}	: Toplam giriş gücü
T_a	: Endüvide oluşan tork
T_0	: Çıkış torku (momenti)
η	: Verim (çıkış gücünün giriş gücüne oranı)
η_{max}	: Verimin alabileceği en yüksek değer
K_{sh}	: DC şönt motor sabitesi
R_s	: DC seri motorda seri direnç

I_{sh}	: DC kompunt motorda şönt uyarım sargısından geçen akım
K_3	: DC kompunt motorda şönt sargı parametresi
K_4	: DC kompunt motorda seri sargı parametresi
V_m	: Doğrultucuya uygulanan gerilimin maksimum değeri
V	: Doğrultucuya uygulanan gerilimin etkin değeri
I_{fb}	: Anma uyarım akımı
V_{LL}	: Üç fazlı tam dalga doğrultucuya uygulanan kaynak hat gerilimi
V_i	: Kıyıcıya uygulanan kaynak geriliminin değeri
t_{on}	: Kıyıcının yüke bağlanma süresi
t_{off}	: Kıyıcının yüke bağlanmama süresi
T	: $t_{on} + t_{off}$ süresi
V_0	: Kıyıcı çıkış gerilimi
$i_i(t)$	: Kıyıcı ani giriş akımı
$i_o(t)$	: Kıyıcı ani çıkış akımı
$v_i(t)$	: Kıyıcı ani giriş gerilimi
$v_o(t)$	: Kıyıcı ani çıkış gerilimi
B	: Manyetik Akı Yoğunluğu
H	: Manyetik Alan Şiddeti
T	: Örnekleme periyodu
n	: Örnekleme periyodunda sayılan darbe sayısı
N	: Diskteki (optik sensörlerde) ızgara sayısı
f	: Frekans
D	: PWM yönteminde çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasında oran görev periyodu
V_{ϕ}	: Çıkış gerilimi
V_g	: Giriş gerilimi
t_{on}	: Yarı iletken anahtarın iletimde kalma süresi
t_{off}	: Yarı iletken anahtarın kesimde kalma süresi
V_C	: PWM yönteminde kontrol sinyali gerilimi
V_T	: PWM yönteminde taşıyıcı sinyal gerilimi
V_{Tmax}	: PWM yönteminde taşıyıcı sinyal maksimum gerilimi
V_{Tmin}	: PWM yönteminde taşıyıcı sinyal minimum gerilimi
K_m	: Motor sabiti
$T_m(T_e)$	: Motorun ürettiği elektromanyetik tork
T_L	: Yük torku
J	: Eylemsizlik (atalet) momenti
$C(B)$	: Sürtünme katsayısı (mekanik sistemin sönüm oranı)

G_E	: Elektriksel sistemin transfer fonksiyonu
G_M	: Mekanik sistemin transfer fonksiyonu
G	: Sistemin transfer fonksiyonu
$u(t)$	: Aktive edilen sinyal
$e(t)$	: Hata sinyali
K_p	: PI kontrolörünün oransal kazanç sabiti
K_i	: PI kontrolörünün integral kazanç sabiti
K_S	: Akım sensör kazancı
K_c	: Kısıyıcı kazancı
τ_e	: Elektrik zaman sabiti
τ_m	: Mekanik zaman sabiti
K_{tach}	: Takometre katsayısı
e_t	: Takometre çıkış gerilimi
$K_b(K_e)$	: Motor zıt emk sabiti (motor emk sabiti)
K_t	: Tork sabiti
V_{AS}	: Stator a fazı faz gerilimi
V_{BS}	: Stator b fazı faz gerilimi
V_{CS}	: Stator c fazı faz gerilimi
i_{as}	: Statorun a fazından geçen akım
i_{bs}	: Statorun b fazından geçen akım
i_{cs}	: Statorun c fazından geçen akım
e_a	: Statorun a fazında endüklenen zıt elektromotor kuvveti
e_b	: Statorun b fazında endüklenen zıt elektromotor kuvveti
e_c	: Statorun c fazında endüklenen zıt elektromotor kuvveti
$R = R_a = R_b = R_c$	: Stator faz dirençleri
$L = L_a = L_b = L_c$	: Stator faz endüktansları
$M = L_{ab} = L_{bc} = L_{ac}$	: Stator faz sargıları arasındaki karşılıklı (ortak) endüktanslar
θ_e	: Elektrik rotor açısı
θ_m	: Mekanik rotor açısı
$Q(\theta)$	: Motor çıkış açısı
P	: Rotor kutup sayısı
V_{dc}	: DC besleme voltajı
K_T	: Yük torku sabiti

YABANCI UYARTIMLI İLE FIRÇASIZ DC MOTORLARIN HIZ VE TORK KARAKTERİSTİKLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

ÖZET

Fırçalı DC (BDC) motorlar, oyuncaklardan araba koltuklarına kadar uzanan geniş bir uygulama alanına sahiptir. Bu motorlar, ucuz ve çalıştırılması kolaydır. Piyasada tüm boyut ve biçimlerde bulunabilmektedir.

Yabancı uyartımlı DC motorlar, düşük hızlarda yüksek tork kapasitesine sahip olmaları nedeniyle tercih edilirler. Bu motorların dış kaynaklarla, hem armatür, hem de alan akımlarının kontrol edilebilmeleri nedeniyle, en esnek bir şekilde kontrolü mümkündür. Armatür kaynağı için, kontrollü doğrultucu ya da kıyıcı gereklidir. PI veya PID gibi kontrolörlerle hız kontrolü sağlanmaktadır. Daha hassas kontrol istendiğinde, adaptif kontrol teknikleri kullanılır.

Fırçasız doğru akım motorları (BLDC motorlar), sahip oldukları avantajları dolayısıyla günümüzde daha çok tercih edilir duruma gelmiştir. Avantajlarının başlıcaları; yüksek verim, güvenilir çalışma ortamı, daha az bakım, sessiz çalışma, kolay soğutma, uzun ömür ve kolay kontrol edilebilme şeklinde belirtilebilir. Bununla beraber; karmaşık bir kontrol yapısına sahip olmaları, pahalı bir sistem oluşu, rotor pozisyonunun algılanabilmesi için pozisyon sensörlerine ihtiyaç duyması gibi dezavantajlara da sahiptir. Pozisyon sensörlerinin kullanılmadığı durumlarda ilave algoritmalar gerekir. Ancak günümüzde geline nokta geliştirilen yöntemlerle, bu motorların dezavantajları önemsiz duruma gelmeye başlamış ve kullanımları artmıştır.

Otomotiv sektörü, uzay ve bilgisayar teknolojileri, tıp elektroniği, askeri alanlar, robotik uygulamalar ve ev ürünlerinde sıkça kullanılmakta ve kullanım alanları gittikçe genişlemektedir.

Bir BLDC motor, üç faz sargılı stator, sabit mıknatıslı rotor, geri besleme üniteleri (Hall sensörleri v.b.), evirici ve sürücü katmanı ile denetleyici yapılarından oluşmaktadır. Stator sargılarının enerjilendirilmesi rotor pozisyonuna göre yapılır. Rotor konumu algılayıcılar ile belirlenir. Bunun dışında, sürücü için akım veya gerilim bilgileri de ölçülerek kullanılmalıdır. Hız ve konum denetimi için en çok Hall ya da optik sensörler kullanılır. Rotor pozisyonunun sensörsüz olarak belirlendiği teknikler de giderek yaygınlaşmaktadır. Sensörsüz motorlar, sensörlü motorlar kadar yüksek hızlara ve ivmelere ulaşamazlar.

Fırçasız DC motorunun elektromanyetik yapısı, sürekli mıknatıslı senkron motorlara benzemekle birlikte; stator hava aralığında endüklenen zıt-emk, sinüzoidal olmayıp trapezoidal (yamuk) şeklindedir.

Fırçasız DC motorlar, rotorun yapısına göre üçe ayrılır. Bunlar dış rotorlu, disk tipi ve iç rotorlu yapılardır. Bunun dışında BLDC motorlar sensörlü ve sensörsüz olarak da ikiye ayrılır.

Fırçasız DC motorlarda motorun akımı, torku, rotor konumu ve hızı gibi parametreler çeşitli kontrol yöntemleri kullanılarak kontrol edilir. Bu kontrol şu şekilde olmaktadır; denetleyicinin ürettiği kontrol sinyali, seçilen kontrol algoritmasına göre PWM

sinyallerinin durumunu kontrol eder. Bu şekilde denetleyici tarafından motor parametreleri kontrol edilir ki, denetleyici hem yazılım, hem de donanım yapılarından oluşur.

BLDC motorların kontrolünde yapılarının basitliği nedeniyle ve birçok uygulamalarda yeterli verimi karşılaması nedeniyle klasik denetleyiciler (PI ve PD tipi) kullanılır. Ancak denetlenecek sistemin modeline ihtiyaç duymaları ve en uygun kazanç değerlerinin deneme yanılmayla belirlenmesi dezavantaj oluşturmakta; sinüzoidal ve ani değişimlerdeki performansları yetersiz olmaktadır. Dolayısıyla, PI ve PD tipi denetleyiciler hassasiyet aranmayan uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Çok hassas denetim gerektiren uygulamalarda ise modern denetim teknikleri tercih edilmektedir. Günümüzde modern denetim tekniklerine, bulanık mantık, yapay sinir ağları, genetik algoritma, sinirsel bulanık denetleyiciler örnek verilebilir.

Bu tezde, önce, fırçalı ve fırçasız DC motorların yapıları, çeşitleri, çalışma prensipleri, kullanım alanları, kontrol biçimleri ve ekipmanları hakkında literatüre dayalı açıklayıcı bilgiler verilmiştir. Daha sonra, yabancı uyarımlı DC motorların ve BLDC motorların matematiksel modelleri oluşturulmuş; bu modellerin Matlab/Simulink Programı kullanılarak Simulink modelleri elde edilmiş, PI kontrolü eklenmiş ve step (birim basamak) cevapları incelenmiştir. Son olarak da, bu cevaplar yorumlanmış ve karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Fırçalı DC motor, yabancı uyarımlı DC motor, fırçasız DC motor, kontrol, PI kontrol.

COMPARISON OF SPEED AND TORQUE CHARACTERISTICS OF SEPARATELY EXCITED DC MOTORS AND BRUSHLESS DC MOTORS

ABSTRACT

Brushed DC motors have been widely used in a variety of applications, for example toys, car seats, electric trains, electric vehicles etc. These motors are cheap. They provides easy controllability and high performance.

The most flexible control is obtained by separately excited DC motor in which the armature and field circuits are provided with separate sources. The separately excited DC motors have been preferred because of have a high torque in underspeed. For the armature source a controlled rectifier or chopper is required. Conventional controllers such as PI and PID have been applied to control the speed of DC motors. The disadvantages of using conventional controllers are that they are sensitive to variation in the motor parameters and load disturbance. In addition, it is difficult to tune PI or PID gains to eliminate and reduce the overshoot and load disturbance. Nowadays, researchers applied adaptive control techniques for DC motor speed control to achieve parameter insensitivity and fast speed response.

Nowadays, brushless DC motors have been preferred more than the other electric motors because of their advantages. Principal advantages; high efficiency, high reliability, less maintenance, silent operation, being easily cooled, long life (no brush and commutator erosion) and being easily controlled. Unfortunately, BLDC motors have disadvantages that have a control system more complexity, expensive system and require position sensors to sensing rotor position. Sensorless control contains higher requirements for control algorithms and more complicated electronics. But, nowadays, the disadvantages of BLDC motors have arrived not important because of the development of BLDC control methods.

Nowadays, especially automotive sector and all industries are needed precise and at the same time low cost, reliable and low maintenance velocity variables. Accordingly, in order to provide for the desired specifications, selection of motor becomes important. Classical (brush) DC motors have start up moment, high efficiency and linear characteristic of speed-moment. These characteristics are desired for servo systems. However, friction and arc formed due to brush and collectors, efficiency of motor is negatively affected. Also, due to abrasion and heating, frequent failures occur. DC motors eliminated from the disadvantages mentioned above are made almost ideal designs that require less maintenance with higher efficiency. BLDC motors designed with this idea have linear speed-moment relation. Start up moment being directly with the motor current, makes control easier compared to other motors. High moments can be produced at small sizes. Which means they have high moment-volume ratio (require less copper for BLDC motors). They require less maintenance because of no brush and collector, they can be used in danger zones.

These motors have been widely used in a variety of applications in automobile industry (hybrid vehicles), space and computer technology, medical electronic, military areas, industrial automation, robotic applications and household products.

The BLDC motor is an AC synchronous motor with permanent magnets on the rotor (moving part) and windings on the stator (fixed part). Permanent magnets create the rotor flux and energized stator windings create electromagnet poles. The rotor is attracted by the energized stator phase. By using the appropriate sequence to supply the stator phases, a rotating field on the stator is created and maintained. This action of the rotor, chasing after the electromagnet poles on the stator, is the fundamental action used in synchronous permanent magnet motors. The lead between the rotor and the rotating field must be controlled to produce torque and this synchronization implies knowledge of the rotor position.

BLDC motor is defined the shape of the back-EMF of the synchronous motor. Both BLDC and PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) have permanent magnets on the rotor, but differ in the flux distributions and back-EMF profiles. The back-EMF is trapezoidal in BLDC motor case and sinusoidal in the PMSM motor case.

BLDC motor is composed of a permanent magnetic rotor and three stator coils. Besides, It's used to operate inverter and driver circuit and controller. The rotor position must be known to energized stator coils. The rotor position is determined by the sensors. Generally, the Hall effect position sensors are used to detect rotor position. Sometimes, optic sensors are used too. Besides, for driver, current and phase informations are also measured to controlled the motor. The rotor position is usually sensed by sensors, but there are applications that require sensorless control. Benefits of the sensorless solution are elimination of the position sensor and its connections between the control unit and the motor. The sensorless rotor position technique detects the zero crossing points of back-EMF induced in the motor windings. Using sensorless control have been widely increased recently. Sensorless control of BLDC motors can't achieve high speed and acceleration according to motor control with sensors.

No sensor studies, Kalman Filter Theory is used as a stronger method. In this method, a mathematical model that contains position, speed and back-EMF values is used. In prediction stage, the change in the motor status at any point in time is predicted by using this method. The predicted back-EMF is compared with measured value and the difference is used for optimizing the motor operation. By using Kalman Method, position and speed of motor can be predicted not only at zero crossings but also at any given time. Therefore more accurate commutation and so higher efficiency can be obtained.

There are three types of brushless DC motors called inrunner, outrunner and disc type. The inrunner motor has permanent magnetes located on the inside of the stationary electromagnets. Inrunner motors are good when high speed are needed. They are more efficient than outrunner motors the faster they spin. Inrunner motors are low torque than outrunner motors. An outrunner motor has the permanent magnets located on the outside of the stationary electromagnets. Outrunner motors spin slower but output more torque. Disc type brushless DC motors can prefer low power and low speed applications. If we need low speed but high power, we should choose inrunner motor to has high number of poles.

Parameters in brushless DC motors, such as motor current, torque, rotor position and speed are controlled using various control methods. Control signal is produced by the controller, controls the status of PWM signals selected according to control algorithm. By means of this method, motor parameters that consist of both software and hardware structures, are controlled by the controller. Torque of BLDC motors generally are controlled by controls of stator currents.

PWM process is obtaining voltage at different impulse width by switching a fixed source and therefore voltage control at very wide ranges can be obtained. Impulse

width obtained depends on the total of duration the switch remains on and off, the duration the switch remains on. This is provided by changing the switch off duration or period. In BLDC motor applications, control has become increasingly important besides motor design. BLDC motors are controlled by the fundamental power electronic circuits. However, It's necessary that many applications is implemented by the developed control algorithms. Increase in microprocessor capabilities, applicability of obtained mathematical models have made easy designing digital controllers for these models. Due to the improvements mentioned above, technologically advanced and economical solutions are now possible for industrial needs.

Classic controllers for example PI and PD type controllers are used for controlling BLDC motors due to their simplicity of structure and enough efficiency in most applications, in general. However, requiring the model of the system to be controlled and determining the optimum gain values by trial and error method are among the disadvantages of this method, together with lack of performans during sinusoidal and instantaneous system changes. Therefore, PI and PD type controllers are commonly used for applications that do not require high precision. For applications that require very high precision, modern control methods are preferred. Fuzzy logic, artificial neeural network, genetic algorithm, neural fuzzy controllers are examples of modern control techniques.

Fuzzy logic is the most convenient control method for conditions where classical logic is not enough. Especially, if mathematical model of a system is not constructed or is very difficult to construct, and it is a non-linear system, fuzzy logic control method where human perception and experiences are utilized is preferred.

In this thesis, firstly, general information was given about brush and brushless DC motors and their control including basic structures, characteristics, types, working principles, control logic and control methods commonly used. Then, the mathematical models of separately excited DC motors and BLDC motors were obtained and then, simulink models of this models were obtained by using Matlab/Simulink Software. Obtained simulink models were simulated and simulation results were illustrated. Then, PI controllers were added this simulink models. Added simulink models were simulated and simulation results were illustrated. Ultimately, all simulation results were interpreted and compared.

Keywords: Brushed DC motor, separately excited DC motor, brushless DC motor, control, PI control.

1. GİRİŞ

Yabancı uyarımlı DC motorlar, düşük hızlarda yüksek tork kapasitesine sahip olmaları sebebiyle kullanılırlar. Bu şartların gerçekleşmesi için gereken rotor tork akımının üretimi, yeterli armatür voltajı ve dış uyarımın ürettiği yüksek stator alan akımı tarafından sağlanır [1].

Yabancı uyarımlı DC motorların dış kaynaklarla, hem armatür, hem de alan akımlarının kontrol edilebilmeleri nedeniyle, en esnek bir kontrol elde etmek mümkündür. Armatür kaynağı için kontrollü doğrultucu ya da kıyıcı gereklidir [2]. PI ve PID gibi konvansiyonel kontrolörler DC motorların hız kontrolünde kullanılabilmektedir. Konvansiyonel kontrolörlerin kullanımının bazı dezavantajları vardır. Yük bozulmalarına ve motor parametrelerinin değişimine karşı yeterli kontrolü sağlamakta zorlanırlar yani bu değişimlere karşı hassastır. Buna ilaveten, yük bozulmalarını ve aşımı, azaltmak ya da yok etmek için PI ve PID kazanç değerlerini ayarlamak zordur. Araştırmacılar, konvansiyonel kontrolörlerin söz edilen bu sakıncaları nedeniyle, DC motor hız kontrolünde, yüksek hız cevabı elde etmek ve parametre duyarsızlığını yenebilmek için adaptif kontrol teknikleri geliştirmişlerdir [3]. Model referans adaptif kontrolör (MRAC), referans modelin terimlerine ait özelliklerin verildiği bir problemde, çıkışın komut sinyaliyle ideal olarak nasıl cevaplanabileceğini gösteren süreci anlatır [4]. Modelleme ve kontrolde, özellikle bulanık sistemlerin kullanımıyla büyük bir hassasiyet sağlanmıştır. Ama ne yazık ki, sistem dizayn edenler için, optimal bulanık kuralların elde edilmesi kolay değildir. Çünkü, bu kurallar büyük ihtimalle, sistem dizayn edenlerin ve bu işlemleri yapanların sezgisel yeteneklerine bağlıdır. Bulanık sistemlerin sinir ağı uygulaması, bulanık sistemlerin dizaynı için uygun bir yaklaşım olarak önerilmektedir. İki sistemin birleşiminin sonucu olarak, bazen bulanık sistem tabanlı sinir ağı, bazen bulanık-sinir ağı ya da sinir-bulanık ağı şeklinde isimlendirilen, her iki sistemin de avantajlarına haiz ve her iki sistemin güçlüklerinin üstesinden gelebilen bir yeni sistem ortaya çıkmıştır. Bulanık sinir ağı, hibrit (melez) bir sistem olup bu sistemin fonksiyonları bulanık

sistem fonksiyonları olarak ifa edilir. Sistemin işlem mekanizması, bulanık sinir ağı tarafından gerçekleştirilir [5]. Günümüzde lineer olmayan dinamik sistemlerin tanımlanması ve kontrolü için, bulanık ve sinir ağlarının kullanımı önerilmektedir. Çünkü, bu sistemler istenen her doğruluk derecesi için, lineer olmayan fonksiyonların geniş bir aralık içerisinde yaklaşımını sağlar [6].

Fırçasız DC motorlar (BLDC motorlar) özel bir elektrik motorudur. Senkron makineler kategorisine girer. Rotoru sabit bir mıknatıstan yapılmıştır [7]. BLDC motorlar SMSM (Sürekli mıknatıslı senkron motorlar) ile çok benzerliği bulunmaktadır. SMSM ile BLDC motorlar arasındaki temel fark boşta endüklenen gerilimlerin farklılığıdır. SMSM’da boşta endüklenen gerilimler sinüzoidaldir. BLDC motorlarda ise, boşta endüklenen gerilimler trapezoidal (yamuk veya yamuksal) olmaktadır. BLDC motorların yapısı ve sürülmesi beş birimden oluşmaktadır. Bunlar; sabit mıknatıslı bir rotor, üç fazlı ve sargıları elektronik olarak enerjilendirilen stator, geri besleme üniteleri (pozisyon algılayıcı sensörler ile akım ve hız geri besleme bilgileri), evirici ve sürücü birimi, denetleyici (yazılımsal ve donanımsal yapılar)’dır [8].

Günümüzde motorlarda başlıca ucuzluk, az bakım ve güvenilirlik olarak sayılabilecek özellikler aranmaktadır. Özellikle otomotiv gibi sanayi alanlarında, motorlarda bu gibi özelliklerin yanı sıra, hız değişiminin de hassas bir şekilde ayarlanabilmesi istenmektedir. İşte bu noktada BLDC motorlar avantaj sağlamaktadır. Fırçalı (Brush) DC motorlar, yüksek bir verime ve kalkış momentine, doğrusal bir moment-hız karakteristiğine sahiptir. Yani BLDC motorların sağladığı bu gibi avantajları sağlamaktadır. Fakat fırçalı DC motorların bünyesindeki fırça ve kollektör düzeneklerinden dolayı sürtünme ve şerare oluşmasıyla bakım aralıklarının sık olması zaruretiye neden olmakta, verim düşmektedir. Klasik (fırçalı) motorların bu dezavantajlarını ortadan kaldırmak için BLDC motorlar geliştirilmiştir [9]. Klasik motorlarda, kollektör ve kollektöre basan fırçalar vasıtasıyla rotordaki sargılara elektrik iletilmektedir. BLDC motorlarda ise, bu sistemin görevini elektronik denetleyiciler yerine getirmektedir. Denetleyici rotorun hızını takip edebilmesi için rotorun pozisyonunu bilmesi gerekir. Aksi takdirde motorun çalışmasında aksamalar olur. Rotorun pozisyonunun tespitinde çoğunlukla Alan (Hall) etkili sensörler kullanılır [10].

Rotordaki sürekli mıknatıslar ve stator sargılarından dolaşan akımların etkileşimi neticesinde endüklenen moment ile BLDC motorlar çalışırlar. Sabit mıknatıstan oluşan bir rotoru olan BLDC motorda, rotor pozisyonunun bilinmesi sayesinde elektronik komütasyon gerçekleşir. Üç fazlı BLDC motorlarda her daim iki faz aktiftir.

Motora üç faz tatbik edilirken, üretilen güç en yüksek moment üreten iki faz ile gerçekleşir. Rotorun pozisyonuna bağlı olarak bu iki fazdan güç elde edilir. Stator iletkenlerindeki akımın yönleri, rotordaki her kutup değişimi esnasında, mosfet, IGBT v.b. gibi güç elektroniği anahtarları tarafından değiştirilir. BLDC motorlarda uzun ömürlü bir manyetik alan elde edilir. Bunun nedeni, rotorun sabit mıknatıstan oluşmasıdır [11]. BLDC motorların elektromanyetik kirliliğinin düşük olması, yapısının basit olması, öteki motorlara nispetle daha fazla güvenilirliğe sahip olması, yüksek güç yoğunluğuna sahip olması gibi etmenler nedeniyle kullanımı günümüzde artmıştır [12]. BLDC motorlar, düşük güç ve servo kontrollü sistemlerde oldukça fazla kullanılmaktadır [13].

BLDC motorlar, uzay sistemlerinde, otomotiv alanında, askeri sahada, robotik sistemlerde, tıp elektroniğinde, bilgisayar sistemlerinde, ev aletlerinde ve hâsıl günümüzdeki pek çok endüstriyel alanlarda sıklıkla kullanılmaktadır. BLDC motorların sahip olduğu avantajları belirtirsek; verimleri çok yüksektir, yapıları sağlamdır, güvenilirliği yüksektir, yapılarında fırça olmaması sebebiyle ark oluşmaz ve karbon tozları bulunmaz, yüksek hızlar elde edilebilir, kolay soğutulabilir, hız kontrolü mümkündür, yüksek akım-moment ve moment-atalet ilişkisine sahiptir, küçük boyutlarına rağmen yüksek moment üretebilirler, fırçalı motorların aksine uyarma akımları gerektirmezler ve sessiz olarak çalışırlar. Sahip oldukları bu avantajlarına mukabil, birtakım dezavantajlara da sahiptir. Bunları da belirtirsek; maliyetlerinin yüksekliği, pozisyon sensörü kullanımı gerekliliği ve karmaşık bir kontrol devresine sahip olması şeklinde söylenebilir [14]. Günümüzde, kontrol tekniklerinin ve teknolojinin düzeyinin ilerlemesi ile BLDC motorlarının kullanımı hem artmış, hem de süregelen dezavantajları da elimine edilmeye doğru yol almıştır [15].

SMSM'in stator sargılarında endüklenen zıt-emk sinüzoidal, oysa BLDC motorların stator sargılarında oluşan zıt-emk ise trapezoidal yani yamuk şeklindedir. Bundan dolayıdır ki, BLDC motorlara ayrı bir isim verilmiştir. BLDC motorların ağırlığına nispetle ürettiği güç, SMSM'in ağırlığına nispetle ürettiği güce göre, yani ağırlık/güç oranına göre BLDC motorların %25 üstünlüğü vardır. Bu sebeple BLDC motorlar, SMSM'a göre daha çok tercih edilmektedir. Zıt-emk parantezinde ayrı bir konuyu irdelersek; stator sargılarında endüklenen zıt emk'nın trapezoidal olmasından dolayı BLDC motorların lineer bir matematiksel modeli yoktur ve bu yapısından dolayı da analizi zor olmaktadır [7].

BLDC motorlarının kontrolü, tasarımı kadar, hatta daha da önemli bir noktaya varmıştır. Bu motorların, güç elektroniği devrelerini kullanarak kontrolü yapılabilmektedir. Bunun yanında, günümüzde çeşitli algoritmalar kullanılarak

oluşturulan kontrol yöntemlerinin kullanılmasının gerekliliği daha da artmıştır. Teknolojik gelişmelerle üretilen mikroişlemcilerin işlevleri geliştirilmekte ve yeni işlevlere sahip mikroişlemcilerle birlikte bunların yeni matematiksel modelleri de elde edilmektedir ve bunlara uygun olarak yeni sayısal kontrolörler geliştirilmektedir [16].

Darbe genişlik modülasyonu (PWM), BLDC motorların kontrolünde kullanılan yöntemlerden biridir. Bu yöntemde, değişik darbe genişliğine sahip gerilimler, sabit bir kaynağın anahtarlama işlemiyle elde edilir. Anahtarın açık olma süresinin, anahtarın açık olma ve kapalı olma sürelerinin toplamına bölümü ile darbe genişliği elde edilir. Bu oran, peryot veya anahtarın kapalı olma sürelerinin değiştirilmesiyle elde edilir [7].

Çoğunlukla, stator akımlarının kontrolü ile BLDC motorların momentini ayarlanır. Stator akımının denetiminde de ekseriyetle darbe genişlik ayarlı eviriciler kullanılır. Bu eviricilerin akımlarının denetimi için de pek çok teknik ve algoritma kullanılmaktadır [17-19]. Denetleyici kullanımı, rotor pozisyon ve konumunun hassas bir şekilde denetlenebilmesi için zaruridir. Kullanılan denetleyiciler iki kategoriye ayrılır. Bunlar; klasik ve modern yapıda denetleyiciler olarak isimlendirilmektedir. Literatürde, klasik yapıda olanlar PI ve PID tipi denetleyiciler; modern yapıda olanlar ise modern tabanlı kontrol yöntemleri, lineer karesel kontrol (linear quadratic control “LQR”), kutup geri besleme (pole placement), öngörölü kontrol (model predictive control “MPC”), bulanık mantık kontrol (fuzzy logic control), yapay sinir ağları (artificial neural network), genetik algoritma v.b. kullanılmaktadır [8].

1.1 Tezin Amacı

Bu tezde, yabancı uyarımlı DC motorların ve BLDC motorların matematiksel modelleri oluşturulmuş; bu modellerin Matlab/Simulink Programı kullanılarak Simulink modelleri elde edilmiş, PI kontrolü eklenmiş ve step (birim basamak) cevapları incelenmiştir. Daha sonra da, bu cevaplar yorumlanmış ve karşılaştırılmıştır.

Bu işlemlerden önce, fırçalı ve fırçasız DC motorların yapıları, çeşitleri, çalışma prensipleri, kullanım alanları, kontrol biçimleri ve ekipmanları hakkında literatüre dayalı açıklayıcı bilgiler verilmiştir.

1.2 Literatür Araştırması

Mohammed yaptığı çalışmayla, örnek olarak seçilen bir motorun parametrelerini baz alıp, Matlab/Simulink Programı'nı kullanarak, bir DC motor sisteminin kapsamlı olarak modellemesini, analizini ve hız kontrol dizayn metotlarını elde etmiştir. PID kontrolün ve transfer fonksiyonunun sistem cevabına olan etkisini gözlemlemiş; kök- yer eğrisinin dizaynını, birçok deneme-yanılma işlemi sonunda elde etmiştir [20].

Karthikeyan ve Dhana Sekaran yaptıkları çalışmayla, farklı bir BLDC motor kontrol stratejisi geliştirmişlerdir. Bu kontrol biçiminin diğer kontrol biçimlerine göre bazı avantajları olduğunu görmüşlerdir. Bunlar, daha basit bir kontrol biçimi, faz akımlarını dengede tutabilme, bir DC bileşen vasıtasıyla akımın kontrol edilmesi ve bundan dolayı akımlardan ziyade fazın elimine edilmesidir. Onlara göre, bu yöntemle elde edilen karakteristikler, güç transistörleriyle bir akım kontrol stratejisi olarak bir üçgensel taşıyıcının kullanılmasına olanak sağlarlar ki bu da, diğer biçimlere göre daha basit ve daha fazla yalınsız bir sonuç sağlar. Bu kontrol biçimi diğer bilindik kontrol biçimleriyle mukayese edildiğinde, daha mükemmel modülasyon karakteristiklerine sahiptir [21].

Wu ve Tian yaptıkları çalışmada, sürekli mıknatıslı BLDC motorların çalışma prensibi ve Microchip Technology Inc.'in geliştirdiği dsPIC30F4012 ile BLDC motorların dijital sinyal kontrolü tanıtıldıktan sonra, fanlar ve pompaların yük gereksinimlerine göre BLDC motorların dsPIC30F4012 kontrol çipi ile kontrol çözümleri önerilmiş; donanım devresi dizayn edilerek bu donanıma kaynak oluşturan yazılım programının bir bölümü verilmiştir. Oluşturulan devre donanımıyla ve kontrol programının yazılımıyla sistem hatalarından arındırılmış ve geliştirilmiştir. Sonuçta, geliştirilen sistem mükemmel bir kontrol performansı, güvenilirlik ve tüm üretim dizayn gereksinimlerinin üstesinden gelmiştir [22].

Wang yaptığı çalışma ile, yüksek güçlü BLDC motorun kapalı çevrim kontrol sistemini dizayn etmişse de; daha ziyade IR2130 sürücü devresi, H köprüsü sürücü devresi, motor için dönüş yönetimi kontrolü ve hız algılama devresi dizaynını hedef seçmiştir. Bu amaçla, motor ayar parametreleri boyunca performansının iyileştirilmesi için güncel uygulama gereksinimleri, güvenilirlik ve kararlılık ilkeleri göz önünde tutularak çekirdek kontrol algoritması olarak PID (oransal-integral ve türev kontrol) kontrolü kullanılmıştır. Bu kontrol iyi bir performans sergilemiştir. Deneylerle görülmüştür ki, hem donanım hem de yazılım kontrol algoritması güvenilir ve karalıdır. Sistemin çalışma performansının motor hem yüklü, hem de yüksüz iken çok iyi olduğu tespit edilmiştir. Wang'a göre, BLDC motor için hız kontrolü çok

önemlidir. Her çeşit kontrol gereksinimlerini karşılamak, BLDC'nin sayısal ve etkin bir kontrolünü gerçekleştirmek için en yaygın kontrol biçimleri: PID kontrolü, bulanık mantık kontrolü ve birleşik kontrol biçimleri olarak bulanık-sinir ağı, bulanık-genetik algoritma v.b. biçimleri kapsar. Bunlardan PID kontrolü günümüzde geniş uygulama alanlarında kullanılmaktadır [23].

Janpan, Chaisricharoen ve Boonyanant yaptıkları çalışmada, doğal mıknatıslı BLDC motorların çalışması esnasında bir taraftan da elektrik enerjisi üretimi yapabileceklerini düşünmüşlerdir. Bu amaçla üç stator sargısına sahip BLDC motorun her kontrol adımında iki sargısı kullanılarak manyetik alan dönüşü elde edilmiş; serbest olan diğer sargıda endüklenen bir zıt-emk ile ise elektrik enerjisi elde edilmiştir. Deney sonuçlarından da görülmüştür ki, BLDC motorun kombine biçimdeki kontrolü ile, motor yüksüz iken elde edilen çıkış voltajı, giriş voltajının %75'i civarında olmuştur (12 V girişten, yaklaşık 9 V çıkış elde edilmesi) ve bu çalışmalar daha da sürmektedir [24].

Sing, Pandey ve Dipraj yaptıkları çalışmayla, PI kontrolör kullanarak bir DC servo motorun hız kontrolü için verimli bir yöntem elde etmişlerdir. PI kontrolör hatayı minimize etmeyi sağlamıştır. Bu çalışmada, PI kontrolörünün dizaynı için gereken transfer fonksiyonu elde edilmiş; PI kontrolör ve sistemin verimliliği Matlab/Simulink Programı kullanılarak gözlenmiştir. Bu yeni dizayn metoduyla, bir DC servo motor için bir hız kontrolörünün dizaynında basit ve güçlü bir yol önerilmektedir. Burada, minimize edilmiş hız hatasıyla, değişen hız değerleri elde edilmiştir. Simülasyonda, PI kontrolörün performansı geliştirilmiş; yaklaşık sıfır aşım, minimum yerleşme zamanı değerlerine ulaşılmıştır [25].

Karakulak, Yaz ve diğerleri yaptıkları çalışmada, bir BLDC motoru PIC16F877 mikroişlemcisi ile sürülmesi tasarımı yapmışlar ve sonuç pratikte başarıyla gerçekleşmiştir. Basit yapısı ve düşük maliyetine göre sistemin kararlı bir şekilde çalıştığı görülmüştür. Tasarlanan devre, BLDC motorun moment kontrolü yapmadan sadece faz gerilim bilgisinden geri besleme olarak kontrolünü sağlamaktadır. Sabit yüklü ve sabit hızlı BLDC motor uygulamalarında kolaylıkla kullanılabilir yapıdadır. Sistem ilave bir sensör yardımıyla, motor akım kontrolü dolayısıyla moment kontrolü de yapabilecek niteliktedir. Yapılan deneyler sonucunda tasarlanan sürücünün, hem kullanılan malzemelerin ucuzluğu ve tedarik kolaylığı, hem de sistemin kararlılığı nedeniyle pratik uygulamalarda güvenli bir şekilde kullanılabilceği görülmüştür [14].

Salem yaptığı çalışmada, mekatronik uygulamalarında kullanılan elektrik makinalarının temel açık çevrim kontrolüne ilişkin çözümlerini, analizlerini, matematiksel modellerini ve bunlara ilişkin simulink modellerini tanıtmıştır. Tanıtılan modeller, araştırma projeleri için tasarlanmıştır. Çalışmasının içeriğinde, önce elektrik motorlarının temel eşitliklerini ifade etmiş; daha sonra ise kalıcı mıknatıslı DC motorların, yabancı uyarımlı DC motorların, şönt DC motorların, seri DC motorların matematiksel modellerini ve bunlara ilişkin simulink modellerini ifade etmiştir. Kompunt DC motor ve BLDC motor hakkında özet bilgiler vermiştir. Önerdiği metotla, kalıcı mıknatıslı ve yabancı uyarımlı DC motorların kontrolünü incelemiş ve buna ilişkin simulink modellerini ifade etmiştir [26].

Chowdhury, Chattopadhyay ve Roy, bilindik olan 6 anahtarlamalı komütasyon devresi yerine, 4 anahtarlamalı yeni bir komütasyon yaklaşımıyla doğal mıknatıslı BLDC motorların sensörsüz olarak sürülmesi amacının üstesinden gelmişlerdir. Onlara göre, bu teknik, rotor pozisyonu algılamak için kullanılan ve hantal olan sensörlü BLDC motor sürme tekniklerinden (alan etkili sensörler kullanılarak) her zaman avantajlıdır. Sensörsüz performans hem karmaşık donanımı, hem de ilgili devrenin güç tüketimini azaltır. Bu çalışmalarında, MATLAB/SIMULINK platformunu kullanmışlar; önce 4 anahtarlamalı 3 fazlı BLDC motor sürücüsü tanıtılmış; daha sonra simülasyon çalışmasıyla zıt EMK algılama tekniği kullanılarak rotor pozisyonu için kestirimde bulunmuşlardır. Bu çalışmada, BLDC motorun sensörsüz tekniğinin canlandırılması için lojik devre ile beraber güç elektroniği temelli inverter kullanılmıştır. Bu dizaynın etkililiği simülasyon sonuçlarıyla gösterilmiştir. Bu dizayn ile çok yüksek hızlar elde edilmiş, ancak daha düşük dönüş hızlarında biraz doğrusal olmayan sonuçlar elde edildiği görülmüştür [27].

1.3 Tez Düzeni

Bu tezde, birinci bölümde, “giriş” başlığı altında; konuya giriş, tezin amacı, literatür araştırması ve tez düzeni açıklanmıştır.

İkinci bölümde, “fırçalı ve fırçasız doğru akım motorlarının tanıtımı” başlığı altında; fırçalı ve fırçasız doğru akım motorlarının yapısı, çeşitleri, çalışma prensipleri, olumlu ve olumsuz yönleri, kontrol yöntemleri ve ekipmanları, karşılaştırılması konuları açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde, “yabancı uyarımlı ve fırçasız doğru akım motorlarının matematiksel modelleri ile matlab/simulink ortamında simülasyonu” başlığı altında;

1. Kısımda: yabancı uyarımlı DC motorların ikaz kontrollü ve armatür kontrollü

olarak matematiksel modelleri, bunlara ilişkin simulink modelleri ve bu modellerin, örnek seçilen motorların parametrik değerleri alınarak yapılan simülasyonları sonucu elde edilen grafikleri, sistem kararlılık analizleri verilmiştir. Daha sonra, bu simulink modellerine PI kontrolörler eklenerek elde edilen yeni simulink modelleri ve bu modellerin, örnek olarak seçilen motorların parametrik değerleri alınarak yapılan simülasyonları sonucu ortaya çıkan hız-zaman, tork-zaman grafikleri verilmiştir. 2. Kısımda: fırçasız DC motorların matematiksel modeli, buna ilişkin PI kontrolörüne sahip simulink modeli ve bu modelin, örnek olarak seçilen motorun parametrik değerleri alınarak yapılan simülasyonu sonucu elde edilen hız-zaman, tork-zaman grafikleri verilmiştir.

Dördüncü bölümde, “sonuçlar” başlığı altında; üçüncü bölümde elde edilen grafikler yorumlanmış, karşılaştırılmış; gelecek çalışmayla ilgili bilgi verilmiştir. Akabinde, tezde yararlanılan kaynaklar ve özgeçmiş bilgileri verilerek tez tamamlanmıştır.

2. FIRÇALI VE FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ TANITIMI

2.1 Giriş

BDC motorlar, oyuncaklardan tutun da, ayarlanabilir araba koltuklarına kadar uzanan geniş bir uygulama alanına sahiptir. Bu motorlar ucuz, çalıştırılması kolay olup tüm boyut ve biçimlerde piyasada kolaylıkla bulunabilmektedir [28].

Günümüzdeki endüstriyel uygulamalarda, örneğin robotik sistemlerde, uzay teknolojisinde, otomotiv sanayiinde, bilgisayar sistemlerinde, tıp elektroniğinde, askeri alanlarda, ev aletlerinde v.b. ekseriyetle artık BLDC motorları tercih edilmektedir [29].

Bu bölümde, yukarıda bahsi geçen motorlardan, önce BDC motorların, daha sonra da BLDC motorların tanıtılması amaçlanmaktadır. Günümüzde, fırçalı DC motorlardan (BDC motorlar) bahsedilirken, çoğunlukla sadece DC motorlar tabiri kullanılmaktadır. Bu tez içerisinde de zaman zaman, fırçalı DC motorlardan bahsederken sadece DC motor ifadesi kullanılmıştır. Şekil 2.1 ve 2.2’de BDC ve BLDC motor örnekleri görülmektedir.



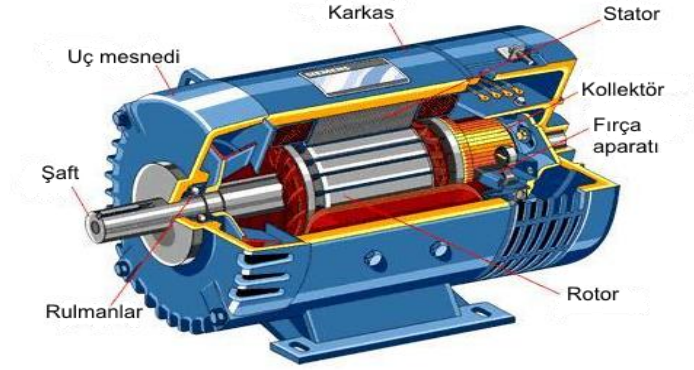
Şekil 2.1: Oyuncaklar için kullanılan mikro BDC motor [30].



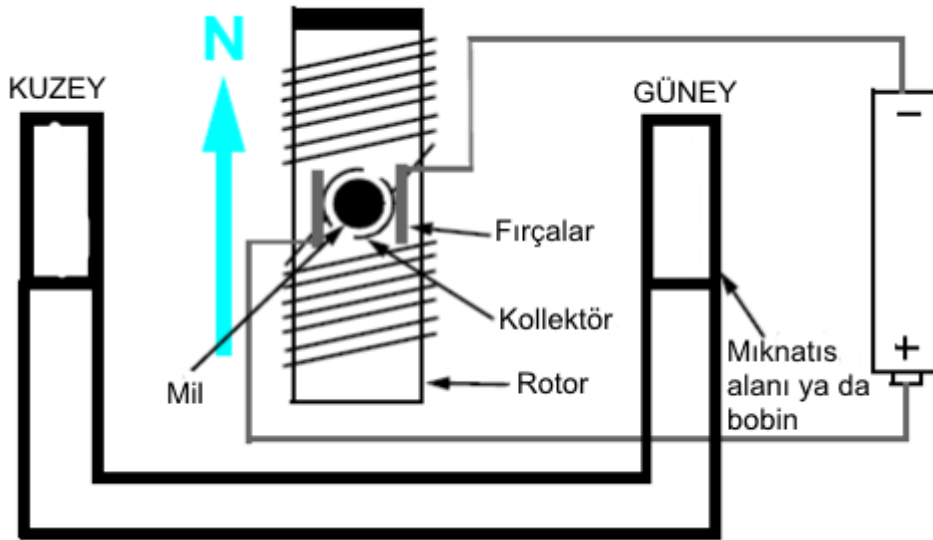
Şekil 2.2: Fırçasız DC motor örnekleri [31].

2.2 BDC Motorların Yapısı

Bir BDC motor, temel olarak 4 yapıdan oluşur. Bunlar; stator, rotor (armatür), fırçalar ve kollektördür [28]. Şekil 2.3'de, bir BDC motor yapısı; şekil 2.4'de, basit iki kutuplu BDC motor yapısı görülmektedir.



Şekil 2.3: Bir BDC motor yapısı [32].



Şekil 2.4: Basit iki kutuplu BDC motor [28].

2.2.1 Stator

Stator, rotoru çevreler ve zamana bağılı olarak değişmeyen yani sabit olan bir manyetik alan üretir. Bu manyetik alan, ya kalıcı mıknatıslar ya da elektromanyetik sargılar tarafından üretilir [28]. Şekil 2.5'de, BDC motor statorundaki elektromanyetik sargılar; şekil 2.6'da, BDC motor statorundaki kalıcı mıknatıslar görülmektedir.



Şekil 2.5: BDC motorun statorunda elektromanyetik sargılar [28].



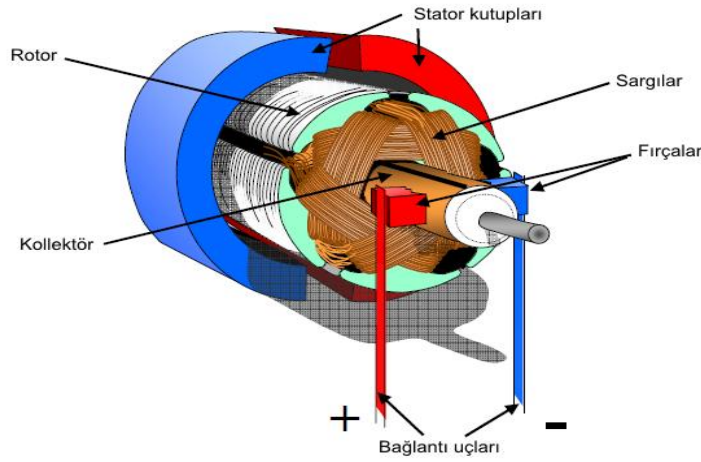
Şekil 2.6: BDC motorun statorunda kalıcı mıknatıslar [33].

BDC motorlar, statorun üretimine veya elektromanyetik sargıların güç kaynağına bağlantı şekline göre farklı tiplere ayrılırlar [28].

Statorda ana ve yardımcı kutuplar ve onların üzerine sarılmış ana ve yardımcı kutup sargıları bulunur. Motorun en dış kısmına karkas denir. Karkasa kutuplar tutturulmuştur. Kutupların karkasa tutturulan kısmı dar, rotora bakan kısmı daha geniştir. Buna kutup ayakları denir. Kutup sargıları, kutup ayaklarına sarılır [34].

2.2.2 Rotor

Rotor, bir ya da daha fazla sargıdan meydana gelen, armatür olarak da isimlendirilen bir yapıdır [28]. Ayrıca rotor, üzerinde gerilimin endüklendiği sargıyı barındırması sebebiyle DC makinalarda endüvi olarak da anılır [34]. Şekil 2.7’de, kalıcı mıknatıslı BDC motor yapısı ve endüvi sargıları görülmektedir.



Şekil 2.7: Kalıcı mıknatıslı BDC motora genel bir bakış [35].

Endüvi sargıları enerjilendirildiğinde, bu sargılar bir manyetik alan üretirler. Rotor alanının manyetik kutupları, rotorun dönüşü sebebiyle stator tarafından enerjilendirilen zıt kutuplar tarafından çekilecektir. Motor dönerken, sargılar sürekli olarak farklı bir sırada enerjilendiriliyor olacaktır ki, bu nedenle manyetik kutuplar, statorda üretilen kutupları aşmayan rotor tarafından enerjilendirilir. Rotordaki alanın anahtarlama, komütasyon olarak adlandırılır [28].

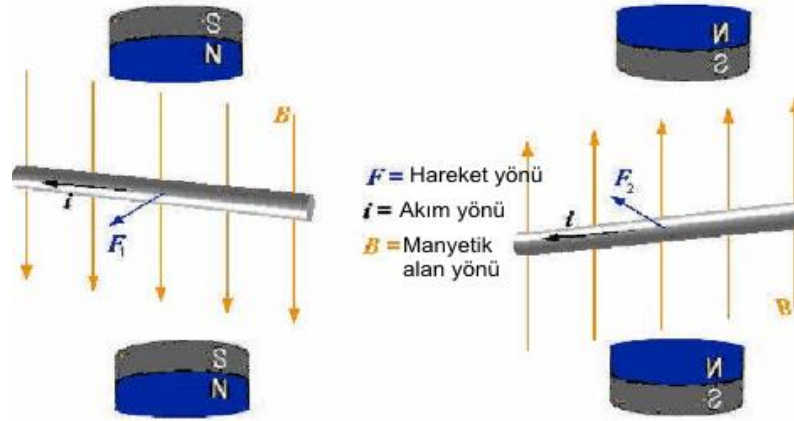
2.2.3 Fırçalar ve kolektör

BDC motorlarda, diğer elektrik motorlarında olan (BLDC veya AC indüksiyon motorları v.b.) motor sargılarındaki anahtarlama akımı için bir kontrolör gerekli değildir. Onun yerine, bir BDC motorun sargılarının komütasyonu mekanik olarak yapılır. Kolektör, motorun mili üzerinde konumlandırılan, bölümlendirilmiş bakır bir manşondur. Bölümlendirilmiş her bakır parça bir kolektör dilimidir. Motor döndükçe karbon fırçalar, farklı kolektör dilimleri üzerine temas ederek ilerler. Temas, kolektör üzerinde bir dilimden öbürüne devam eder. Kolektör dilimleri, farklı rotor sargılarına

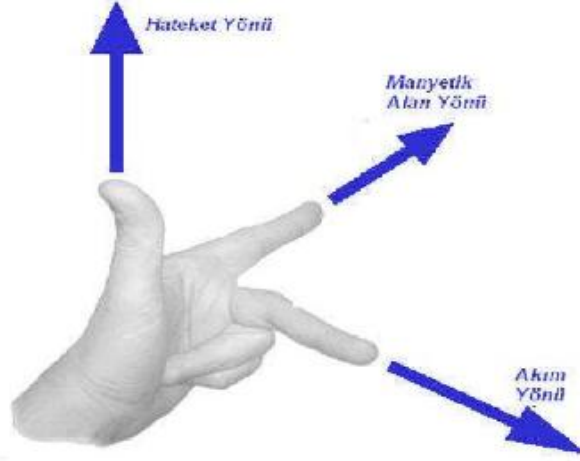
bağlanmıştır. Bundan dolayı, motor fırçaları vasıtasıyla bir voltaj uygulandığında, motor içerisinde dinamik bir manyetik alan üretilir. Fırçalar ve kollektör, BDC motor için önemli yapılardır. Buna karşın, fırçaların kollektör dilimleri üzerinden sürtünerek geçişi nedeniyle yıpranma eğilimi en fazla olan yapılardır [28].

2.3 BDC Motorların Çalışma Prensibi

Manyetik alan içerisindeki bir telden akım geçirilirse, bu tel manyetik alanın dışına itilir (tel itilemeyecek şekilde yataklanmışsa telde bir hareket gözlenir). DC motorların çalışması bu esasa dayanır. DC motorlar bu esastan hareketle, statorda mevcut olan manyetik alan içerisinde bulunan (statordaki manyetik alan, kalıcı mıknatıslar veya statora yerleştirilen bobinlerin oluşturduğu elektromıknatıslar ile elde edilir) endüvideki çok sayıda iletkenin akım geçirildiğinde, bir hareket enerjisi elde ederler. DC motorun hareket yönü (rotor dönüş yönü), manyetik alanın yönü ve iletkenin akan akımın yönüne bağlıdır. DC motorun dönüş yönü, sol el üç parmak kuralı ile bulunur [36]. Şekil 2.8’de, manyetik alan içerisinde bir iletkenin hareket yönleri; şekil 2.9’da, motorun dönüş yönünün tayini için kullanılan sol el üç parmak kuralı görülmektedir.

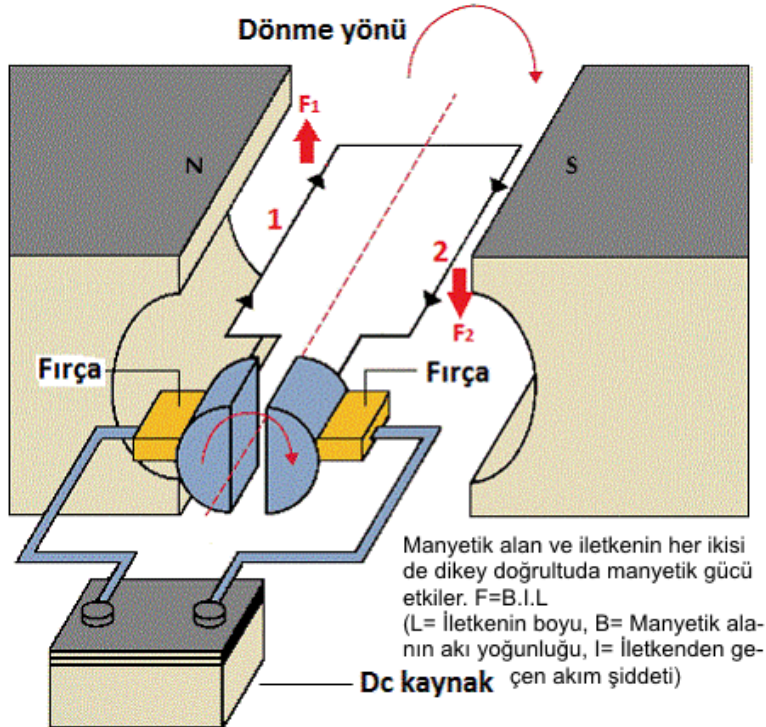


Şekil 2.8: Manyetik alan altında hareket yönleri [36].



Şekil 2.9: Sol el üç parmak kuralı [36].

Manyetik alan kuvvet çizgileri her zaman N'den S kutbuna doğrudur. 1 ve 2 numaralı iletken kollarındaki akımlar sol el üç parmak kuralına göre, F_1 ve F_2 kuvvetlerinin oluşmasına neden olup oluşan bu kuvvetlerin yönü ise birbirine ters olmaktadır. Birbirine ters yönde oluşan bu kuvvetler, motora sürekli bir devir-daim sağlayarak dönüştürün sürekliliği gerçekleştirirler. Şekil 2.10'da, bu durum görülmektedir [37].



Şekil 2.10: Basit olarak bir DC motorun çalışması [37].

Gerçekte, bir DC motorun rotorunda çok sarımlı çok sayıda iletken vardır. Şekil 2.10'da gösterilen tek iletkenin dışında, çok sayıda bobinin dönmesi sonucu toplam güç oluşur. İletkendeki daha büyük akım ya da statordaki daha büyük manyetik alan daha büyük bir kuvvetin üretilmesine sebep olacağından, bu da iletkeni daha hızlı hareket ettirecektir [38].

İletkenler manyetik alan içerisinde hareket ederken aynı zamanda tork da üretilmiş olur. Manyetik alan içerisindeki rotora yerleştirilmiş iletkenler, rotorun dönmesiyle birlikte dönerek akı değişiminden dolayı üzerlerinde bir endüksiyon elektromotor kuvveti endüklerler [38].

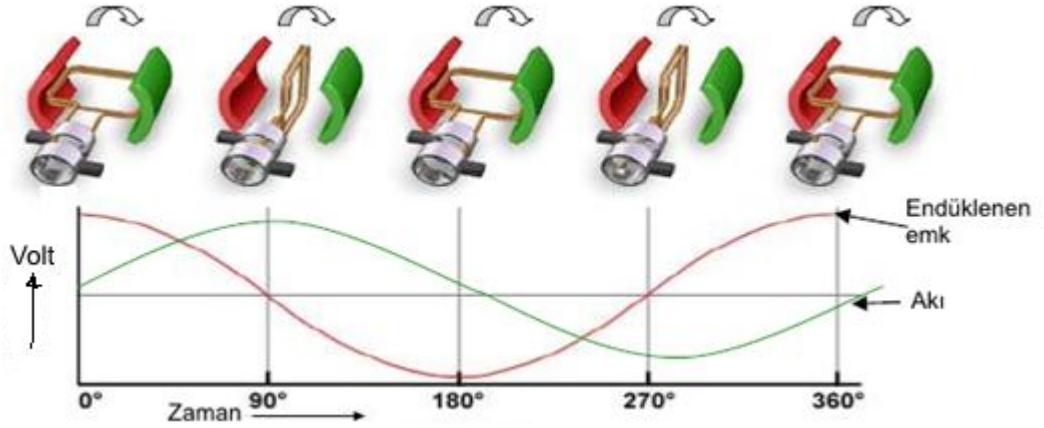
$$e = \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

2.1 Eşitliğindeki değer, bir iletkende endüklenen elektromotor kuvvetini ifade eder.

Sargılarda endüklenen emk, DC makinanın motor çalışmasında endüviye uygulanan gerilimden daha küçüktür.

$$V_T = E_b + R_a I_a \quad (2.2)$$

Endüvide oluşan emk iletken boyunca bir akım akışına sebep olur ve zıt emk olarak adlandırılır (E_b); V_T , dışarıdan endüviye uygulanan gerilimdir [38]. Şekil 2.11'de, DC motorun endüvi sargısında endüklenen voltaj ve akı değişimleri görülmektedir.



Şekil 2.11: DC motorun endüvi sargısında endüklenen voltaj [38].

Endüvide endüklenen zıt emk, endüviye uygulanan gerilime ters yönde olduğundan, V_T geriliminin endüviden geçirdiği akımı azaltmak ister. Endüviden geçen akım, iki gerilimin farkından dolayı geçen akımdır.

Doğru akım motorlarında, makinanın gücüne göre geçen akımı ayarlayacak ayrı bir düzenek gerekmez. Bu görevi, zıt emk yapar. Makinanın yükünde artma meydana gelirse, devir sayısını düşürür. Devir sayısı azalınca, zıt emk azalır ve zıt emk azalınca I_a artar, I_a 'nın artması da motorun yükünü karşılar.

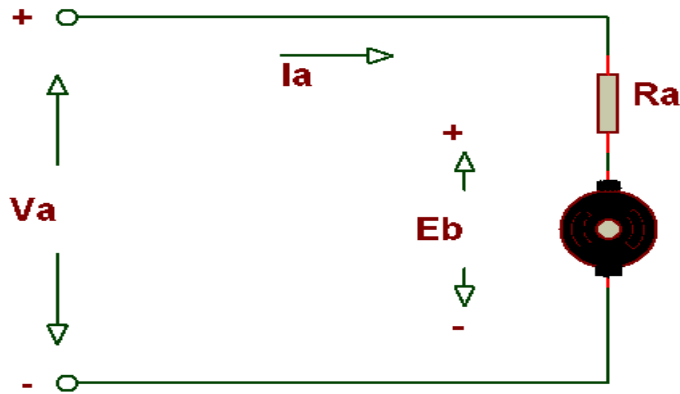
Motorun yükü azalırsa, devir sayısı artarak E_b 'nin artmasına sebep olur. Bu da, I_a akımını azaltır [39].

2.4 BDC Motorların Eşdeğer Devresi

Doğru akım motorları, doğru akım elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirirler. Doğru akım motorunun elektriksel olarak modellenmesi iki ayrı kısımdan oluşur. Bunlar, endüvi ve uyarım devresi modelleridir.

Endüvi devresi modeli :

Endüvi devresi DC motorda Şekil 2.12'deki gibidir. DC motorda kapalı devre gerilim denklemi (2.2) nolu denklem olup yani, $V_a = E_b + I_a R_a$ 'dır. Endüvi akımının (I_a 'nın) hesaplanmasında bu denklem kullanılır.



Şekil 2.12: DC motorun endüvi devresi modeli [40].

Zıt emk; endüvi açısal hızı (ω) veya devir sayısı (N) ile alan akısı (ϕ_f)'e bağlı değişir.

$$E_b = K_1 \phi_f \omega \quad (2.3)$$

K_1 sabiti; kutup sayısı, endüvideki iletken sayısı gibi çeşitli makine parametrelerine bağlı olarak değişir.

Motorun yol alma esnasında $E_b = 0$ 'dır. Çünkü ilk anda $\omega = 0$ 'dır. Eğer ilk anda V_a gerilimi azaltılmaz ise; ilk anda (yol alma anında) endüvi sargılarından çok yüksek bir endüvi akımı (I_a) geçecektir. Bu duruma dikkat edilmelidir.

Endüvi devresine giren güç;

$$P_{ai} = V_a I_a \quad (2.4)$$

P_{ai} gücü, endüvi gücü ile endüvi güç kayıplarını karşılar. Yani,

$$P_{ai} = I_a^2 R_a + P_a \quad (2.5)$$

Endüvide üretilen güç P_a ile gösterilir.

$$P_a = E_b I_a \quad (2.6)$$

P_o net çıkış gücü olup, P_{rot} ile ifade edilen döner kayıpların endüvi gücünden çıkarılmasıyla elde edilir.

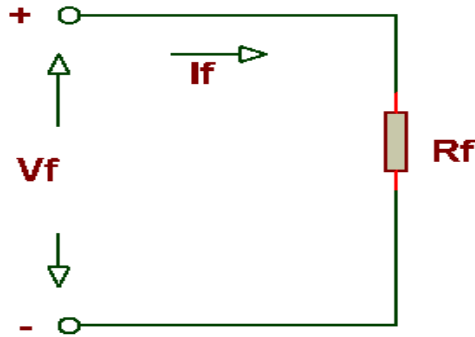
$$P_o = P_a - P_{rot} \quad (2.7)$$

Burada, P_o motor milinden alınan güçtür. T_o , çıkış momenti olarak ifade edilir ve birimi Newton.metre (N.m)'dir.

$$T_o = \frac{P_o}{\omega} \quad (2.8)$$

Uyartım devresi modeli :

Şekil 2.13'de DC motorun uyartım devresi modeli görülmektedir.



Şekil 2.13: DC motorun uyartım devresi modeli [40].

Endüvi devresine uyartım devresinin nasıl bağlandığının bilinmesi, bir DC motorun tam bir performans analizinin yapılabilmesi için zaruridir.

Denklem (2.3)'de de ifade edildiği gibi, E_b 'nin büyüklüğü uyartım akısına bağlıdır. Elektrik makinalarının imalinde kullanılan manyetik malzemelerin mıknatıslanma karakteristikleri, DC makinaların uyartım kutupları için de geçerli bir konudur. Bu kutupların hem doğrusal, hem de doyum bölgeleri vardır. Fakat, uyartım akımı ile alan akısının orantılı olarak değiştiğinin kabulü yaygın bir yaklaşımdır.

$$\phi_f = K_2 I_f \quad (2.9)$$

Bu eşitlikte; I_f uyarım akımını, ϕ_f kutup akısını ifade etmektedir. Zıt emk ise;

$$E_b = K_1 K_2 I_f \omega \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilir [40].

2.5 BDC Motorların Çeşitleri

BDC motorlar temel olarak beş çeşittir (parantez içerisinde numaralandırılmıştır). Bunları iki kategoriye ayırabiliriz. Bunlar statoruna bobin sargılarının yerleştirildiği ve statoruna kalıcı mıknatısların yerleştirildiği BDC motorlar olarak kategorize edilebilir.

- Statoruna bobin sargılarının yerleştirildiği BDC motorlar:

I. Yabancı uyarımlı BDC motorlar (Separately excited BDC motors) (1)

II. Kendinden uyarımlı BDC motorlar (Self excited BDC motors)

II.a. Şönt uyarımlı (sargılı) BDC motorlar (Shunt excited (wound) BDC motors) (2)

II.b. Seri uyarımlı (sargılı) BDC motorlar (Series excited (wound) BDC motors) (3)

II.c. Kompunt uyarımlı (sargılı) BDC motorlar (Compound excited (wound) BDC motors) (4)

II.c.1. Eklemeli kompunt sargılı BDC motorlar (Cumulative compounding BDC motors)

II.c.2. Çıkarmalı kompunt sargılı BDC motorlar (Differential compounding BDC motors)

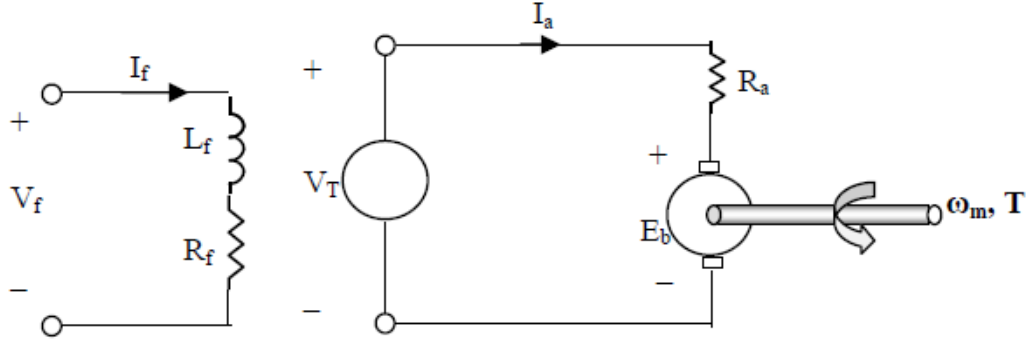
- Statoruna kalıcı mıknatısların yerleştirildiği BDC motorlar:

Kalıcı mıknatıslı BDC motorlar (Permanent magnet BDC motors) (5) [1].

Fırçalı DC motorların çeşitlerinde genellikle, fırçalı doğru akım (BDC) ifadesi yerine, sadece DC ifadesi kullanılır.

2.5.1 Yabancı uyarımlı BDC motorlar

Endüvi ve kutup sargılarının her biri elektriksel olarak ayrıdır. Kutup sargısı ayrı bir DC kaynak tarafından uyarılır [38]. Şekil 2.14'de yabancı uyarımlı bir BDC motorun eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 2.14: Yabancı uyarımlı BDC motor eşdeğer devresi [38].

V_f , L_f , I_f ve R_f 'nin adı geçen devre kutup (uyartım) devresi; V_T , I_a , R_a ve E_b 'nin adı geçen devre ise armatür (endüvi) devresidir. Toplam giriş gücü ise,

$$P_{in} = V_f I_f + V_T I_a \quad (2.11)$$

Birçok uygulamalarda tork ve hız ilişkisi önem arz etmektedir. Motor yüklü iken de aynı hızı sürdürmesi istenmektedir. Hızın geniş bir aralıkta kontrolü gerekmektedir. Bu nedenlerle hız ve tork ilişkisi motorlar için çok önemli olmaktadır [38].

Hız regülasyonu:

Açısal hız (ω) ile dakikadaki rotor dönüş (devir) sayısı (N) arasındaki ilişki;;

$$\omega = \frac{2\pi N}{60} \quad (2.12)$$

Motorların performans göstergelerinden birini teşkil eden husus da hız regülasyonudur. Hız regülasyonu;

$$\% \text{ Hız Regülasyonu} = \frac{N_{yüksüz} - N_{tam\ yük\ lü}}{N_{tam\ yük\ lü}} \times 100 \quad (2.13)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, $N_{yüksüz}$, motorun yüksüz durumdaki devir sayısıdır. $N_{tam\ yük\ lü}$ ise, motorun anma yükündeki devir sayısıdır [38].

Tork-hız karakteristikleri:

Endüklenen voltaj;

$$E_b = K\phi\omega_m = V_T - I_a R_a \quad (2.14)$$

şeklindedir. Burada, K armatür sabiti olup motorun manyetik özelliklerine ve geometrisine göre değişir. ω_m dönüş hızı, ϕ kutup akısıdır. Endüvide oluşan tork;

$$T_a = K\phi I_a \quad (2.15)$$

şeklindedir. 2.15 nolu denklemden I_a çekilirse;

$$I_a = \frac{T_a}{K\phi} \quad (2.16)$$

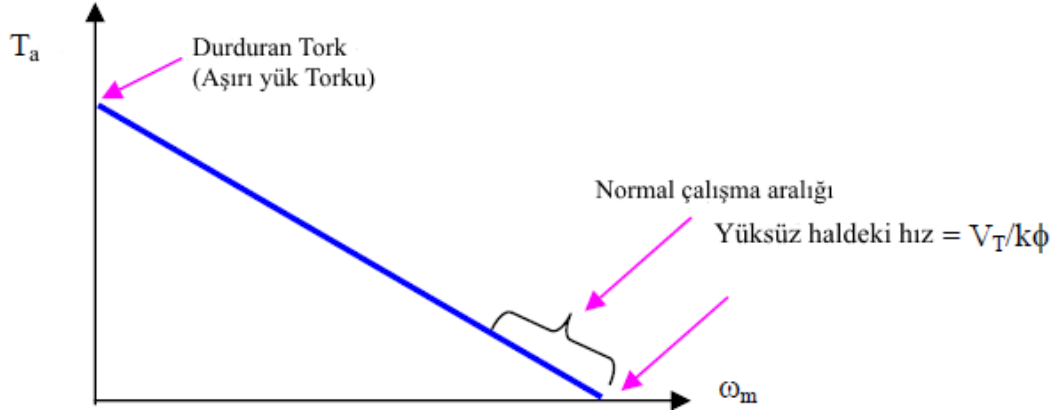
elde edilir. 2.14 nolu denklem düzenlenip I_a yerine 2.16'daki eşiti konulursa;

$$V_T - K\phi\omega_m = R_a \left(\frac{T_a}{K\phi} \right) \quad (2.17)$$

elde edilir. Bu eşitlikten T_a çekilirse;

$$T_a = \frac{K\phi}{R_a} (V_T - K\phi\omega_m) \quad (2.18)$$

şeklinde elde edilir. 2.18 eşitliği, yabancı uyartımlı BDC motorun tork ve hız arasındaki ilişkiyi ifade eder. Eğer V_T ve ϕ sabit tutulursa, tork –hız ilişkisi düz bir çizgi şeklinde olur. Şekil 2.15'de tork-hız eğrisi görülmektedir.



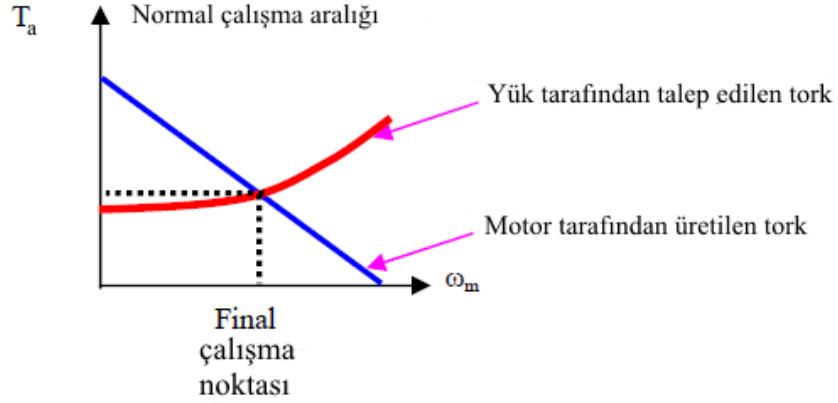
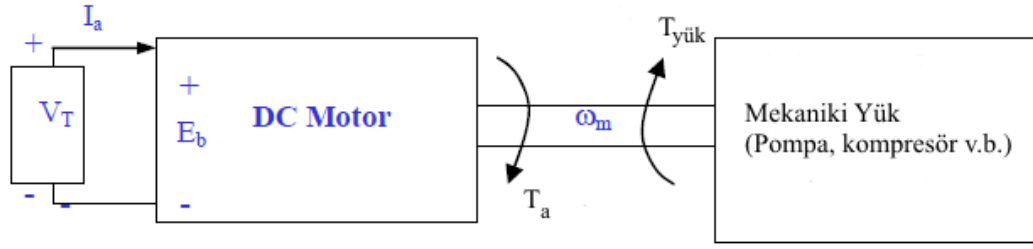
Şekil 2.15: Yabancı uyartımlı BDC motorun tork-hız karakteristikleri [38].

Tork, çıkış şaftının hızı ile ters orantılıdır. Motor karakteristikleri sıklıkla, şekil 2.15'deki grafikte şu iki noktaya işaret eder;

Birincisi, aşırı yük torku maksimum torku temsil eder. Bu durumda, motor şaftı hareketsizdir.

İkincisi, yüksüz durumdaki hız, motorun maksimum çıkış hızını ifade eder. Bu durumda, çıkış şaftına tork uygulanmaz.

Motorun yükü, tork eğrisinde çalışma noktasını belirler. Şekil 2.16'da belirtildiği gibi, bir yük çalıştırılmak için motor şaftına bağlandığında, yük tarafından talep edilen tork ve motor tarafından üretilen torkun etkileşimi çalışma noktasını belirler.



Şekil 2.16: Yabancı uyarımlı BDC motorun ve mekaniki yükün etkileşimi [38].

Motorun başlangıç torku, yük tarafından talep edilen torktan yani yük torkundan daha yüksektir. Motor dönüş ve hızlanmaya başladığında üretilen tork azalır. Son olarak, şekil 2.16'da gösterilen iki tork birbirleriyle dengelendiğinde, motor stabil bir çalışma noktasına gelmiş olur [38].

Verim:

Giriş gücü (P_{in}), 2.11 nolu denklemde verilmiştir. Alan (kutup) sargılarında ısıya dönüşen güç kayıpları;

$$P_{alan-kayıp} = I_f^2 R_f = \left(\frac{V_f}{R_f}\right)^2 R_f = \frac{V_f^2}{R_f} \quad (2.19)$$

şeklinde ifade edilir. Bir de, endüvi sargı dirençlerinde kaybolan güç vardır. Bu da;

$$P_{end-kayıp} = I_a^2 R_a \quad (2.20)$$

olarak tanımlanır. Toplam güç kaybı, iki sargıda oluşan kayıplar toplamıdır. Bunlar da toplam bakır kayıpları olarak isimlendirilir.

Toplam bakır kayıpları = Alan kayıpları + Endüvi kayıpları

Üretilen güç, giriş gücünden bakır kayıpları çıkarılarak bulunur. Üretilen güç;

$$P_{üretilen} = I_a E_b = \omega_m T_a \quad (2.21)$$

olarak ifade edilir. Çıkış gücü ve tork, rotasyonel (döner) kayıplardan dolayı üretilen değerlerden daha küçüktür. Rotasyonel kayıplar; sürtünme, rüzgar, fuko akımı ve histerezis kayıplarını içerir. Rotasyonel güç kaybı, yaklaşık olarak motor hızıyla orantılıdır.

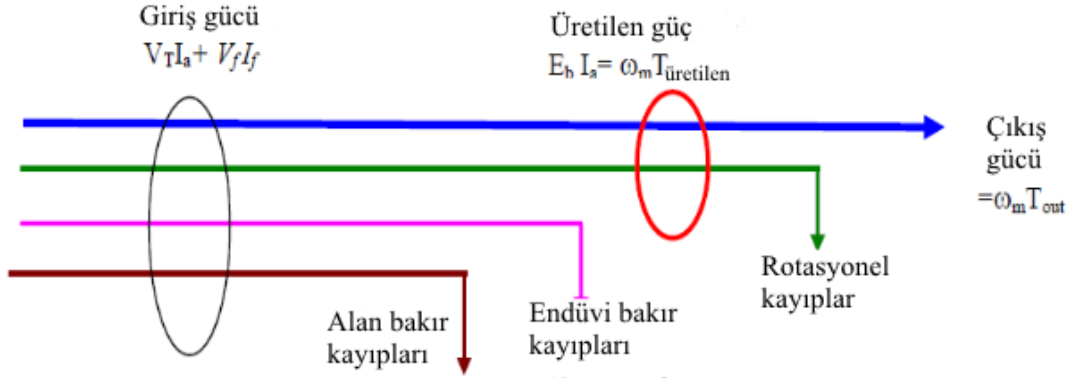
[Çıkış gücü (P_{out}) = Üretilen güç – Rotasyonel kayıplar] olarak ifade edilebilir. Yabancı uyarımlı BDC motorun % verimi;

$$\% \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (2.22)$$

şeklindedir. Verim ifadesinde, denkleme kayıplar katılarak;

$$\% \eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{end-kayıp} + P_{alan-kayıp} + Rotasyonel\ kayıplar} \times 100 \quad (2.23)$$

şeklinde ifade edilir. Şekil 2.17’de bu motorlarda güç akışı gösterilmiştir.



Şekil 2.17: Yabancı uyarımlı BDC motorda güç akışı [38].

Not edilmelidir ki, rotor içerisinde üretilen tork, rotasyonel kayıplardan dolayı çıkışta yüke sağlanan torktan (çıkış torku) farklıdır [38].

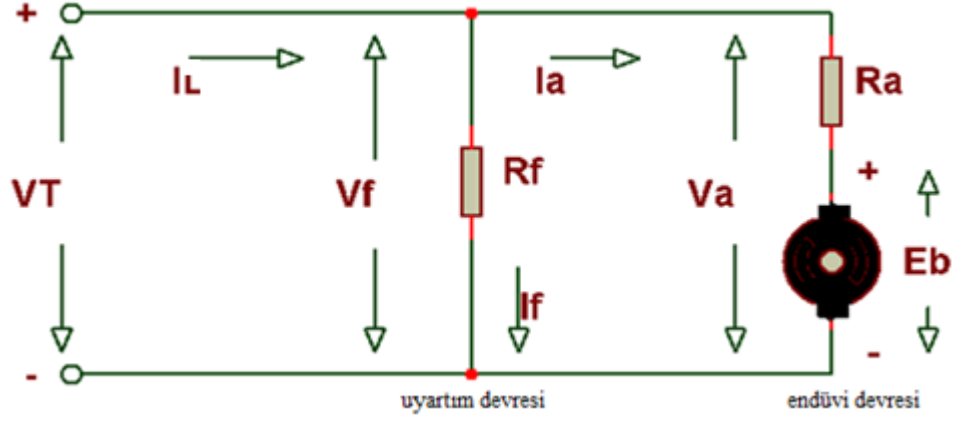
BDC motorun eşdeğer devresi konusu içerisinde verilen eşitlikler yabancı uyarımlı BDC motorlar için de geçerlidir.

Bu motorlar, düşük hızlarda yüksek tork üretebilme yeteneğine sahip oldukları için kullanılırlar. Bu da, ayrı olarak üretilen yüksek bir stator kutup akımı ve gerekli rotor tork akımını sağlayan yeterli büyüklükte armatür voltajı tarafından başdırılır [1].

Yabancı uyarımlı BDC motorları, çift uyarımlı bir doğru akım motorudur. Yani hem endüvi devresi, hem de uyarım devresi tarafından kontrol edilebilir [40].

2.5.2 Şönt uyarımlı BDC motorlar

Armatür ve kutup sargısı paralel bağlanmıştır. Armatür voltajı ve kutup sargısı voltajı aynıdır [38]. Şekil 2.18’de şönt uyarımlı bir BDC motorun eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.18: Şönt uyarımlı BDC motor eşdeğer devresi [34].

Toplam (hat veya yük akımı) akım (I_L), statordaki şönt sargıdan geçen (uyartım) akım (I_f) ile endüviden geçen akımın (I_a) toplamına eşittir.

$$I_L = I_f + I_a \quad (2.24)$$

Uygulanan kaynak veya terminal gerilimi (V_T), endüvi uç gerilimi (V_a) ve uyarım gerilimi (V_f) aynı olup;

$$V_T = V_a = V_f \quad (2.25)$$

Uyarım akımı;

$$I_f = \frac{V_T}{R_f} \quad (2.26)$$

Şekil 2.18’deki devrenin gerilim denklemi;

$$V_T = V_a = E_b + I_a R_a \quad (2.27)$$

Daha önce verilen 2.10 denkleminde I_f ’nin eşiti yazılırsa;

$$E_b = K_1 K_2 \frac{V_T}{R_f} \omega \quad (2.28)$$

2.28 denklemindeki sabitler, tek bir sabite olarak tanımlanırsa;

$$K_{sh} = K_1 K_2 \frac{V_T}{R_f} \quad (2.29)$$

Bu durumda, zıt emk da şöyle ifade edilebilir;

$$E_b = K_{sh}\omega \quad (2.30)$$

Kaynak gerilimi ve alan direnci sabit olmak şartıyla, E_b değeri ω ile orantılı olarak değişim gösterir [40].

Endüvi güç-akım karakteristiği:

Endüvide üretilen güç (P_a);

$$P_a = E_b I_a \quad (2.31)$$

Şönt motorun gerilim denklemindeki (2.27) E_b 'yi çekip 2.31 denkleminde yerine koyarsak;

$$P_a = (V_T - I_a R_a) I_a \quad (2.32)$$

Denklem 2.32 açılırsa, $R_a I_a^2 - V_T I_a + P_a = 0$, haline gelir. Buradan I_a ;

$$I_a = \frac{V_T \pm \sqrt{V_T^2 - 4P_a R_a}}{2R_a} \quad (2.33)$$

eşitliği elde edilir. 2.33 eşitliğinden $I_{a,max}$ değeri elde edilir;

$$I_{a,max} = \frac{V_T}{2R_a} \quad (2.34)$$

$I_{a,max}$ değeri 2.32 denkleminde yerine konulursa $P_{a,max}$ değeri elde edilir;

$$P_{a,max} = \frac{V_T^2}{4R_a} \quad (2.35)$$

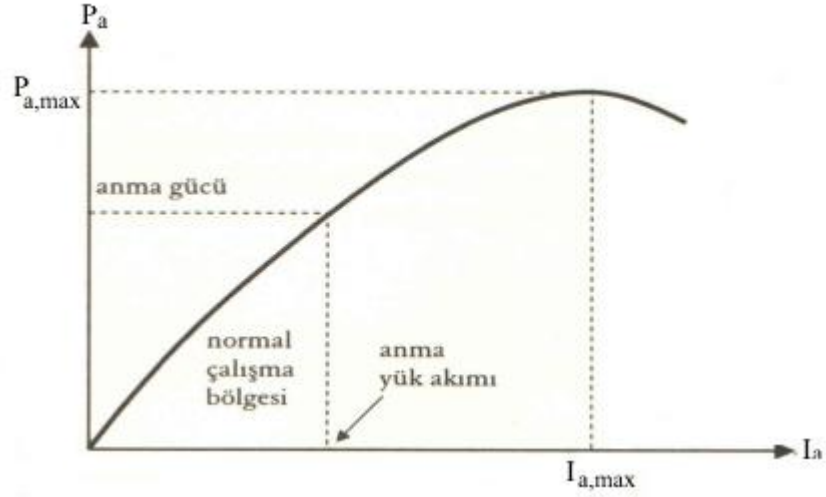
Normal çalışma bölgesinde, 2.33 nolu denklemde, karekökün önündeki işaretli olanlardan negatif olanı alınır. Yani endüvi akımının eşiti;

$$I_a = \frac{V_T - \sqrt{V_T^2 - 4P_a R_a}}{2R_a} \quad (2.36)$$

şeklinde olur. Eğer $I_a R_a$ değeri ihmal edilecek olursa endüvi akımı yaklaşık olarak;

$$I_a \cong \frac{P_a}{V_T} \quad (2.37)$$

eşitliğiyle hesaplanır [40]. Şönt motorun $P_a - I_a$ eğrisi şekil 2.19'da verilmiştir.



Şekil 2.19: Şönt uyarmalı BDC motorda endüvi gücü-akımı ilişkisi [40].

Moment-hız karakteristiği:

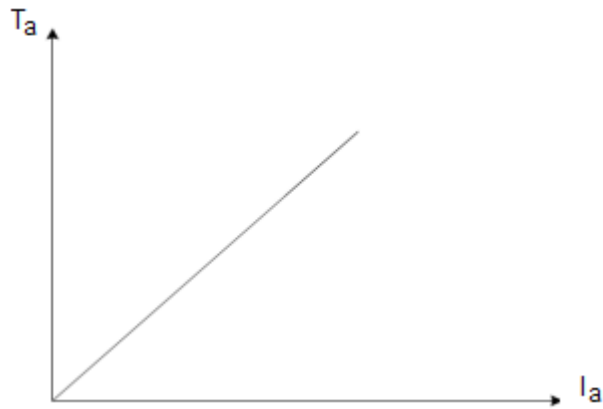
Endüvide üretilen moment;

$$T_a = \frac{P_a}{\omega} \quad (2.38)$$

endüvi gücünün açısal hıza oranıdır. 2.30 nolu denklemden ω çekilip 2.38 nolu denklemden yerine konulursa ve 2.31 nolu denklemden P_a yerine eşiti yazılırsa;

$$T_a = K_{sh} I_a \quad (2.39)$$

elde edilir. 2.39 nolu denkleme göre endüvi iç moment, endüvi akımı ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Bu durum Şekil 2.20’de de gösterilmiştir.



Şekil 2.20: Şönt uyarmalı BDC motorda endüvi momentinin endüvi akımı ile değişimi [40].

2.27 denklemden E_b çekilerek, 2.30 denkleminde E_b yerine eşiti konulursa açısal hız, endüvi akımı ile ifade edilebilir.

$$\omega = \frac{V_T - I_a R_a}{K_{sh}} \quad (2.40)$$

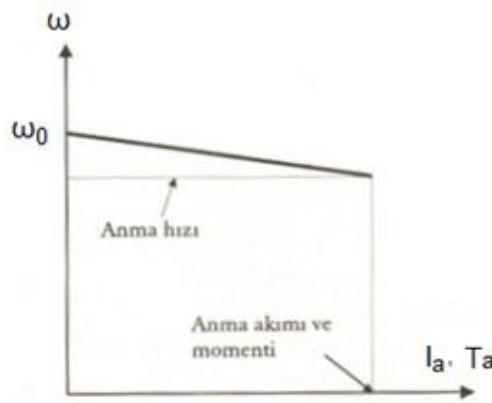
Motor yüksüzse, $I_a = 0$ olduğundan açısal hızın ifadesi;

$$\omega_0 = \frac{V_T}{K_{sh}} \quad (2.41)$$

şeklinde olur. 2.40 nolu denklem $\omega = \frac{V_T}{K_{sh}} - \frac{R_a}{K_{sh}} I_a$ şeklinde ifade edilerek $\frac{V_T}{K_{sh}}$ yerine ω_0 yazılırsa 2.42 nolu denklem elde edilir.

$$\omega = \omega_0 - \frac{R_a}{K_{sh}} I_a \quad (2.42)$$

2.42 nolu denklemdeki $\frac{R_a}{K_{sh}}$ değeri ihmal edilebilecek derecede küçük bir değerdir. Bu nedenle şönt motorlar pratikte sabit devirli motorlar olarak anılır. Şekil 2.21’de açısal hızın endüvi akımı veya momenti ile değişim eğrisi verilmiştir.



Şekil 2.21: Şönt uyarmalı BDC motor devir sayısının endüvi akımı (veya momenti) ile değişimi [40].

2.40 nolu denklemde I_a çekilip 2.39 nolu denklemde I_a yerine 2.40'deki I_a 'nın eşiti konulursa endüvi momenti eşitliği;

$$T_a = \frac{K_{sh}}{R_a} (V_T - K_{sh}\omega) \quad (2.43)$$

elde edilir. 2.41 nolu denklemde $V_T = \omega_0 K_{sh}$ elde edilerek 2.43 nolu denklemde V_T yerine bu eşiti yazılırsa;

$$T_a = \frac{K_{sh}^2}{R_a} (\omega_0 - \omega) \quad (2.44)$$

endüvi momentinin hıza bağlı değişimi elde edilir. 2.44 eşitliğindeki ω_0 motorun yüksüz haldeki hızıdır. Eğer, hızın endüvi momentine bağlı değişimi istenirse, ω çekilerek;

$$\omega = \omega_0 - \frac{T_a R_a}{K_{sh}^2} = \frac{V_T}{K_{sh}} - \frac{T_a R_a}{K_{sh}^2} \quad (2.45)$$

elde edilir [40].

Güç kayıpları ve verim:

Motorun giriş gücü;

$$P_{in} = V_T I_L \quad (2.46)$$

şeklindedir. Bu ifadede, I_L yerine 2.24'deki eşiti yazılırsa;

$$P_{in} = V_T I_a + V_T I_f \quad (2.47)$$

elde edilir. Bu eşitlikteki, $V_T I_f$ ifadesi P_f 'ye eşittir. Bu da, şönt alan sargısı direncinde harcanan güç değeridir ve;

$$P_f = \frac{V_T^2}{R_f} = V_f I_f \quad (2.48)$$

şeklinde tanımlanır. Endüviye giriş gücü ($V_a I_a$); endüvi güç kayıpları, döner kayıplar ve mekanik çıkış gücünü karşılar. Mekanik çıkış gücü ise;

$$P_o = V_T I_a - I_a^2 R_a - P_{rot} \quad (2.49)$$

şeklindedir. Çıkış gücünün giriş gücüne oranı verimi ifade eder. Bu da;

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (2.50)$$

şeklindedir [40].

Kutup bobininden ve armatürden geçen akım birbirinden bağımsızdır. Bunun sonucu, bu motorlar mükemmel hız kontrolüne sahiptir. Şönt sargılı motorlar tipik olarak, 5 ya da daha fazla HP gereken endüstriyel ve otomotiv uygulamalarında kullanılır. Bu motorlarda, kalıcı mıknatıslı BDC motorlarda rastlanılan manyetik kayıplar (mıknatısların özelliğinin azalması) söz konusu olmadığından, bu motorların kullanımı genellikle daha sağlıklı sonuç verir [28].

Normal çalışma esnasında, besleme voltajı arttırıldığında motorun toplam akımı, stator ve rotor kutup alanlarının artması sebebiyle artacaktır. Toplam akım arttığında da, motor hızı artacaktır. Bunun sonucunda da, motor torku azalacaktır.

Bununla birlikte, motora bir yük bindirildiğinde, rotor kutup alanının artması sebebiyle rotor akımı artacaktır. Rotor akımının artması da, stator kutup alanının azalması sebebiyle şönt (stator) akımını azaltacaktır. Bu da, motor hızının azalmasına sebep olacaktır. Bunun sonucunda da, motor torku artacaktır. Özetlenirse;

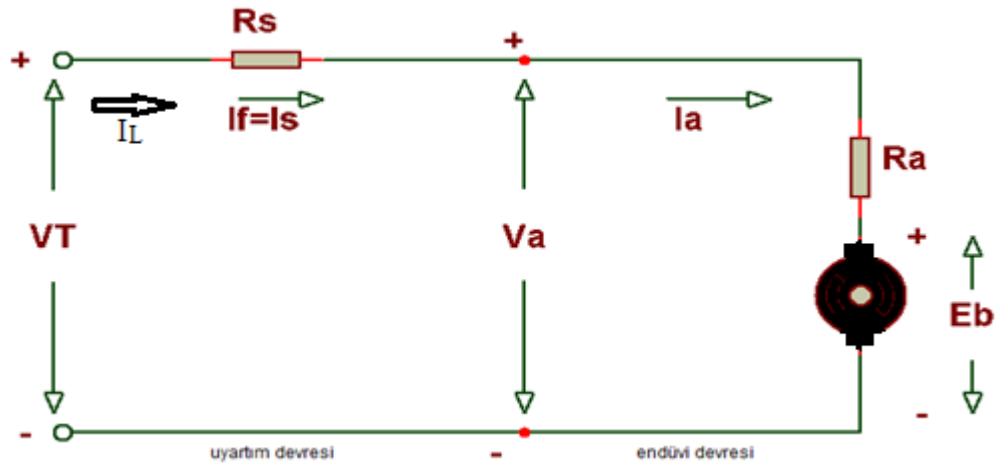
•Yüksüz çalışmada; $V_T \uparrow \rightarrow I_T \uparrow \rightarrow \text{Hız} \uparrow \rightarrow \text{Stator/rotor kutup alanı} \uparrow \rightarrow \text{Tork} \downarrow$

•Yüklü çalışmada; motor yükü $\uparrow \rightarrow I_a \uparrow \rightarrow I_f \downarrow \rightarrow$ Stator kutup alanı $\downarrow \rightarrow$ Rotor kutup alanı $\uparrow \rightarrow$ Hız $\downarrow \rightarrow$ Tork $\uparrow$ şeklinde kısaca ifade edilebilir.

Şönt sargılı BDC motorlar, yüksek hızlarda azalan tork; düşük hızlarda yüksek ama daha dengeli, tutarlı bir tork performans karakteristiğine sahiptir. Mükemmel hız kontrol karakteristiklerine sahiptir. Bazı olumsuz tarafları da vardır. Örneğin kalıcı mıknatıslı BDC motorlara göre daha pahalıdır. Aşırı hızlarda uyarım akımı azalarak sıfıra gider ki; bu durum tehlikeli bir durumdur ve motorun parçalara ayrılmasına neden olabilir [35].

2.5.3 Seri uyarımlı BDC motorlar

Kutup sargısı ve endüvi sargısı seri olarak bağlanmıştır. Kutup sargısı ile endüvi sargısından aynı akım geçer [38]. Şekil 2.22’de seri uyarımlı BDC motorun eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 2.22: Seri uyarımlı BDC motor eşdeğer devresi [34].

$$I_L = I_a = I_s = I_f \quad (2.51)$$

$$V_T = V_a + I_a R_s \quad (2.52)$$

$$V_T = E_b + I_a (R_a + R_s) \quad (2.53)$$

$$E_b = K_1 K_2 I_a \omega \quad (2.54)$$

olarak ifade edilir [40].

Endüvi güç-akım karakteristiği ($P_a - I_a$):

Endüvide üretilen güç ifadesi;

$$P_a = E_b I_a \quad (2.55)$$

şeklindedir. Denklem 2.53'den E_b çekilip 2.55 nolu denklemde yerine konulursa;

$$P_a = [V_T - I_a(R_a + R_s)]I_a \quad (2.56)$$

elde edilir. Denklem 2.56 açılırsa ikinci dereceden bir denklem ortaya çıkar. Bu;

$(R_a + R_s)I_a^2 - V_T I_a + P_a = 0$, denklemdir. Buradan I_a ;

$$I_a = \frac{V_T \pm \sqrt{V_T^2 - 4P_a(R_a + R_s)}}{2(R_a + R_s)} \quad (2.57)$$

şeklinde elde edilir. Karekökün içerisindeki terim sıfıra eşit olduğunda en büyük I_a değeri bulunur. O halde maksimum endüvi akımı;

$$I_{a,max} = \frac{V_T}{2(R_a + R_s)} \quad (2.58)$$

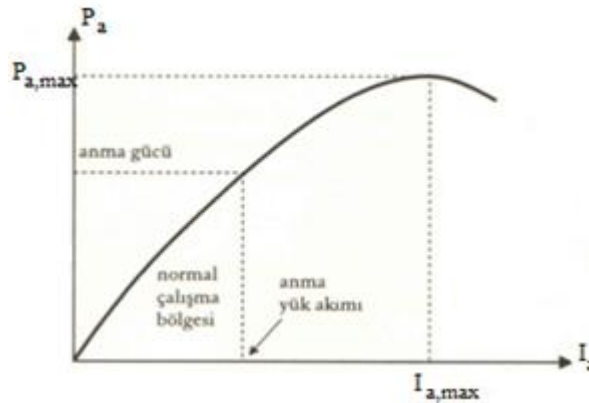
şeklinde elde edilir. Maksimum endüvi akımı, 2.56 denkleminde yerine konulursa motor tarafından sağlanabilecek en yüksek güç değeri;

$$P_{a,max} = \frac{V_T^2}{4(R_a + R_s)} \quad (2.59)$$

şeklinde elde edilir. Doğru akım motoru, maksimum endüvi gücünden oldukça aşağıda bir çalışma aralığında çalışır. Motorun normal çalışma bölgesinde, 2.57 nolu denklemdeki ifadenin (-) işaretlisi alınır.

$$I_a = \frac{V_T - \sqrt{V_T^2 - 4P_a(R_a + R_s)}}{2(R_a + R_s)} \quad (2.60)$$

Şekil 2.23 seri motor endüvisinde üretilen gücün endüvi akımı ile değişimini göstermektedir.



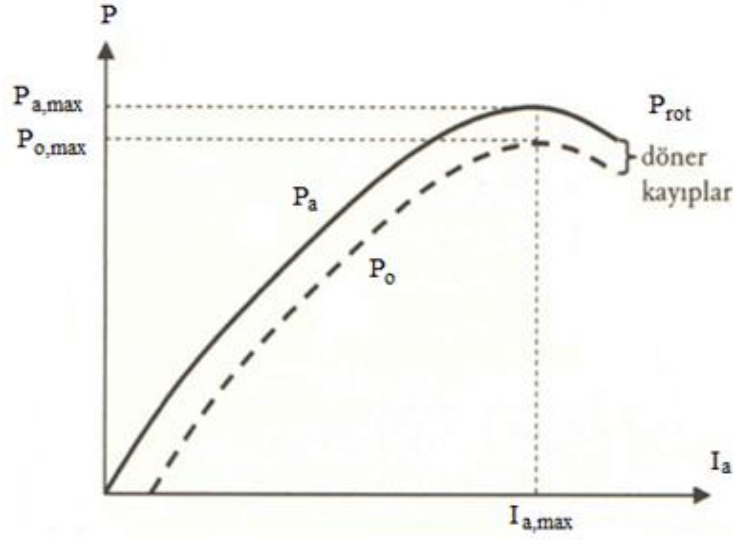
Şekil 2.23: Seri uyarımlı BDC motor endüvisinde üretilen gücün endüvi akımı ile değişimi [40].

Denklem 2.56'da endüvi ve seri alan dirençleri ihmal edildiğinde;

$$I_a \cong \frac{P_a}{V_T} \quad (2.61)$$

elde edilir. Bu yeni I_a değeri, 2.60 nolu denklemden elde edilen I_a değerinden daha düşük bir değerdir. Ancak, yapılacak akım hatası düşük P_a güçlerinde çok azdır.

Endüvide üretilen güçten rotasyonel (döner) kayıpların çıkarılması ile motorun mil gücü (çıkış gücü) elde edilir [40]. Bu durum şekil 2.24'de gösterilmiştir.



Şekil 2.24: Seri uyarımlı BDC motorun endüvi akımı ile çıkış ve endüvi gücünün değişimleri [40].

Moment-hız karakteristiği:

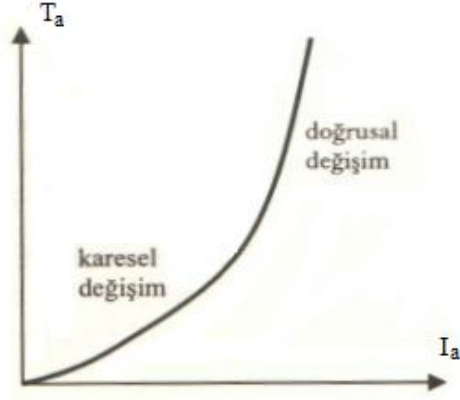
Endüvide üretilen moment yani iç moment ifadesi;

$$T_a = \frac{P_a}{\omega} \quad (2.62)$$

2.54 ve 2.55 nolu denklemlerin kullanılmasıyla;

$$T_a = K_1 K_2 I_a^2 \quad (2.63)$$

elde edilir. Moment, nüvenin doymadığı bölgede endüvi akımının karesi ile değişir; doyum bölgesinde ise, akımla doğrusal bir biçimde artar. Bu durum şekil 2.25'de gösterilmiştir.



Şekil 2.25: Seri uyarımlı BDC motor endüvi momenti-akımı ilişkisi [40].

2.54 denklemindeki E_b 'nin eşiti, 2.53 yerine konulursa oluşan yeni denklemde E_b yer almaz ve;

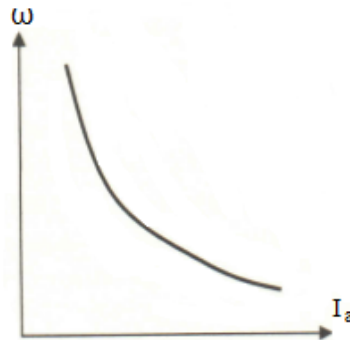
$$V_T = K_1 K_2 I_a \omega + I_a (R_a + R_s) \quad (2.64)$$

şeklinde olur. 2.64 denklemden ω 'yı çekersek;

$$\omega = \frac{V_T}{K_1 K_2 I_a} - \frac{R_a + R_s}{K_1 K_2} \quad (2.65)$$

ifadesi elde edilir. Bu da, endüvi akımı terimleri ile açısal hız ifadesidir. Denklem 2.65, endüvi akımı çok küçük bir değer olsa bile motorun çok yüksek devirlere çıkabildiğini açıklar. Bu sebepten motor yüksüz iken devir sayısı çok aşırı değerlere çıkar ve bu da tehlikeli durumlar yaratır. Bunun için DC seri motorlar hep motor miline yükün bağlı olduğu uygulamalarda çalıştırılır. Yani yüksüz çalıştırılmaz.

Şekil 2.26'de DC seri motorun devir sayısı ile endüvi akımı ilişkisi gösterilmiştir.



Şekil 2.26: Seri uyarımlı BDC motorun endüvi akımı ile devir sayısı değişimi [40].

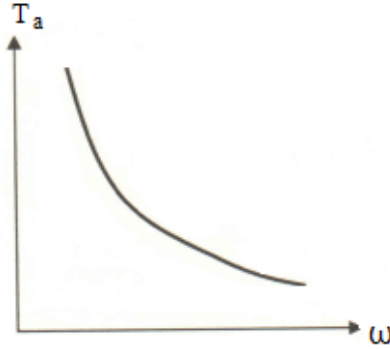
2.65 nolu denklemden I_a çekilirse, endüvi akımı açısal hız ile tanımlanabilir.

$$I_a = \frac{V_T}{K_1 K_2 \omega + (R_a + R_s)} \quad (2.66)$$

2.66 nolu denklemdeki I_a 'nın eşiti, 2.63 nolu denklemde yerine konulursa;

$$T_a = \frac{K_1 K_2 V_T^2}{[K_1 K_2 \omega + (R_a + R_s)]^2} \quad (2.67)$$

elde edilir. Bu denklem, şekil 2.27'da gösterilen seri motorun moment-hız karakteristiğini ifade eder [40].



Şekil 2.27: Seri uyarımlı BDC motorun moment-hız karakteristiği [40].

Güç kayıpları ve verim:

Seri uyarımlı BDC motorda giriş gücü;

$$P_{in} = V_T I_a \quad (2.68)$$

şeklinde ifade edilir. Endüvi ve seri alan dirençlerinin kayıpları, döner kayıplar (P_{rot}) motor içindeki güç kayıplarını oluşturur. Kayıplar ($P_{kayıplar}$);

$$P_{kayıplar} = I_a^2 (R_a + R_s) + P_{rot} \quad (2.69)$$

şeklindedir. Motor giriş gücünden, güç kayıplarının çıkartılmasıyla çıkış gücü (P_o) bulunur.

$$P_o = P_{in} - P_{kayıplar} \quad (2.70)$$

Motor verimi ise;

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (2.71)$$

Motorun verimi, endüvi akımına ve dolayısıyla yüke göre değişir. Endüvi akımı arttıkça maksimum verime ulaşıncaya değin verim de artar. Maksimum verime ulaşıldıktan sonra akım arttırılmaya devam ederse, verim düşer. Verimin maksimum değeri ise;

$$\eta_{max} = 1 - \frac{2 [P_{rot}(R_a + R_s)]^{1/2}}{V_T} \quad (2.72)$$

şeklinde hesaplanır. Terminal geriliminin arttırılması veya endüvi ve seri alan dirençlerinin azaltılmasıyla, motorun maksimum verimi arttırılabilir [40].

Bu motorlar, yüksek tork uygulamaları için ideal bir seçimdir. Çünkü, yük altında hem stator, hem de rotor akımı artar. Bununla beraber, seri BDC motorlara, şönt veya kalıcı mıknatıslı BDC motorlar gibi hassas hız kontrolü yapılamaz [28].

Hız, yükle otomatik olarak değişim gösterir. Yük azalıyorken, hız artar. Seri motorlar, yüksek güç talebi gerektiğinde, genellikle birtakım sınırlamalar gösterir [1].

Yüksüz normal çalışma esnasında; besleme voltajı arttırılırsa, motor akımı artar. Bu durum, stator ve rotor kutup alanlarının ve motor hızının artmasına, torkun azalmasına sebep olur.

Motorun yüklü çalışmasında; yük artarsa, motor akımı artacak, bu da stator ve rotor kutup alanlarını arttıracaktır. Böylelikle, motor hızı azalacak, tork artacak ve artan motor yükü karşılanacaktır.

Özetlenirse;

Yüksüz çalışmada; besleme voltajı $\uparrow \rightarrow I_{motor} \uparrow \rightarrow$ stator/rotor kutup alanı $\uparrow \rightarrow$ hız $\uparrow \rightarrow$ tork $\downarrow$

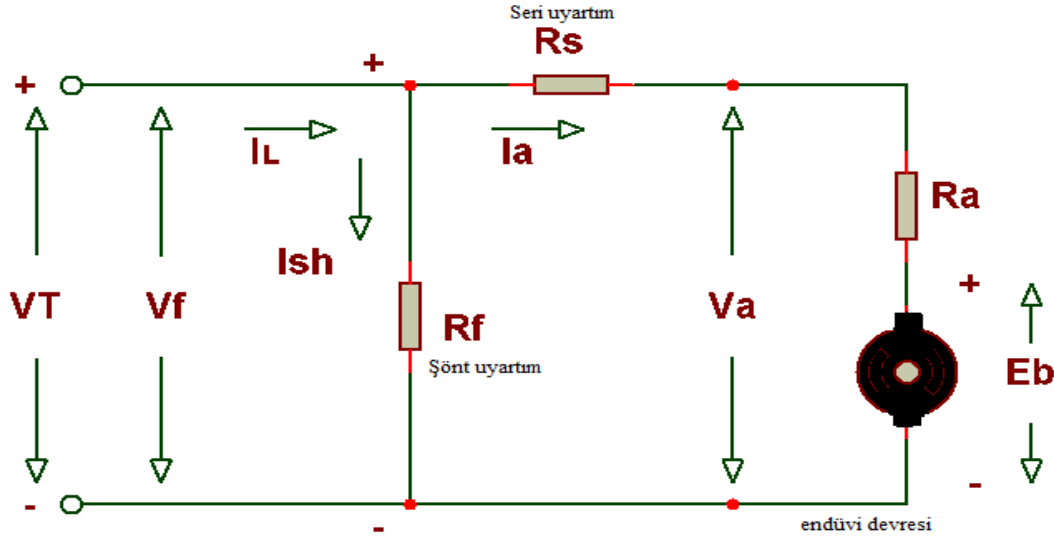
Yüklü çalışmada; motor yükü $\uparrow \rightarrow I_{motor} \uparrow \rightarrow$ stator/rotor kutup alanı $\uparrow \rightarrow$ hız $\downarrow \rightarrow$ tork $\uparrow$ şeklinde kısaca ifade edilebilir.

Seri sargılı BDC motorlar, çok büyük hızda, küçük torka sahiptir. Ama yük kaldırılırsa hız, keskin bir şekilde artacaktır. Yüksek tork uygulamaları için, örneğin krenlerde ve vinçlerde kullanımı uygundur. Çünkü yük altında stator ve rotor akımlarının her ikisi de artar. Bazı olumsuz yönleri de vardır; Düşük hız-yüksek tork karakteristiğine sahip olan bu motor, yüksek hız durumunda zararı önlemek için bir yük bağlı olarak kullanılmalıdır. Kalıcı mıknatıslı ve şönt sargılı BDC motorlar gibi hassas hız kontrol karakteristiklerine sahip değildir. Eğer seri stator alanı kısa devre yapılırsa, motor aşırı hızlara çıkabilir. Bu durum, tehlikeli bir durum olup motor bütünüyle parçalara ayrılabilir [35].

2.5.4 Kompunt uyarımlı BDC motorlar

Bu motorlarda, hem seri hem de şönt alan sargıları bulunur. Toplam manyetik akı, bu iki sargının birleşik etkisinden oluşur. Şönt alanın etkisi, seri alanın etkisinden çok yüksektir. Seri alan şönt alanın etkisini kuvvetlendiriyorsa bu makinaya “artırmalı veya eklemeli kompunt”, seri alan şönt alanın etkisini zayıflatacak istikamette ise bu makinaya “azaltmalı veya çıkarmalı kompunt” denir.

Seri sargının endüvi sargısı ile seri bağlanıp şönt sargının ise uygulanan kaynağa paralel olarak bağlandığı motor şekline “uzun şönt kompunt motor” denir. Seri sargının kaynak ile seri bağlanıp şönt sargının ise endüviye paralel olarak bağlandığı motor şekline ise “kısa şönt kompunt motor” denir. Burada uzun şönt kompunt motor incelenmiştir. Şekil 2.28’de uzun şönt kompunt motorun eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.28: Uzun şönt kompunt BDC motor devresi [40].

Eklemeli DC kompunt motorların alan akısı;

$$\Phi_f = K_3 I_{sh} + K_4 I_a \quad (2.73)$$

K_3 ve K_4 sabiteleri, doğrusal mıknatıslanma bölgesinde çalıştığı kabul edilen motorun şönt ve seri sargı parametrelerini temsil eder. Çıkarmalı kompunt motorun alan akısı;

$$\Phi_f = K_3 I_{sh} - K_4 I_a \quad (2.74)$$

2.73 ve 2.74 denklemlerinde ilk terimler sabittir. Ancak ikinci terimler endüvi akımı ile dolayısıyla yükçe doğrusal bir değişim gösterir. Şekil 2.28’deki devreden yük akımı, gerilim, uyarım akımı, moment ve endüvi gücü denklemleri yazılabilir.

$$V_T = E_b + I_a (R_a + R_s) \quad (2.75)$$

$$I_{sh} = \frac{V_T}{R_f} \quad (2.76)$$

Endüvi momentinin ifadesi;

$$T_a = \frac{P_a}{\omega} \quad (2.77)$$

şeklindedir. Endüvi gücünün ifadesi;

$$P_a = E_b I_a \quad (2.78)$$

şeklindedir. Zıt emk eşitliği;

$$E_b = K_1 \phi \omega \quad (2.79)$$

şeklinde ifade edilir. 2.73 ve 2.74 denklemlerinin kullanarak zıt emk;

$$E_b = K_1 (K_3 I_{sh} \pm K_4 I_a) \omega \quad (2.80)$$

şeklinde elde edilir. 2.80 denklemindeki $\pm$ yerine; (+) kullanıldığında eklemeli kompund, (-) kullanıldığında çıkarmalı kompund ifade eder. Bu denklemler kompunt motorun performans analizi için kullanılır. 2.75 nolu denklemden E_b çekilip E_b 'nin eşiti 2.78 nolu denklemde yerine konulursa;

$$P_a = [V_T - I_a (R_s + R_a)] I_a \quad (2.81)$$

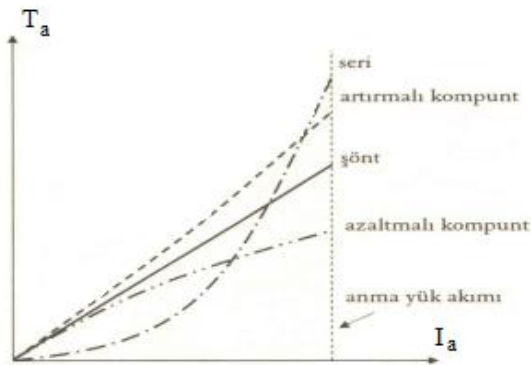
denklemini elde edilir ki bu denklem seri motorunkinin aynısıdır. Endüvi momenti için;

$$T_a = \frac{P_a}{\omega} = \frac{E_b I_a}{\omega} = \frac{K_1 \phi \omega I_a}{\omega} = K_1 \phi_f I_a \quad (2.82)$$

elde edilir. 2.73 ve 2.74 nolu denklemlerde ifade edilen ϕ_f değeri 2.82 denkleminde yerine konularak;

$$T_a = K_1 (K_3 I_{sh} \pm K_4 I_a) I_a \quad (2.83)$$

kompunt motorun ürettiği moment ifadesi elde edilir. Denklem 2.83 kompunt motorun ürettiği momentin, hem seri hem de şönt motor karakteristiklerinin bileşkesi olduğunu gösterir. Bu durum, şekil 2.29'da da gösterilmiştir.



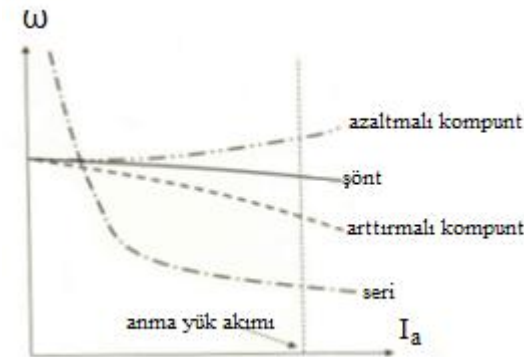
Şekil 2.29: Değişik bağlantılı DC motorlar için üretilen moment-endüvi akımı eğrilerinin karşılaştırılması [40].

Eklemeli bir DC kompunt motor, aynı endüvi akımında, şönt motora kıyasla daha yüksek moment üretmektedir. Çıkarmalı bir DC kompunt motor ise, aynı endüvi akımında, şönt motora kıyasla daha düşük bir moment üretmektedir.

2.75 ve 2.80 nolu denklemler kullanılarak;

$$\omega = \frac{E_b}{K_1(K_3I_{sh} \pm K_4I_a)} = \frac{V_T - I_a(R_s + R_a)}{K_1(K_3I_{sh} \pm K_4I_a)} \quad (2.84)$$

endüvi akımı ile motor açısal hızı arasındaki bağıntı elde edilmiş olur. 2.84 denkleminin (+) işaretlisi eklemeli kompunt için olup bu motor tipinde yük yani endüvi akımı artarsa motor hızı azalır. Şekil 2.30'da da görüldüğü gibi, artan yüke göre hız azalması, eklemeli kompuntta şönt motora kıyasla daha fazladır.



Şekil 2.30: Değişik bağlantılı DC motorlar için hız-endüvi akımı eğrilerinin karşılaştırılması [40].

2.84 denkleminin (-) işaretlisi, çıkarmalı kompunt motor için olup çıkarmalı kompunt motorda, endüvi akımı dolayısıyla yük arttıkça devir sayısı artmaktadır.

$(K_3I_{sh} - K_4I_a)$ değeri sıfıra yaklaşırsa, motorun devri tehlikeli sınırlara çıkar ve motor kontrolü kaybedilir. Çıkarmalı kompunt motorların yapısından kaynaklanan kararsızlıkları nedeniyle pratikte pek kullanılmazlar [40].

Moment-hız karakteristiği:

Kompunt motorun hız-moment karakteristikleri, şönt ve seri motorların karakteristiklerinden yararlanılarak elde edilebilir. 2.83 nolu denklemi açarsak;

$T_a = K_1K_3I_{sh}I_a + K_1K_4I_a^2$ elde edilir. Bu denklemde $T_{sh} = K_1K_3I_{sh}I_a$, $T_s = K_1K_4I_a^2$ olarak tanımlanmak suretiyle, $T_a = T_{sh} + T_s$ olarak ifade edilebilir.

2.84 nolu denklemde I_a çekilerek;

$$I_a = \frac{V_T - K_1K_3I_{sh}\omega}{R_a + R_s + K_1K_4\omega} \quad (2.85)$$

hıza bağılı olarak endüvi akımı eşitliği elde edilir. Son olarak endüvi momenti eşitliğinde, I_a yerine 2.85 nolu denklemden elde edilen eşiti yazılıp sonra bu eşitlik K_1 parantezine alınır;sa;

$$T_a = K_1 \left[K_3 I_{sh} \frac{V_T - K_1 K_3 I_{sh} \omega}{R_a + R_s + K_1 K_4 \omega} + K_4 \frac{(V_T - K_1 K_3 I_{sh} \omega)^2}{(R_a + R_s + K_1 K_4 \omega)^2} \right] \quad (2.86)$$

kompunt motorun moment denklemi ifade edilmiş olur. Bu denklemde, şönt ve seri alanların katkısından oluşan iki moment bileşeni görülmektedir [40].

Kompunt motorun davranışı;

Motor yükü $\uparrow \rightarrow I_{sh} \downarrow \rightarrow$ Şönt alan $\downarrow \rightarrow I_a \uparrow \rightarrow$ Seri alan / rotor alanı $\uparrow \rightarrow$ Hız $\downarrow \rightarrow$ Tork $\uparrow$ şeklinde özetlenebilir [35].

Kompunt motorların bazı özelliklerinden bahsederek;

Şönt ve seri DC motorların performans özelliklerine sahiptir. Seri motorların sahip olduğu ağır yükte, düşük hızda yüksek tork kabiliyetine haizdir. Şönt motorlar gibi çok iyi hız kontrolü yapılabilir. Endüstriyel ve otomotiv uygulamalarında kullanılır. Bununla beraber bu motorlar; kalıcı mıknatıslı, şönt uyarımlı veya seri uyarımlı BDC motorlara göre daha pahalıdırlar [35].

Kompunt motorlar, seri motorlara nazaran daha iyi hız kontrolü sağlarlar. Şönt motorlardan da daha yüksek torka sahiptir [28].

2.5.5 Kalıcı mıknatıslı BDC motorlar

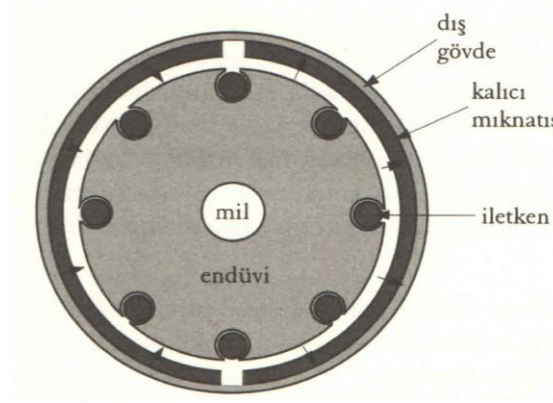
Günümüzde, kalıcı mıknatıslı BDC motorlar çok yaygındır. Bu motorlar, stator alanının üretimi için kalıcı mıknatısları kullanırlar. Genellikle oyuncaklar, radyo kontrol hobi uygulamaları, elektrikli arabalarda kullanılmaktadırlar. Sergili statorlu BDC motorlara göre daha ucuza üretilir. Kalıcı mıknatıslı BDC motorlar tarafından üretilen tork sınırlıdır. Düşük hızda iyi bir tork, ama yüksek hızda sınırlı bir tork üretirler. Sabit stator alanından dolayı, voltaj değişikliklerine çok hızlı cevap verirler ve iyi bir hız kontrol yeteneğine haizdirler [35].

Bu motorlar, dizaynı gereği daha küçük, daha hafif bir yapı ve enerji verimliliği sağlarlar [1].

Kalıcı mıknatıslı BDC motorların performans eğrisi (voltaj-hız) tamamen doğrusaldır. Akım-tork eğrisi de, doğrusal olarak değişir [28].

Bu motorlarda, gerekli manyetik alanı üretmek için, dışarıdan bir uyarım kaynağına ihtiyaç yoktur. Böylece, uyarım kayıpları da ortadan kalkmıştır [40].

Bunun dışında bazı dezavantajlara da sahiptir. Kalıcı mıknatıslı BDC motorlarda, mıknatıslar zamanla manyetik özelliklerini kaybederler [28]. Bunun sonucu olarak, stator alanındaki zayıflama, motor performansının da azalmasına sebep olur [35]. Bu zaafiyeti önlemek için, bazı kalıcı mıknatıslı BDC motorlar sargılı bir yapıya sahiptir [28]. Şekil 2.31’de kalıcı mıknatıslı bir DC makinanın yapısı görülmektedir.

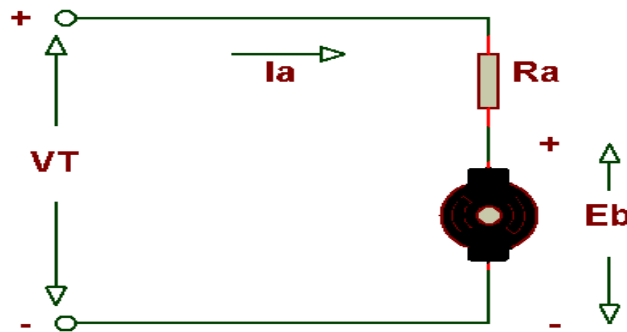


Şekil 2.31: Kalıcı mıknatıslı bir doğru akım makinasının yapısı [40].

Şekil 2.31’de görülen oklar mıknatıslanmanın yönünü ifade etmektedir. Dış gövde, bu motorlarda iki görev üstlenir. Birincisi, mıknatısların mekanik olarak korunması; ikincisi, mıknatıs manyetik alanının dönüş yolunun sağlanmasıdır. Diğer fırçalı DC motorlarda, kutup akısı alan sargıları akımı tarafından sağlanmaktadır. Dolayısıyla, alan sargı akımlarını kontrol etmek suretiyle kutup manyetik akısının kontrolü yapılmaktadır. Oysa bu motorlarda, kutup akısı kalıcı mıknatıslar tarafından sağlandığından kutup akısının kontrolü mümkün değildir ve kutup akısı sabittir [40].

Eşdeğer devre:

Şekil 2.32’de kalıcı mıknatıslı bir DC makinanın eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 2.32: Kalıcı mıknatıslı bir doğru akım makinasının eşdeğer devresi [40].

Kalıcı mıknatıslı BDC motorların eşdeğer devresi, yabancı uyarımlı BDC motorlara benzerdir. Farklılığı, uyarım sargısı bağlantısının olmamasıdır.

Statoru sargılı BDC motorlarda zıt emk;

$E_b = K_1 \phi \omega_m$ idi. Buradaki, ϕ , alan sargısı eksenini boyunca bir kutbun net akısıdır. K_1 ise geometrik sabittir.

Kalıcı mıknatıslı BDC motorlar, sabit kutup akısına sahip olduğundan zıt emk;

$$E_b = K_m \omega_m \quad (2.87)$$

olarak ifade edilir. 2.87 denklemindeki, $K_m = K_1 \phi$ olarak tanımlanır ve motorun moment sabiti olarak isimlendirilir. Bu sabite, motorun manyetik özelliklerinin ve geometrisinin bir fonksiyonu şeklindedir.

Uygulanan terminal gerilimi;

$$V_T = E_b + I_a R_a \quad (2.88)$$

şeklindedir. 2.88 denkleminde I_a çekilerek, motorun çektiği akım;

$$I_a = \frac{V_T - E_b}{R_a} \quad (2.89)$$

şeklinde ifade edilir [40].

Hız-moment ve akım-moment karakteristikleri:

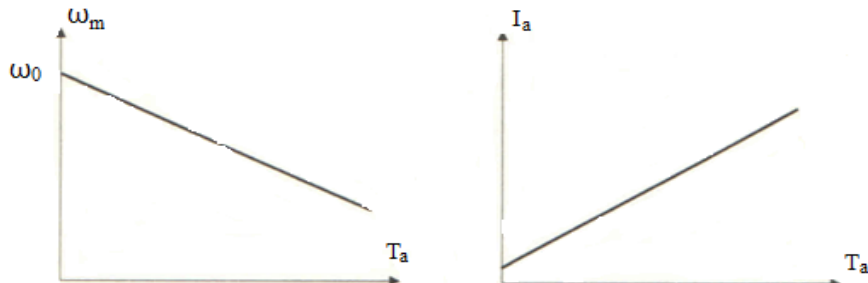
Motorun endüvisinde üretilen güç;

$$P_a = E_b I_a \quad (2.90)$$

şeklindedir. Moment ifadesi;

$$T_a = \frac{E_b I_a}{\omega_m} = \frac{K_m \omega_m I_a}{\omega_m} = K_m I_a \quad (2.91)$$

şeklinde ifade edilir. Şekil 2.33'de bu motorların hız-moment ve akım-moment karakteristikleri gösterilmiştir.



Şekil 2.33: Kalıcı mıknatıslı BDC motorun hız-moment, akım-moment karakteristikleri [40].

Şekil 2.33'de de görüldüğü gibi, kalıcı mıknatıslı BDC motor sabit kutup akısına sahip olduğundan hız-moment ve akım-moment karakteristikleri doğrusal bir özelliğe sahiptir. Hız-moment ifadesi;

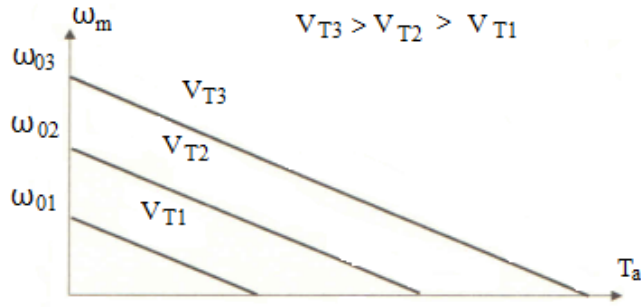
$$\omega_m = \frac{E_b}{K_1 \phi} = \frac{V_T - I_a R_a}{K_1 \phi} = \frac{V_T}{K_1 \phi} - \frac{R_a}{K_1 \phi} \times \frac{T_a}{K_1 \phi} = \frac{V_T}{K_1 \phi} - \frac{R_a}{(K_1 \phi)^2} T_a = \frac{V_T}{K_m} - \frac{R_a}{K_m^2} T_a \quad (2.92)$$

şeklinde ifade edilir. Akım-moment ifadesi ise;

$$I_a = \frac{1}{K_1 \phi} T_a = \frac{1}{K_m} T_a \quad (2.93)$$

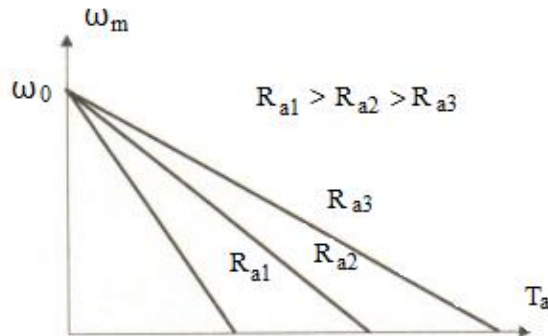
biçimindedir. 2.92 denklemi ile tanımlanan hız-moment karakteristiğindeki kontrol, ya endüvi devresi direnci değiştirilerek ya da kaynak gerilimi değiştirilerek gerçekleştirilir.

Kaynak geriliminde olan değişiklikler, boş çalışma hızını yani ω_0 'ı etkiler. Fakat şekil 2.34'de de görüldüğü gibi, hız-moment karakteristiğinin eğimini etkilemez.



Şekil 2.34: Farklı kaynak gerilimlerdeki hız-moment karakteristikleri [40].

Endüvi devresi direnci değiştirildiğinde, hız-moment karakteristiğinin nasıl değiştiği şekil 2.35'de gösterilmiştir. Bu eğride, boş çalışma hızının aynı değerde kaldığı, buna karşılık eğrinin eğiminin kontrol edilebildiği görülmektedir.



Şekil 2.35: Farklı endüvi devresi dirençlerindeki hız-moment karakteristikleri [40].

Bu motorlarda, motorda kullanılan kalıcı mıknatısların hacmi değiştirilirse veya hacmi aynı olup farklı akı yoğunluğunda kalıcı mıknatıslar kullanılırsa birçok farklı hız-moment karakteristikleri elde edilebilir.

Bu motorlarda, endüvi reaksiyonu kutup akısını zayıflatıcı etki gösterir. Bunun etkisini azaltmak amacıyla hava aralığı biraz daha geniş yapılır. Endüvi akımı ile orantılı olarak endüvi reaksiyonunun etkisi artar.

Bu motorların tasarımında sıcaklık etkisi göz önünde tutulmalıdır. Çünkü sıcaklık artışı, mıknatısların kalıcı mıknatıslık değerlerini azaltır [40].

2.6 Bazı BDC Motorların Karşılaştırılması

Aşağıda, çizelge 2.1’de söz edilen beş kritere göre, dört çeşit BDC motorun karşılaştırılması yapılmıştır.

Çizelge 2.1: Bazı BDC motorların karşılaştırılması [35].

Karakteristik	Kalıcı Mıknatıslı BDC Motor	Şönt Sargılı BDC Motor	Seri Sargılı BDC Motor	Kompunt Sargılı BDC Motor
Maliyet	Düşük	Orta	Orta	Yüksek
Manyetizma Kaybı	En kötü	Yok	Yok	Yok
Tork-Hız İlişkisi	Düşük hızda iyi tork, Yüksek hızda daha az tork	Düşük hızda iyi, tutarlı tork	Düşük hızda, çok büyük tork	Düşük hızda, en iyi tork
Güvenlik (Motorun aşırı hızında)	Mümkün değil	Yüksek olanaklı	Yüksek olanaklı	Düşük olanaklı
Hız Kontrolü	Mükemmel	Mükemmel	Zayıf	Çok iyi

2.7 BDC Motorların Olumlu ve Olumsuz Yönleri

BDC motorlar, tüm elektrik motor dizaynlarının en eskilerinden biridir. Genellikle, değişebilir hız ve tork kontrolü için seçilen bir motordur [1].

Olumlu yönleri:

- Bu motorlar basit bir yapıya sahiptir. Bundan dolayı, bir kontrolör kullanımı gerektirmezler. Eğer bir kontrolör seçilirse, bu kontrolör basit ve ucuz bir çalıştırma dizaynına sahiptir.
- BDC motor uygulamaları, anlaşılabilir bir dizayn teknolojisi sağlar.
- BDC motor dizaynı oldukça basittir. Kalıcı manyetik alan, ya kalıcı mıknatıs kullanmak ya da elektromanyetik sargılar kullanmak suretiyle iki türlü oluşturulabilir.
- Eğer manyetik alan kalıcı mıknatıslarla sağlanmışsa, bu motora kalıcı mıknatıslı BDC motor denir. Eğer manyetik alan elektromanyetik sargılarla sağlanmışsa, bu motor sıklıkla şönt sargılı BDC motor olarak anılır. Günümüzde kalıcı mıknatıslı BDC motor, maliyet-verimlilik ve güvenilirlik kriterleri açısından, BDC motorların sürtünmeli beygir gücünü (HP) kapsayan uygulamalarında tercih edilir.
- Birçok endüstriyel BDC motorlar, %5-7 hız tabanından başlamak suretiyle 20:1 oranının üzerinde bir hız aralığında güvenilir bir şekilde çalışır. BDC motorların daha düşük hız değerlerinde, çoklukla ısı yayılım özellikleri sağlanmıştır.
- BDC motorun hız kontrolü basittir. Daha yüksek armatür voltajında, daha hızlı dönüş gerçekleşir. BDC motorun maksimum hızı için bu ilişki doğrusaldır.
- BDC motorların tork kontrolü kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Çıkış torku akımla orantılıdır. Bundan dolayı, eğer akım sınırlanmışsa, BDC motor torku da sınırlanmıştır.
- BDC motorlar, tekstil üretimi v.b. gibi hassas uygulamalar için ideal bir seçimdir.
- Basit ve ucuz bir kontrol dizaynına sahip olduğundan, değişken hız ve değişken tork elektroniği dizayn ve üretimi de kolaydır.

Olumsuz yönleri:

- Bir BDC motor, en düşük hızların kontrolünde daha az güvenilirdir.
- Bir BDC motor, aynı torku üretebilecek diğer motorlara nazaran fiziksel olarak daha büyüktür.
- Bir BDC motor, bir BLDC motor gibi olmayıp çok bakım gerektirir.
- Bir BDC motor, toza karşı hassastır ve performansı zamanla azalır [1].

2.8 BDC Motorların Hız Kontrolü

Birçok uygulamalar, motor hızının geniş sınırlar içerisinde ayarlanmasını gerektirir. DC motorlar AC motorlarla karşılaştırıldığında, DC motorların hızlarının rahatlıkla değiştirilebilir olması onları cazip kılar.

Yabancı uyarımlı BDC motorlarda zıt emk, $E_b = K\phi\omega_m = V_T - I_a R_a$ idi. Buradan hız,

$$\omega_m = \frac{V_T - I_a R_a}{K\phi} \quad (2.94)$$

olarak elde edilir ki, bu eşitlik hızın nasıl kontrol edilebileceğini açıkça gösterir.

- Endüvi voltajını kontrol ederek (V_T değiştirilerek)
- Alan kontrolüyle (ϕ değiştirilerek)
- Endüvi direnci kontrolüyle (R_a değiştirilerek) [38].

2.8.1 Endüvi voltajı kontrolü

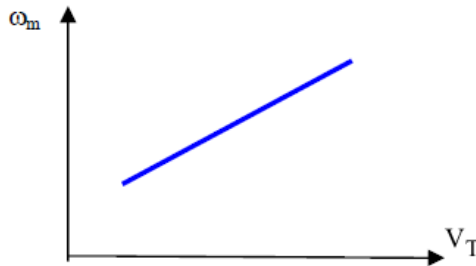
Bu metot, genellikle yabancı uyarımlı BDC motorlara uygulanır. Bu metotla hız kontrolünde, R_a ve ϕ sabit tutulur.

Normal çalışmada, endüvi direnci üzerindeki gerilim düşümü ($I_a R_a$), E_b ile karşılaştırıldığında küçüktür. Bundan dolayı $E_b \cong V_T$ kabul edilir. $E_b = K\phi\omega_m$ olduğundan, $E_b \cong V_T$ kabulüne göre açısal hız;

$$\omega_m \cong \frac{V_T}{K\phi} \quad (2.95)$$

olacaktır. Bu eşitlikten;

- Eğer akı sabit tutulursa, hız V_T ile doğrusal olarak değişir.
- Terminal voltajı arttırıldığında, hız da aynı şekilde artar. Hız ve uygulanan voltaj ilişkisi, şekil 2.36'da gösterilmiştir.



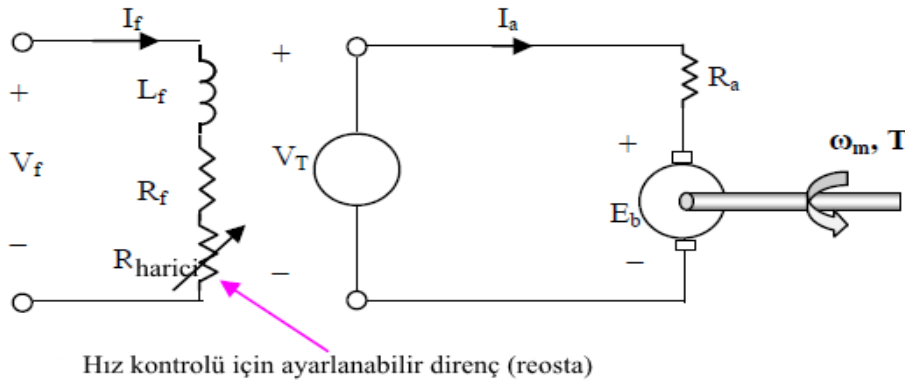
Şekil 2.36: Uygulanan voltajla hızın değişimi [38].

Bu metot, hız kontrolünde düzgün bir değişim sağlar [38].

2.8.2 Alan kontrolü (ϕ)

Bu metotla hız kontrolünde, R_a ve V_T sabit kalır. Bundan dolayı 2.94 nolu eşitlikten, ω_m ile $\frac{1}{\phi}$ orantılı olacaktır. Manyetik doğrusallık farz edildiğinde, ϕ ile I_f orantılı olacaktır ya da ω_m ile $\frac{1}{I_f}$ orantılı olacaktır. Bu da demektir ki; hız, alan akımı (I_f) tarafından kontrol edilebilmektedir.

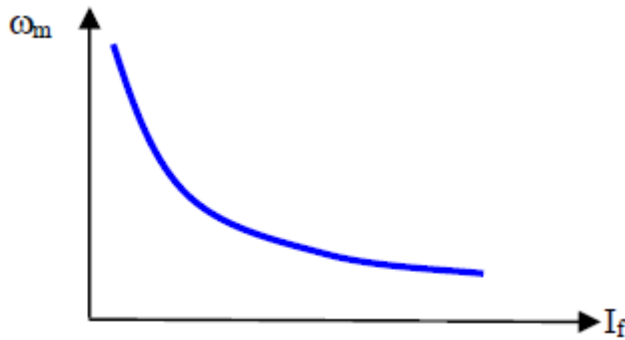
- Alan (uyartım) akımı, uyartım devresindeki ayarlı reostanın ayar değişimi vasıtasıyla değiştirilebilir. Bu durum, şekil 2.37’de gösterilmiştir.



Şekil 2.37: Yabancı uyarımlı DC motorda reosta kullanılarak uyartım akımının değiştirilmesiyle hız kontrolünün gerçekleştirilmesi [38].

- Toplam uyartım devresi direncinin değerinin artmasıyla, uyartım akımı azaltılır ve bunun sonucunda da hız artar [38].

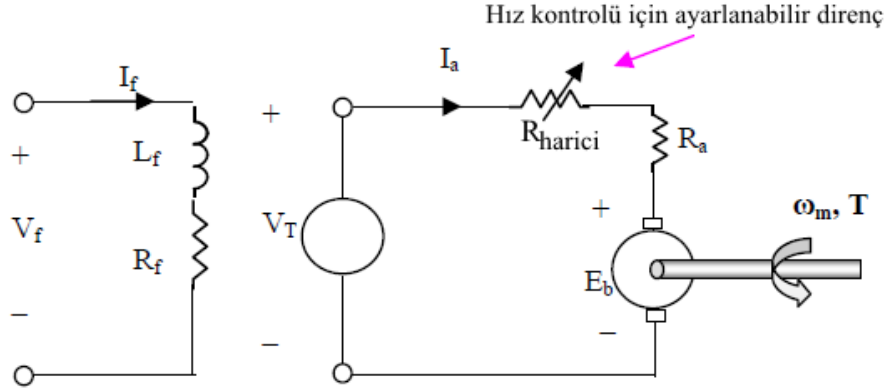
Şekil 2.38’de de, alan (uyartım) sargısı akımı ile açısal hız arasındaki ilişki gösterilmiştir.



Şekil 2.38: Alan (uyartım) akımı ile hızın değişimi [38].

2.8.3 Endüvi direnci kontrolü

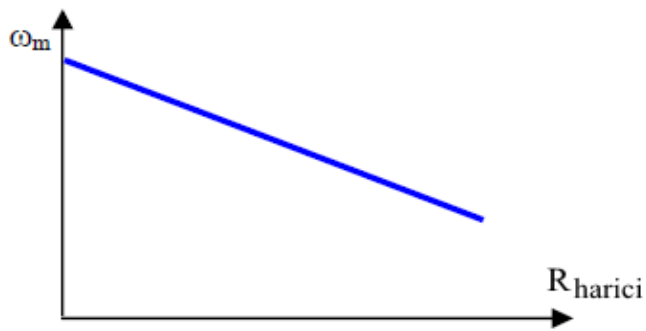
Endüvi devresiyle seri bağlı olarak ayarlanabilir bir direnç yerleştirilmesiyle, endüvi üzerine düşen gerilim değiştirilebilir. Şekil 2.39'da bu konuya ilişkin devre gösterilmiştir.



Şekil 2.39: Hız kontrolü için endüvi direnci metodu [38].

Hız-tork karakteristiklerinden 2.18 nolu denklemde $T_a = \frac{K\phi}{R_a}(V_T - K\phi\omega_m)$ şeklinde verilen ifade şu anlama gelir:

Sabit torka sahip bir yük için; eğer V_T ve ϕ sabit tutulursa, endüvi direnci (R_a) artırıldığında, hız azalır. Endüvi sargısının direnci, verilen bir motor için sabittir. Endüvi devresindeki toplam direnç, R_a direncine seri olarak ayarlanabilir bir direncin eklenmesiyle oluşur. Bu eklenen direncin (harici direncin) hıza göre değişimi Şekil 2.40'da gösterilmiştir.



Şekil 2.40: Harici endüvi direnci ile hızın değişimi [38].

Bu metot, düzgün bir hız kontrolü sağlar [38].

2.8.4 Motorlara uygulanacak doğru gerilimin sağlanması

Doğru akım motorlarında, endüvi ve uyarım sargılarına uygulanacak doğru gerilim, ya kontrollü doğrultucularla ya da kıyıcılarla (choppers) sağlanır [40].

A. KONTROLLÜ DOĞRULTUCULAR:

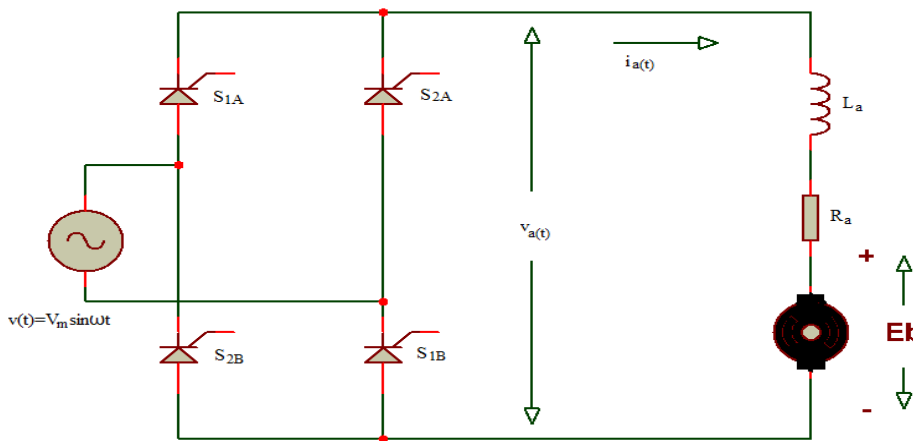
Kontrollü doğrultucular alternatif gerilimi değişken doğru gerilime çevirirler. Sadece AC gerilim kaynağı mevcut ise kontrollü doğrultucu endüvi veya alan sargılarına kontrollü (ayarlı) gerilim sağlar. Kontrol işlemi, doğrultucuda kullanılan tristörlerin tetikleme açılarının kontrolü ile sağlanır.

Doğrultucular, bir fazlı doğrultucular ve üç fazlı doğrultucular olmak üzere iki çeşittir. Bunun dışında; bir fazlı yarım dalga doğrultucu, bir fazlı tam dalga doğrultucu, üç fazlı yarım dalga doğrultucu ve üç fazlı tam dalga doğrultucu olmak üzere bir ve üç fazlı doğrultucuların ayrı ayrı çeşitleri de vardır. Yarım dalga doğrultucular çok fazla harmonik içerdiğinden, aşırı ısınma ve moment dalgalanmasına sebep olurlar. Tam dalga doğrultucu çıkışında daha az dalgalanma olur. Bu nedenle, yarım dalga doğrultucu türleri pek tercih edilmez.

Bir fazlı doğrultucuların basit ve ucuz oluşu nedeniyle, 5 HP ve daha düşük güçlü motorlarda bu doğrultucular tercih edilir. Daha büyük güçlü motorlarda ise, üç fazlı doğrultucular kullanılır. Çünkü, üç fazlı doğrultucuların harmonik bileşenleri daha zayıftır ve doğrultucu çıkışındaki gerilimin şekli, daha az dalgalı olup düz doğruya daha yakındır [40].

Bir fazlı tam dalga doğrultucu:

Şekil 2.41’de, bir fazlı tam dalga doğrultucu kullanılarak endüvi geriliminin kontrolü sağlanmaktadır. Motor endüvi devresine uygulanan ortalama gerilim, tristörlerin α tetikleme açısına bağlı bir fonksiyondur.



Şekil 2.41: Bir fazlı tam doğrultucu kullanılarak DC motor endüvi geriliminin kontrolü [40].

Bu devrede, ortalama endüvi akımı;

$$I_a = \frac{2V_m \cos \alpha}{\pi R_a} - \frac{E_b}{R_a} \quad (2.96)$$

şeklindedir. Bu denklemde α tetikleme açısıdır. 2.96 nolu denklemde E_b 'yi çekersek zıt emk;

$$E_b = \frac{2V_m \cos \alpha}{\pi} - I_a R_a \quad (2.97)$$

şeklinde elde edilir. Endüvi gerilimi ise;

$$V_a = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (2.98)$$

Alan (uyartım) sargısına bir fazlı tam dalga doğrultucu uygulanırsa:

Alan sargısı ortalama akımı;

$$I_f = \frac{2V_m}{\pi R_f} \cos \alpha \quad (2.99)$$

Alan sargısı ortalama akımı ile temel (anma) alan akımı (I_{fb}) arasındaki ilişki;

$$I_f = I_{fb} \cos \alpha \quad (2.100)$$

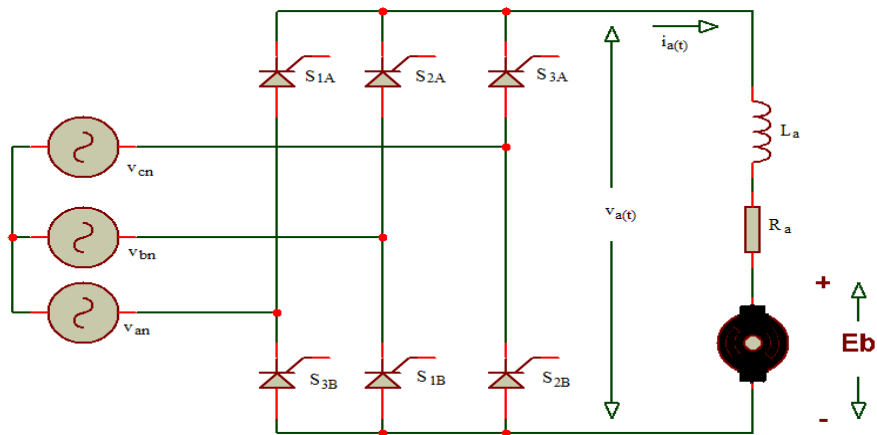
şeklindedir. Burada, I_{fb} , anma alan akımının karşılığıdır. Bir fazlı tam dalga doğrultucuya uygulanan kaynak geriliminin etkin değeri V olarak tanımlanır. Buna göre I_{fb} akımı;

$$I_{fb} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_f} V \quad (2.101)$$

şeklindedir [40].

Üç fazlı tam dalga doğrultucu:

Şekil 2.42'de, üç faz tam dalga kontrollü doğrultucu devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.42: Üç faz tam dalga kontrollü doğrultucu [40].

Bu doğrultucu kullanılması durumunda, endüviye uygulanan gerilimin ortalama değeri;

$$V_a = \frac{3}{\pi} V_m \cos \alpha \quad (2.102)$$

olarak ifade edilir. Kaynak hat geriliminin etkin değeri V_{LL} 'nin kullanılmasıyla endüvi gerilimi;

$$V_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha \quad (2.103)$$

şeklinde ifade edilir.

Alan (uyartım) sargısına üç fazlı tam dalga doğrultucu uygulanırsa:

Bu durumda alan sargısı ortalama gerilimi ve akımı;

$$V_f = \frac{3V_m}{\pi} \cos \alpha \quad (2.104)$$

$$I_f = \frac{3V_m}{\pi R_f} \cos \alpha \quad (2.105)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denklemlerdeki V_m değeri, hat geriliminin tepe değeridir. Üç faz tam dalga doğrultucudaki temel (anma) alan akımı;

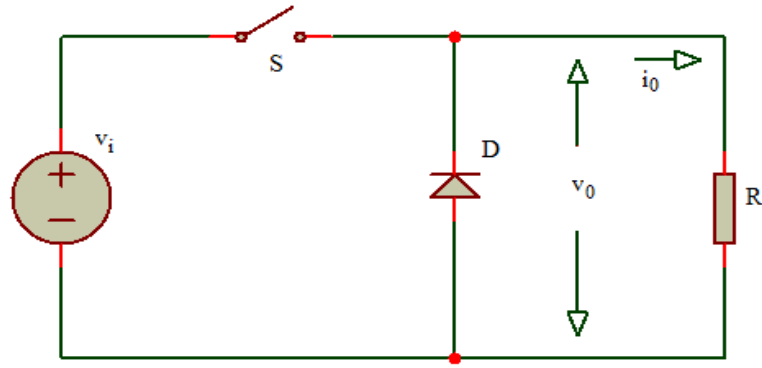
$$I_{fb} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi R_f} V_{LL} \quad (2.106)$$

değerindedir [40].

B. KIYICILAR (CHOPPERS):

Sabit gerilimli bir doğru akım kaynağından ayarlanabilir ortalama değeri olan bir doğru akım elde etme tekniğine DC-DC kıyıcı (chopper) denir. Şekil 2.43'de görüldüğü gibi, bir kıyıcının görevi, sabit doğru akım kaynağını S anahtarı vasıtasıyla, bir T periyodu ve bu periyodun tekrarı döngüsü içerisinde, devreye bağlamak ve devreden çıkarmaktır. S anahtarı yerine tristör veya transistör kullanılır. Yarıiletken DC-DC kıyıcılarda tristör veya transistörlerin iletim zaman aralığı (t_{on}) değiştirilerek motor endüvisine veya uyartım devresine uygulanan gerilim ayarlanabilir.

Bu devrede, yük olarak omik yük kullanılmıştır. Şekil 2.44'de kıyıcının giriş ve çıkış dalga şekilleri verilmiştir. Kaynak gerilimi (V_i), bir S anahtarı ile her bir T periyodunda (t_{on}) süresince omik yüke bağlanır. Giriş gerilimi ($v_i(t)$) sabittir ve V_i genliğindedir. t_{on} süresince anahtar kapalı olduğundan çıkış gerilimi kaynak gerilimine eşittir yani $v_o(t) = V_i$ 'dir. Buradan çıkış akımı da $i_o(t) = \frac{V_i}{R}$ olur. $t_{on} < t \leq T$ süresi içerisinde anahtar açık olup çıkış gerilimi $v_o(t) = 0$ 'a eşittir. Çıkış geriliminin sıfıra eşit olmasından dolayı çıkış akımı da sıfıra eşit olur yani $i_o(t) = 0$ olur.



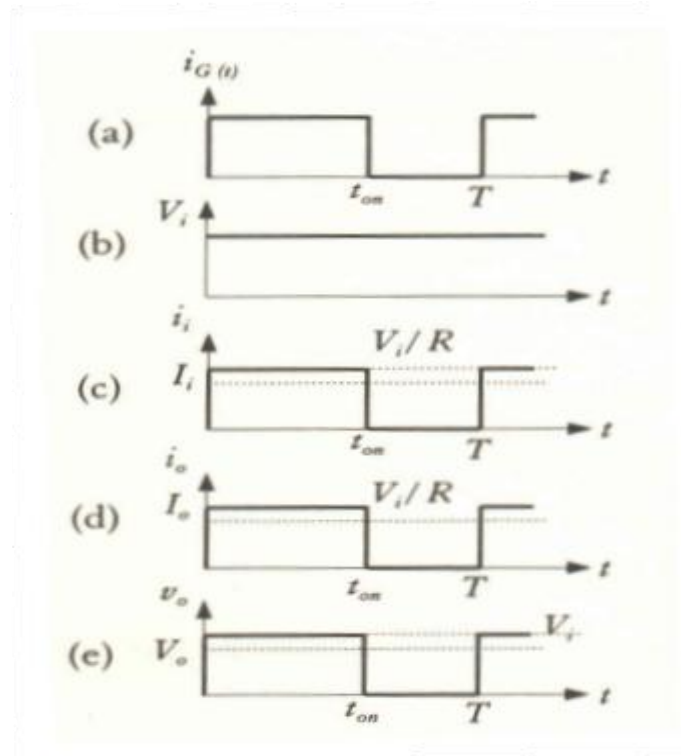
Şekil 2.43: Temel bir kıyıcı devresi [40].

Bir periyotluk süre için gerilim ve akımın değerleri;

$$v_o(t) = \begin{cases} V_i; & 0 < t \leq t_{on} \\ 0; & t_{on} < t \leq T \end{cases} \quad (2.107)$$

$$i_o(t) = \begin{cases} V_i/R; & 0 < t \leq t_{on} \\ 0; & t_{on} < t \leq T \end{cases} \quad (2.108)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 2.44: Kıyıcının giriş-çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri [40].

Şekil 2.44.c'de gösterilen giriş akımı ile 2.44.d'de gösterilen çıkış akımları aynıdır. Yani;

$$i_i(t) = i_o(t) \quad (2.109)$$

Anahtarlama süresi değişmediği müddetçe, dalga şekilleri T periyoduyla yineleneyecektir. $v_o(t)$ çıkış geriliminin T periyodundaki ortalama değeri;

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_i dt = \frac{t_{on}}{T} V_i \quad (2.110)$$

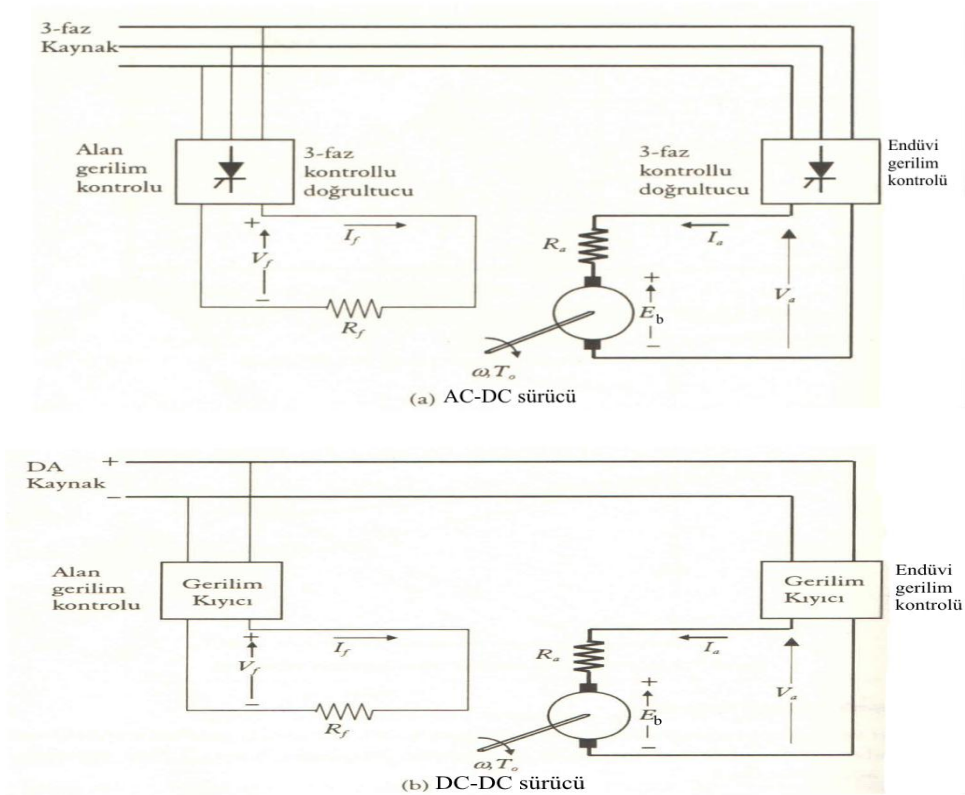
şeklinde olur. Çıkış akımının ortalama değeri ise;

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.111)$$

şeklindedir [40].

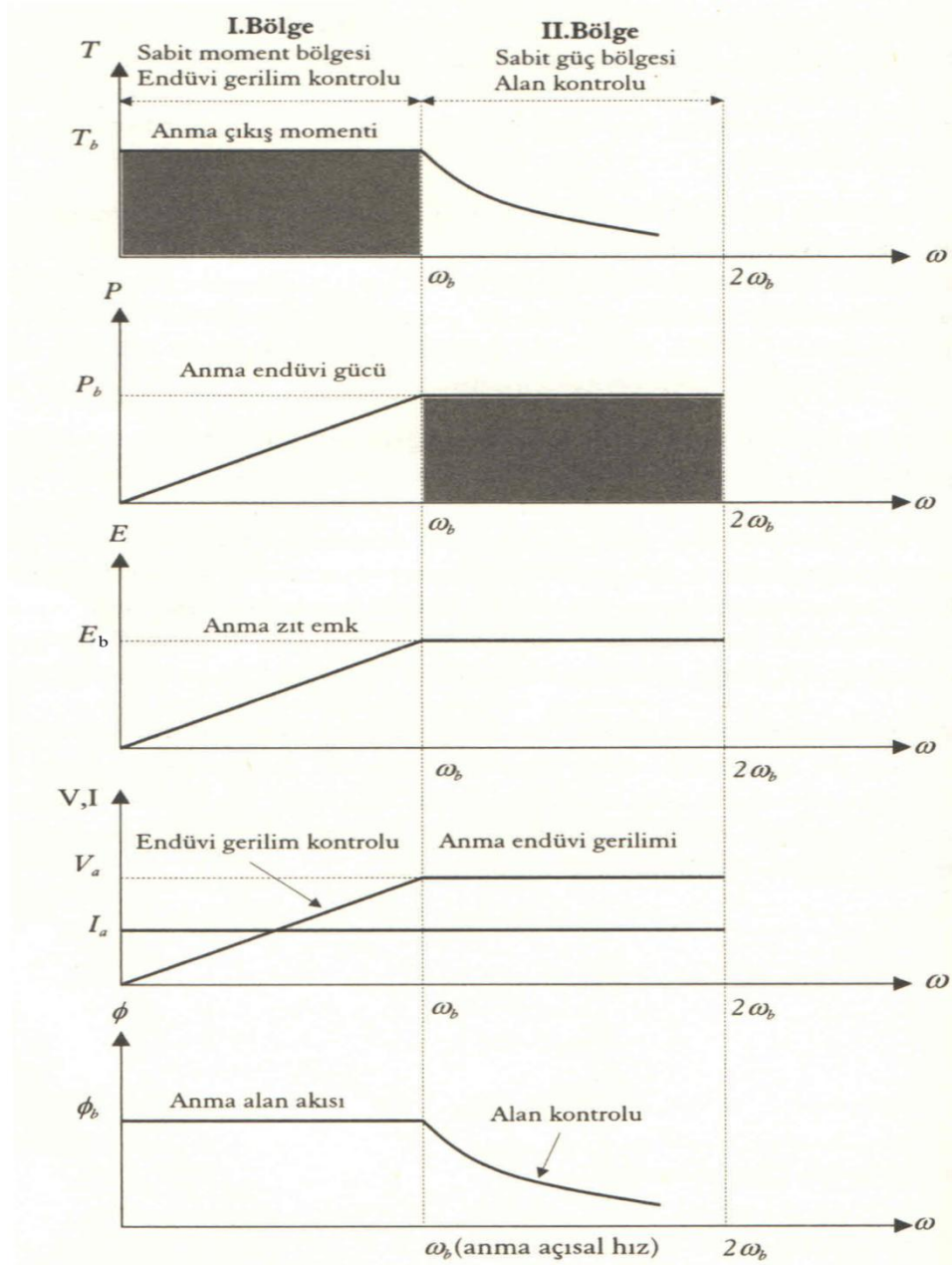
C. BDC MOTOR KONTROL STRATEJİSİ:

Yabancı uyarımlı BDC motor bu konuda örnek alınmıştır. Bu motor, çift uyarımlı bir DC makinadır. Yani, hem endüvi devresi, hem de uyarım devresi kontrol edilebilir. Kontrol işlemi, ya şekil 2.45.a'daki gibi kontrollü doğrultucunun kullanıldığı AC-DC sürücüyü, ya da şekil 2.45.b'deki gibi, kıyıcının kullanıldığı DC-DC sürücüyü yapılabilir.



Şekil 2.45: Yabancı uyarımlı DC motorlar için ayarlanabilir hız sürücüleri [40].

Doğru akım motorlarını kontrol etmek için pratikte uygulanan strateji şudur: Hız aralığı iki bölgeye ayrılır. Bu durum şekil 2.46'da gösterilmiştir.



Şekil 2.46: Yabancı uyarımlı bir DC motorda hız kontrol bölgeleri [40].

Bu amaçla, motor anma hızı ω_b ile iki bölge birbirinden ayrılır;

I. Bölge (sabit moment bölgesi): Bu bölgede, alan uyarıtımı yani alan akısı anma değerine sabitlenirken, hız ayarı endüvi güç devresi tetikleme açısının (AC-DC sürücünde) kontrol edilmesiyle gerçekleştirilir. Bu bölge, sabit moment veya endüvi gerilim kontrol bölgesi olarak isimlendirilir. Bu bölge içerisinde, sıfır ile anma (temel) hız aralığında, çıkış momentinin sabit tutulması istenir. Anma motor hızı, anma endüvi gerilimi ve anma alan akısı tarafından belirlenen hızdır. Sabit momenti elde etmek için, endüvi akımı da sabit tutulmalıdır. 2.3, 2.6 ve 2.8 denklemlerinden; $E_b = K_1 \phi_f \omega$, $P_a = E_b I_a$ ve $T_o = \frac{P_o}{\omega}$ idi. Bu denklemlerden çıkış momentini;

$$T_o = K_1 \phi_f I_a \quad (2.112)$$

şeklinde ifade edilir. 2.112 denklemden I_a çekilerek endüvi gerilimi ve gücü;

$$V_a = K_1 \phi_f \omega + \frac{T_o}{K_1 \phi_f} R_a \quad (2.113)$$

$$P_a = K_1 \phi_f I_a \omega \quad (2.114)$$

şeklinde dir. 2.114 nolu denklemden çıkış gücü, hız ile orantılı olarak artar. Endüvi akımı ise sabittir. Çıkış momenti, anma değerinde olup sabittir. Çünkü endüvi akımı ve alan akısı sabittir. Başka türlü ifade edilirse, bu bölgede gücün açısal hıza oranı sabittir. Yani, $T_o = \frac{P_o}{\omega} = \text{sabit}$ anlamındadır.

II. Bölge (sabit güç bölgesi): Bu bölge, anma hızının üstündeki hız bölgesi olup bu bölgede alan zayıflatma işlemi uygulanır ve alan kontrol veya sabit güç bölgesi olarak isimlendirilir. Hız, anma hızının iki katına kadar yükseltilebilir. Bu bölgede, artık endüvi gerilimi kontrolü yapılamaz. Çünkü, endüvi uçlarına anma gerilimi uygulanmış olup gerilim daha fazla yükseltilemez. Bu nedenle, endüvi gerilimi anma değerinde sabit tutulup alan akısının kontrolü yapılır. Alan sargısına uygulanan gerilimin azaltılmasıyla, alan sargısından geçen akım azaltılıp alan zayıflatılır. Bunun sonucunda, hız artıp moment azalır ve çıkış gücü sabit tutulur. Çıkış gücünün sabit tutulması için, hız ile alan akısının çarpımının sabit tutulması gerekir. Yani, $\phi_f \omega = \frac{P_a}{K_1 I_a} = \text{sabit}$ anlamındadır. Bu bölgedeki durumu özetlersek; hız arttırılırken alan zayıflatılır; zıt emk ve endüvi akımı anma değerlerinde sabit tutulur [40].

2.9 BLDC Motorların Tanımı ve Özellikleri

BLDC motorun sabit mıknatısa sahip bir rotoru vardır ve rotorda elektronik bir komütasyon gerçekleşir. Bu komütasyonun gerçekleşebilmesi için rotor pozisyonunun tespit edilmesi gerekir. BLDC motor bir nevi senkron motordur [11]. Bir DC makinada, endüvideki bir bobinde, akımın yön değiştirmesi işlemine komütasyon denir [15]. Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorlarında oluşan statordaki hava aralığı akısı trapezoidaldir ve bu nedenle oluşacak mıknatıs magnetik gerilimi (MMK) ise sabit bir hızla dönmeyecektir. Oysa SMSM'da oluşan hava aralığı akısı sinüzoidaldir. Bahsedilen bu konular, sürekli mıknatıslı BLDC motorlar ile SMSM arasındaki başlıca farkları oluşturur [41].

BLDC motorların çalışması, BDC motorların çalışmasının karakteristik olarak aynısıdır. BLDC motorlarda, sabit mıknatıslı bir rotor yapısı olup fırça ve kollektör düzenekleri olmadığından uyartımda bunların vazifesi yoktur [42]. BLDC motorlarda

kullanılan mıknatısların yüksek enerjili formasyonlarının üretimiyle, bu motorlar daha da kullanılabilir hale gelmiştir [43]. BLDC motorların stator ve rotoru bir AC makinası gibi olup; bununla birlikte, yarı iletken malzemelerden teşekkül eden bir inverteri ve rotor pozisyon sensörlerinin de katılımıyla oluşan ayrı bir yapısı vardır [15].

BLDC motorlarda işletme hızı, motor boyutları ve motorun hız/yük kapasitesine göre hız aralığı değişir. 42 V'luk DC gerilimden daha az bir kaynak gerilimine sahiptir. Bununla birlikte, bu değerin daha alt ve üst değerlerinde de çalışabilir. En çok 24 V gerilim kullanılır. BLDC motorlar, yüksek bir maksimum momente ve verime, uzun ömüre ve hassas bir şekilde hız kontrol edilebilirliğine sahip olduklarından tercih edilmektedir [44]. Sessiz çalışmaya ve yüksek hız erişimi özelliğine sahiptirler. Alternatif akım ile beslenmediklerinden, alternatif akım kaynağındaki voltaj değişikliklerinden etkilenmezler. İcabında portatif bir DC kaynak ile düşük gerilim değerlerinde çalışabilirler. BLDC motorların kontrolü programlanabildiğinden, hız ve devir yönü değişimi, görev çevrilmesi ve frenlenme gerektiği ev aletlerinde kullanılırlar. Patlama riski olan yerlerde veya başka bir deyişle tehlikeli ortamlarda, BLDC motorun çalışması esnasında, şerare oluşmaması ve düşük bir DC gerilimle çalışması nedeniyle en çok tercih edilen motorlardan biri olmuştur [15].

BLDC motorlarda, komütasyon için fırçalara ihtiyaç yoktur. Bu işlem elektronik olarak gerçekleşir. BLDC motorlar, BDC motorlara nazaran daha verimlidir veya başka bir deyişle her iki motora da aynı elektriki güç uygulandığında, BLDC motordan BDC motora göre daha fazla mekanik güç alınır. BLDC motorlarda statora yerleşik sargılar, soğutulmayı daha kolay kılar. Böylelikle motora daha fazla yük bindirilebilir. Fırçaların olmayışı nedeniyle, fırçalarda kayıp söz konusu değildir. Kıvılcım olayı da gerçekleşmez. Silindirik olarak yapılan rotor geometrisi sayesinde, bu motorlarda titreşim sorunları daha az olur. İvmelenme süresinin kısılması için rotor çapı düşürülmelidir. Bunun için de, daha güçlü mıknatıslar kullanılmalıdır. BLDC motorlar, pek çok cihazlarda örneğin, bilgisayarların soğutma fanlarında ve CD/DVD oynatıcılarda tercih edilmektedir [45].

Lineer hız-moment ilişkisini sağlama, fırça ve kollektörünün olmaması ve bunun sonucu bakımın azalması ile tehlike arz eden ortamlarda kullanılabilme imkânı, çalışmasının sessiz olması, yüksek moment-hacim oranını yani küçük hacimle yüksek moment üretimini sağlama ve bu sayede daha az bakır kullanımı, elektriksel gürültüden uzaklaşma, daha çok tork ve daha uzun ömrü sağlayabilme yeteneklerine sahiptir. Bu kadar istifadelerine rağmen, bazı nahoş tarafları da vardır; harici bir güç elektroniği ve arzu edilen çalışma için rotor konum bilgisi gerekliliği, Alan (Hall) etkili pozisyon sensörlerine olan ihtiyacı gibi sıralanabilir. Pozisyon

sensörü kullanılmadığı durumlara algılayıcısız çalışma durumu denir. BLDC'nin algılayıcısız olarak çalışması için birtakım ek algoritmaların kullanılması gereklidir. Bu yöntem de, diğerine göre daha pahalı bir yöntemdir [46].

BLDC motorlar, 50000 devir/dakika'yı aşan geniş bir hız aralığına sahiptir. Motorun boyutları ve taşıdığı yükü çalışma hızını etkiler. Ekseriyetle 24 V besleme gerilimi ile çalışır. Şebekedeki frekans dalgalanması ve frekans kayıpları ile bir ilgisi olmaz. Çünkü DC gerilim ile çalışır. 2,5 cm ile 14 cm civarında boyutları vardır. Açık veya kapalı şekilde yapılabilir. Yapısında mekanik bir kontakın mevcut olmaması nedeniyle verimi çok yüksek olup %70 ilâ %90'lar seviyesindedir. Gereken izolasyon şartları sağlandığında su altında da çalıştırılabilir [46].

2.10 BLDC Motorların Kullanım Alanları

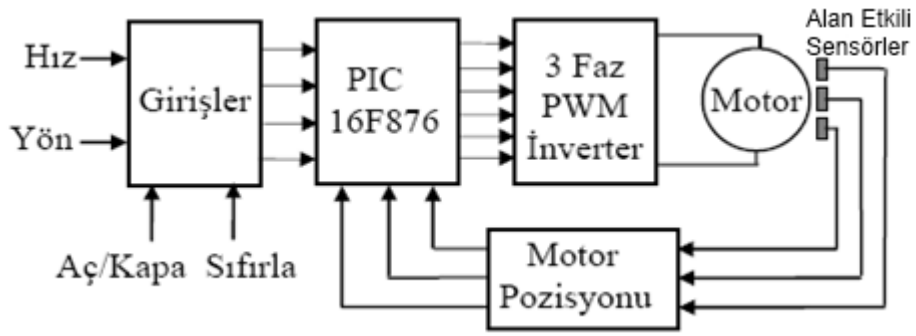
BLDC motorların kontrolü ve yapısında kullanılan malzemelerin, teknolojinin gelişimiyle birlikte yenilenmesi ve gelişmesinin neticesinde fırçalı DC motorlara oranla oldukça rağbet görmektedir. Bu gelişmelerin akabinde, BLDC motorların kullanımı sağlık, robot, uzay endüstrisinde, ısıtma, soğutma ve havalandırma sistemlerinde, yürüyen bant sistemlerinde, pompa ve fan motorlarının uygulamalarında, parlama ve yanma riski bulunan ortamlarda, sabit disk sürücü ile CD/DVD-ROM, yazıcı gibi bilgisayar donanımlarında ve bilhassa yüksek güç yoğunluğu ve hızın gerekliliğinin icap ettiği uygulamalarda kullanımı günden güne artmaktadır [41].

Son yıllarda ülkemizde, bulaşık makinası üretiminde bazı firmalar BLDC motoru içeren bulaşık makinaları imal etmektedirler. Bu şekildeki üretimle, şebeke gerilimindeki azalış ve artışlardan etkilenme özelliği ortadan kalkmaktadır. Otomobil ve helikopterlerde BLDC motorların birim enerji yoğunlukları daha iyi olduğu için daha çok kullanılmaktadır [15].

2.11 BLDC Motor ve Sürücü Sistemi Yapısı

BLDC motorların yapısı ve sürülmesi beş birimden oluşmaktadır. Bunlar; sabit mıknatıslı bir rotor, üç fazlı ve sargıları elektronik olarak enerjilendirilen stator, geri besleme üniteleri (pozisyon algılayıcı sensörler ile akım ve hız geri besleme bilgileri), evirici ve sürücü birimi, denetleyici (yazılımsal ve donanımsal yapılar)'dir [8].

Bu yapıya ait bir örnek Şekil 2.47'de görülmektedir.

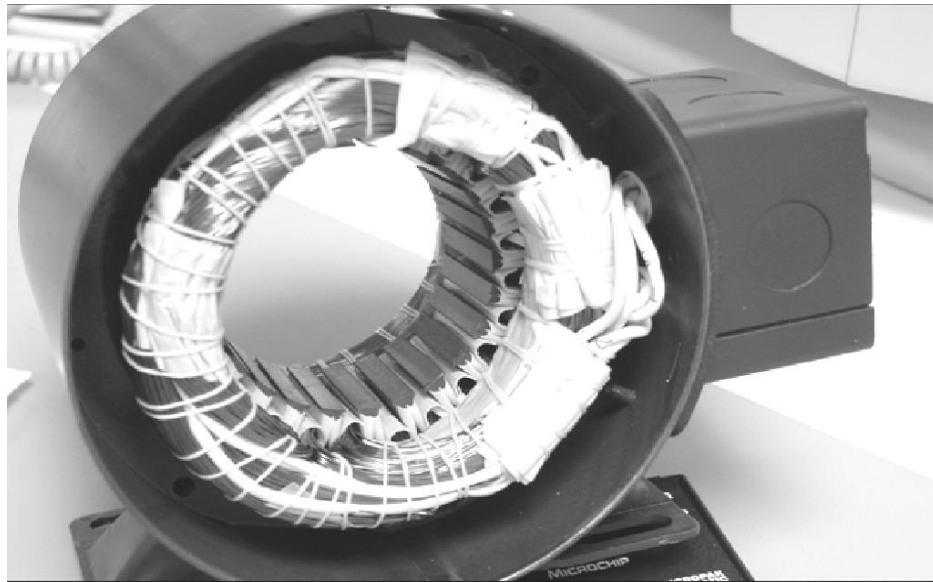


Şekil 2.47: PIC16F876 ile gerçekleştirilen fırçasız dc motor sürücü sistemi [47].

Şekil 2.47’de, denetleyici olarak PIC16F876 entegresi kullanılmış, Alan (Hall) etkili pozisyon sensörleri ile rotor pozisyonu denetleyiciye bildirilerek motorun istenilen parametrelere uygun çalışması sağlanmaktadır. Şekilde motor ile ifade edilen, üç faz sargılı stator ve rotorun birleşimidir. Evirici ve sürücü birimi olarak 3 faz PWM inverter kullanılmıştır [47].

2.11.1 Stator

BLDC motor statoru, bir AC motoruna benzer. Stator, BLDC motorun duran kısmıdır. Bir nüve ve içindeki oyuklara yerleştirilen üç fazlı sargılardan oluşur [29]. Şekil 2.48’de bir stator örneği görülmektedir.

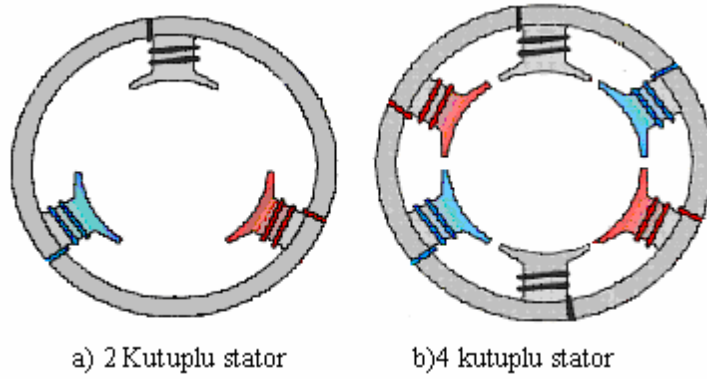


Şekil 2.48: Fırçasız DC motor statoru ve alan sargıları [29].

Stator asenkron motorun statoruna benzemesine karşın, statorun içerisine sargıların dağılımı asenkron motordan biraz farklıdır. BLDC motor sargıları tıpkı asenkron motorlarda olduğu gibi, yıldız veya üçgen bağlanır. BLDC motorlarda, rotorun

kutup sayısı, faz sayısı ve stator sargı şekline bağlı olarak stator oluk sayısı belirlenir [48]. Statorun silisli saçlardan yapılmasının nedeni, demir kayıplarını azaltmak içindir [15].

Statorun çift kutup sayısının üç katı kadar, stator sargılarının sarıldığı çıkık vardır. Örneğin, $2p=2$ kutuplu bir statorda bir adet çift kutup olduğundan çıkık sayısı üç adettir. Şekil 2.49'de, bu anlatımın örneği görülmektedir.



Şekil 2.49: Farklı kutuplu stator yapıları [7].

Motorun gücü arttıkça, statorun boyutları da artar. Güç artışı, motordan geçen akımı artırır, bu da kablo kesitlerinin artırılması zarureti doğurur. Kablo kesitlerinin artışı da doğal olarak stator boyutlarının büyümesine neden olur [7].

2.11.2 Rotor

Rotor, BLDC motorun dönen kısmını teşkil eder ve kalıcı mıknatıstan oluşur. BLDC motorlarda kullanılan daimi mıknatıslı rotorlar, çoğunlukla bir veya birden fazla mıknatıstan oluşmaktadır. Daimi mıknatıstan oluşan rotorda, kollektör ve fırça düzenekleri bulunmaz. Bunun neticesinde de, ark oluşmaz, bakım ihtiyacı doğmaz ve sürtünmeden dolayı oluşan kayıpların azalmasına neden olur. Rotorun imâlinde, daimi mıknatıs elde etmek amacıyla ekseriyetle ferrit maddesinden yapılan mıknatıslar tercih edilir. Ucuz oluşu nedeniyle tercih edilen ferrit mıknatıslar (diğer alaşımlı mıknatıslara göre), mevcut akı yoğunluğunun düşük olması ve daha az manyetik yoğunluk sağlaması dezavantajına sahiptir [29].

Rotorun manyetik alanını uzun ömürlü bir şekilde oluşturan, rotora yerleştirilen sabit mıknatıslardır. Rotorda kullanılacak manyetik malzemenin belirlenmesinde, birim hacime düşen moment miktarına, motorun işletme sıcaklığı aralığına ve yerleştirilecek mıknatısın fonksiyonelliği göz önünde bulundurularak sertliği

değerlerine dikkat edilir [49]. Bir diğer nokta, rotorda kullanılan mıknatıs malzemeleri pahalıdır ve zaman geçtikçe özelliklerini yitirirler [7].

Rotorda sabit mıknatıs olarak ekseriyetle, ferrit veyahut seramik, alnico (Alüminyum-Nikel-Kobalt) ya da samaryum-kobalt (SmCo) maddesinden oluşan mıknatıslar kullanılmaktadır [15]. Bu maddelere ilâveten günümüzde rotorda, neodmiyum-ferrit-boron (NdFeB) ve neodmiyum (Nd) ile samaryum-kobalt alaşımı ile yapılan sabit mıknatısların üretimi de yapılmaktadır [46].

Alnico (Alüminyum-Nikel-Kobalt) mıknatısların, akı yoğunlukları yüksek olup buna karşın zorlayıcı kuvvetleri düşük değerdedir. Bundan dolayı da, sahip oldukları mıknatısiyeti kısa zamanda kaybedebilme sıkıntısı vardır ve bu nedenledir ki günümüzde pek fazla kullanımı yoktur [42].

Ferrit ya da seramik mıknatısların, hem zorlayıcı kuvvetleri, hem de akı yoğunlukları yüksek değerdedir. Sahip oldukları mıknatısiyeti kaybedebilme sıkıntısı da söz konusu değildir. Ferritin doğada çok bulunması ve ucuz oluşu sebebiyle günümüzde kullanımı yaygındır [15].

Samaryum-kobalt (SmCo) mıknatısların, sahip olduğu manyetik yoğunluğu yüksek olup aynı zamanda da düzgün bir B-H karakterine sahiptir. Bu üstünlükleri dolayısıyla rağbet gören bir malzemedir. Fakat bu alaşımı oluşturan malzemelerin doğada az bulunuşu ve bu yüzden de pahalı olması nedeniyle, konuyla ilgilenenler farklı bir arayış içerisine girmişlerdir [7].

Neodmiyum-ferrit-boron mıknatısları, neodmiyum, demir ve bor maddelerinin alaşımından oluşmuştur. Samaryum-kobalt malzemesine nispetle ucuz olması ve düzgün bir B-H karakterine sahip olması gibi üstünlükleri vardır [7].

2.11.3 Geri besleme üniteleri

Stator sargıları rotor pozisyonuna göre enerjilendirilmelidir. Algılayıcılar kullanılarak rotor pozisyonu belirlenir. Buna ek olarak, sürücü fonksiyonları için gereken akım ve gerilim değerleri ölçülmeli ve ölçüm değerlerine göre kullanılmalıdır. BLDC motorlarda hız ve konumun kontrol edilebilmesi için, rotorun konumunu algılayacak algılayıcılara ihtiyaç vardır. Bu algılama işlemi için geleneksel olarak Alan (Hall) etkili ya da optik sensörler kullanılır. Bunlar statora ya da motorun miline yerleştirilir. Bu sensörlü sürüm tekniklerinin haricinde, BLDC motorun sensör kullanılmadan sürüldüğü teknikler de günümüzde artan bir şekilde kullanılmaktadır [8]. Lâkin sensörsüz sürme teknikleri, ek olarak muhtelif algoritmaların kullanılması zaruretinin

ortaya çıkarır. Bir de sensörsüz kullanılan motorlar, sensörlü kullanılan motorlara nispetle daha az hız ve ivme değerlerine erişebilirler [46].

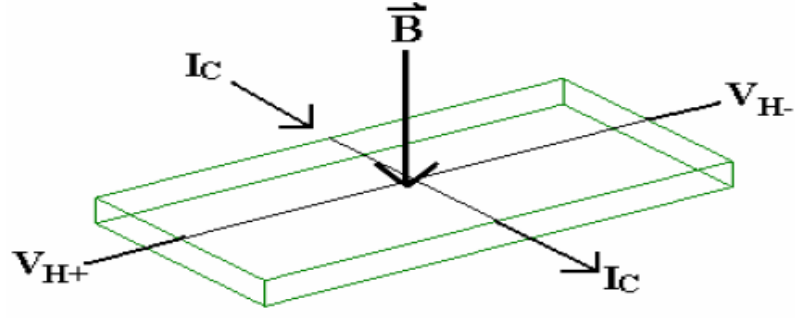
Sıradan bir kaynaktan ulaşan uyarı ya da işaretleri alıp, aldığı bu işaretlere uygun olarak sinyal üretebilen elemanlara sensör denir. Bunlar, motor kontrolü (denetimi) için kontrol edilen (denetlenen) mekanik veya elektriksel büyüklükten geri besleme olarak denetleyiciye gönderen optik veya elektromanyetik elemanlardır. Denetleme devrelerinde sensörlerden gelen geri besleme bilgileri işlenecek büyüklüğe dönüştürülür [44].

Rotor konumu algılayan algılayıcılar çok çeşitlidir. Bunların içerisinde en çok kullanılanı alan etkili sensörler (Hall Effect Sensors)'dir. Bu sensörlerin haricinde, optik sensörler (encoder) ve sıfır geçiş dedektörleri (zero crossing dedectors) de kullanılır. Motor kontrolünde rotor pozisyonun algılanması için, hangi algılama elemanın seçileceğine karar vermek amacıyla, bazı kriterlerin değerlendirilmesi gerekir. Bu kriterler; çevre koşulları, rotorda açısal olarak yer değiştirmenin büyüklük derecesi, algılayıcı için ayrılan mesafe, kontrolden beklenen hassaslık ve doğruluk derecesi, algılayıcı elemanın çekmesi beklenen en fazla güç ve algılayıcı elemanın seri biçimde üretilebilme durumu olarak sayılabilir [50].

A. Alan Etkili Sensör (Hall Effect Sensor) Kullanımı:

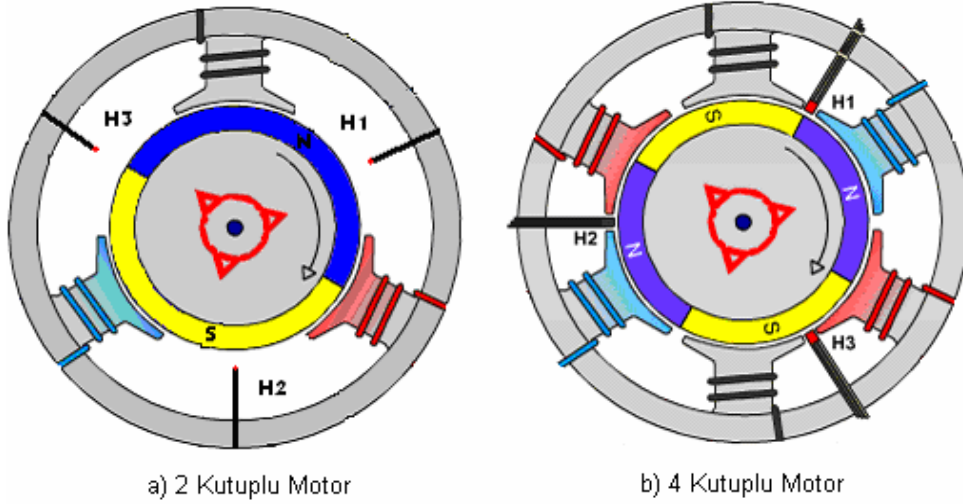
Alan etkili sensörler, manyetik alanın algılanmasında kullanılır. Dr. Edwin Hall tarafından ilk defa olarak 1879 yılında alan etkisinin varlığı keşfedildi. Dr. Hall, altından yapılmış ve içinden geçen ince bir altın plakanın bir yüzeyine, dik bir manyetik alanı olacak şekilde bir mıknatıs yerleştirdiğinde, plakanın diğer tarafında potansiyel bir fark oluştuğunu keşfetti. Oluşan bu potansiyel fark (Hall Gerilimi), bir iletkenin geçebilecek akım ve o iletkenin oluşabilecek manyetik akı ile orantılı olmaktadır. Bu olay da, alan (Hall) etkisinin varlığını göstermektedir. Üzerinden akımın geçtiği bir ince plakanın çıkışındaki uçlar, mevcut manyetik alana dik bir biçimde bağlanmış durumdadır. Manyetik bir alanın mevcut olmadığı durumlarda bir gerilim (Hall Gerilimi, V_H) oluşmaz [51]. Geçen akım ve mevcut manyetik alanın şiddet ve yönü, oluşacak gerilimin şiddet ve yönünü tayin eder. Akım, kontrolün büyüklüğü olarak anılır ve çıkışta oluşacak gerilimle doğru orantılıdır [15]. Şekil 2.50'de Alan etkili bir sensörün yapısı görülmektedir.

Motorların kontrolünde, hava aralığını ölçmek amacıyla bu sensörler ilk kez 1960 senelerinde kullanılmaya başlanmıştır. BLDC motor rotorunun döndürülebilmesi için statorun sargılarına bir sıra dahilinde güç uygulanmalıdır. Stator içerisine gömülen alan sensörleri sayesinde rotorun pozisyonu algılanır [15].



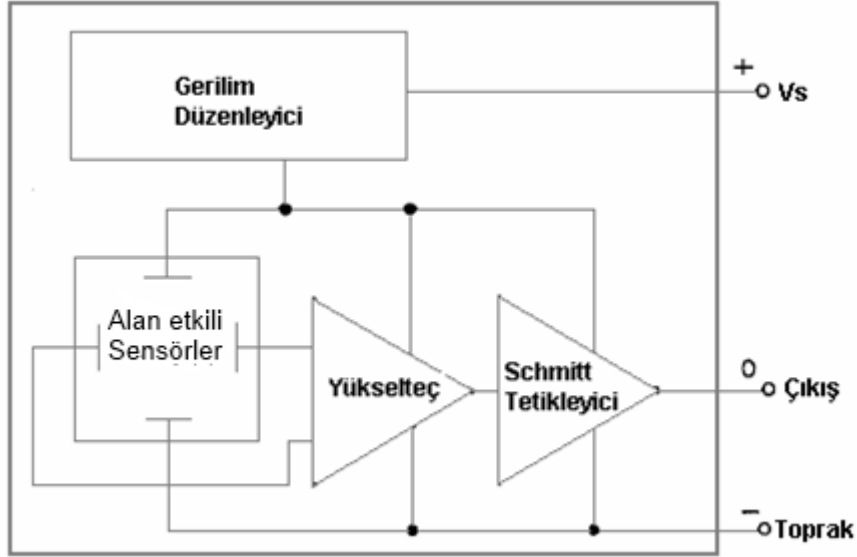
Şekil 2.50: Alan etkili sensörün yapısı [7].

Statora yerleştirilen alan sensörlerinin yerleri kutup sayısına göre farklılık gösterir. Şekil 2.51’de iki ve dört kutuplu motorlarda alan sensörlerinin nerelere yerleştirildiği örneklendirilmiştir (H1, H2 ve H3 olarak adlandırılan harfler, Alan (Hall) etkili sensörleri ifade etmektedir).



Şekil 2.51: İki ve dört kutuplu motorlarda alan etkili sensörlerin durumu [7].

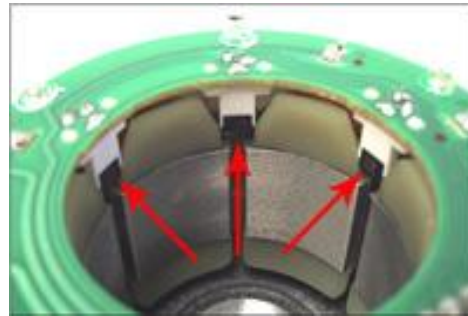
Alan etkili sensörlere, rotorun mıknatısından manyetik akı sağlanır. Ender olarak, motorun miline bağlı olan yardımcı bir mıknatıs tarafından manyetik akı sağlanır. 30 mV gibi küçük bir değere sahip olan Hall Gerilimi bir yükselteç yardımıyla yükseltilir [51]. Şekil 2.52’de böyle bir yapı örneği görülmektedir.



Şekil 2.52: Alan etkili sensör şeması [52].

Alan etkili sensörler, schmitt tetikleyici, yükselteç ve gerilim düzenleyicinin de ilâve olup bir araya gelmesiyle tek bir yapı şeklinde (üstte görüldüğü gibi) günümüzde kullanılmaktadır [51].

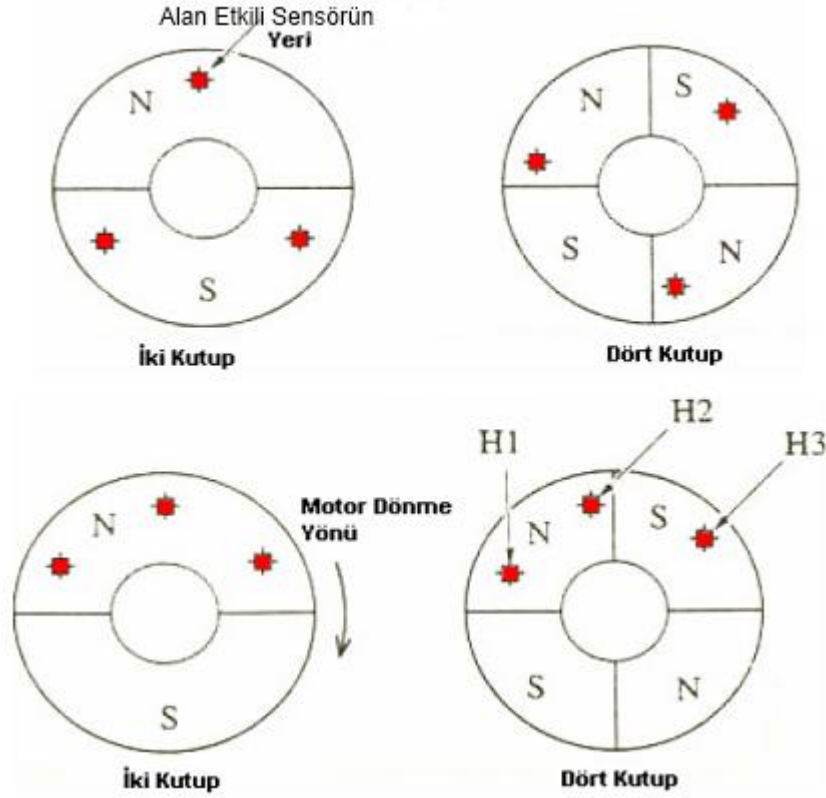
Statorun içerisine alan etkili sensörlerin yerleştirilmesi riskli ve karmaşık bir işlemdir. Çünkü statora yerleştirilen mıknatıslardan dolayı yanlış bir sinyal üretilirse, rotorun pozisyonu da yanlış olarak tespit edilebilir. Şekil 2.53'de motor içerisine yerleştirilen alan etkili sensörler görülmektedir [53].



Şekil 2.53: Motor içindeki alan etkili sensörlerin konumu [52].

Alan etkili sensörlerin seri üretime olan uygunsuzluğu, motor içerisine gömülmesi zarureti, sıcaklığa olan hassasiyeti ve sınırlı bir çözünürlüğe sahip olması olumsuz taraflarıdır. Bununla beraber yapısının basitliği ve ucuzluğu dolayısıyla günümüzde yaygın bir kullanıma sahiptir [53].

Şekil 2.54'de Alan etkili sensörlerin motorlara yerleşim şekilleri gösterilmiştir.



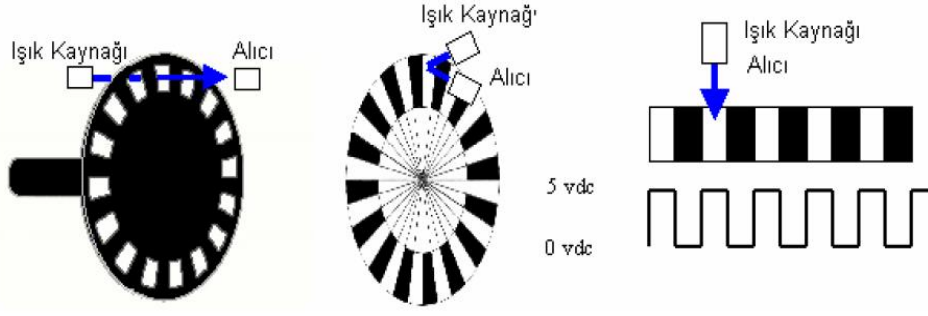
Şekil 2.54: Alan etkili sensörlerin yerleşim şekilleri [52].

Şekil 2.54'de de görüldüğü gibi, alan etkili sensörler, 60° ya da 120° aralıklarla motorların statorlarına yerleştirilir [52].

B. Optik Sensör (Encoder) Kullanımı:

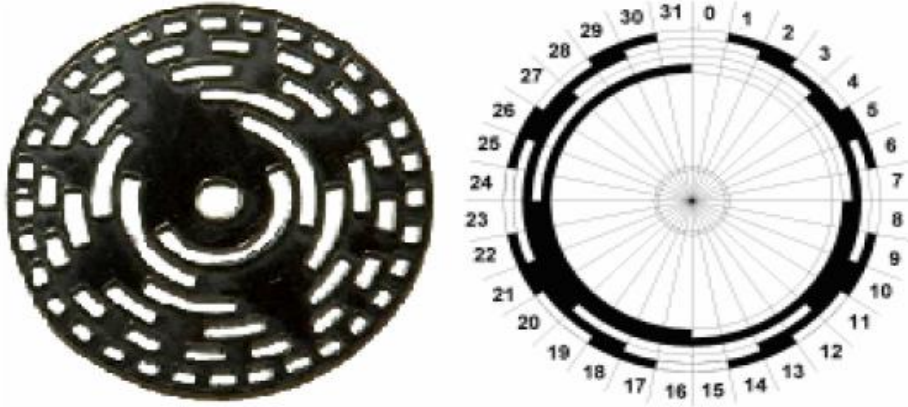
Optik sensörler kullanılarak rotorun konumu, hassas olacak şekilde açısal olarak belirlenir [7]. Optik sensörlerin çalışma prensibi; biri sabit, diğeri de hareketli olan iki diskin, bir ışık kaynağından gönderilen ışığı geçirip geçirmediği ve doğrusal veya açısal olarak yer değiştirmenin algılanması esasına dayanır. Gönderilen ışın bir demet halinde, %50 geçirgenliği olan bir durgun diskten geçip, diğeri diske yani hareketli olana erişir. Hareketli diskten geçmiş olan ışık demeti, ışığa duyarlı bir yüzeye sahip optik sensörün yüzeyine odaklanır ve bu sayede elektriksel bir işarete dönüşmüş olur. Hareketli diskte mevcut olan aralıkların darlık derecesinin artışı, hareketin algılanma hassasiyetini de artırır [15].

İki çeşit encoder tipi vardır. Biri artırımsal ya da artımlı (incremental) algılayıcı, diğeri ise mutlak algılayıcıdır. Artımlı algılayıcıların sayısal çıkışı bir bitliktir. Bu algılayıcının çıkışları, kullanılacak bir elektronik devre ile sayılacak, bu da motorun hızı ve konumu hakkında bilgi verecektir [15]. Şekil 2.55'de Artımlı bir encoder gösterilmiştir.



Şekil 2.55: Artımlı (artırımsal) encoder [52].

Belirgin bir noktaya göre motorun hız ve konumunu belirleyen algılayıcılara mutlak algılayıcılar denir [15]. Mutlak algılayıcıda, mil konumu ile alâkalı bir tek dijital sinyal üretilmektedir. Mildeki her bir konum bir dijital desene sahiptir. İkilik bir sayı düzeninde olan bu dijital desen içerisindeki bitler, çözünürlüğü oluşturur. Dijital desen, disk üzerinde mevcut olan her bir dairesel iz veyahut sıradır. Bu desen, $2^8=256$ değişik konum disk üzerinde belirtebilir. Örneğin, 10 ize sahip bir dijital desen $2^{10}=1024$ konum belirtir [52]. Şekil 2.56'da mutlak encoder gösterilmiştir.



Şekil 2.56: Mutlak encoder [51].

Optik sensörlerde, açısal hız büyüklüğü, dijital değerdeki çıkış bilgisinden iki değişik biçimde elde edilir.

Birincisi, çıkış darbelerinin sayılması yöntemi kullanılarak: Dijital denetleyicide örnekleme periyodunun esas alınmasıyla, T örnekleme süreci içerisindeki, dijital denetleyicide algılayıcı darbesi sayılıp belirlenir. Örnekleme periyodu T , açısal hız ω , örnekleme periyodu içerisinde belirlenen darbe sayısı n , diskteki ızgara sayısı N olarak tespit edildiğinde milin sahip olduğu açısal hız;

$$\omega = \frac{2\pi n}{NT} \quad (2.115)$$

şeklinde. Bu metot, düşük hız durumunda bilhassa tespit edilen bir hız değerinin altında kati netice vermemesi, dikkat edilmesi gereken bir husustur. [54].

İkincisi, darbe zamanlandırma yöntemini kullanarak: Bir kodlayıcının süresi (bitişik vaziyetteki iki ızgara arasındaki süre), yüksek frekansa sahip saat sinyallerinin kullanılmasıyla ölçülerek belirlenir. Düşük hızlarda doğru bir biçimde ölçme yapabilmek için bu yöntem uygundur. Burada, frekans f , ızgara sayısı N , bir kodlayıcı süresi içerisinde sayılacak saat sinyalleri m olarak tespit edildiğinde milin açısal hız değeri;

$$\omega = \frac{2\pi f}{Nm} \quad (2.116)$$

şeklinde. Bu denklem içerisindeki, diskin bir devri müddetince geçen ortalama süre $\frac{Nm}{f}$ olarak ifade edilir [55].

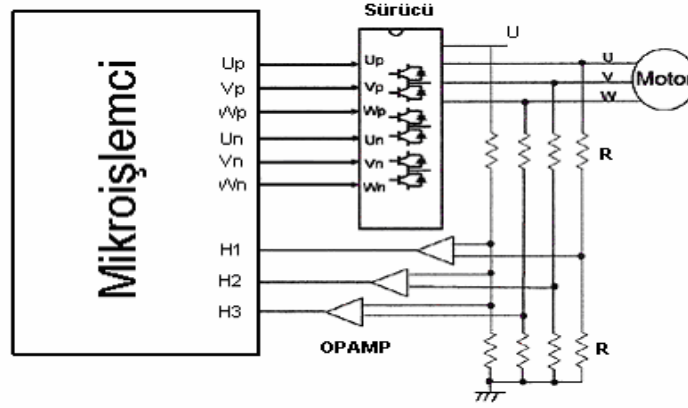
Kısa mesafeler için encoder'dan alınan bilgiler, paralel bir biçimde denetleme birimine, her bir bit değerine karşılık bir kablo olacak şekilde gönderilir. Düşük çözünürlük ve kısa mesafe durumları için paralel olarak yapılan veri aktarımı en uygun yöntemdir. Ancak, çözünürlüğü yüksek olan ve bir adetten daha fazla encoder'ın kullanıldığı robot sistemlerinde maliyet artışına sebep olmaktadır. Özellikle SCADA sistemi uygulamaları için uzak noktalardan veri toplanacaksa seri aktarımı tercih etmek mecburi olacaktır. RS485 ile RS422 ve tipiyle bağlantılı olarak kullanılıyor olan "eş zamanlı bir seri arabirim" de veri değerlerinin iletimi maksimum altı kablo ile yapılır [52].

Artımlı algılayıcılar, mutlak algılayıcılara oranla daha fazla kullanılmaktadır. Çünkü basittir, ucuzdur ve kullanışlı bir yapıya sahiptir [15].

Hassas uygulamalarda encoder kullanımı tercih edilir. Bunun dışında, pahalı olması ve kompleks bir yapıya sahip olmasından dolayı mantıklı bir seçim değildir [7].

C. Sıfır Geçiş Dedektörü Kullanımı:

Statorun sargılarında endüklenen zıt-emk'ne göre, sıfır geçiş dedektörü kullanılarak rotor pozisyonunun belirlenmesi mümkündür. Bu sensör, motor sürücüsüne bağlı olup rotor konumunun tespit edilebilmesi için, stator faz sargılarına uygulanan gerilim ile besleme geriliminin yarı değeri karşılaştırılır. Kendisinin hareketli parçalarının bulunmaması ve motor hareketli parçaları ile bağlantılı olmaması avantaj sağlar. Sıfır geçiş dedektörünün yapısı ve bağlantısı Şekil 2.57'de görülmektedir [7].



Şekil 2.57: Sıfır geçiş dedektörünün yapısı ve bağlantısı [7].

120° genişliğe sahip akımlar statorun faz sargılarına uygulandığı zaman, üç fazlı BLDC motorda, bir fazdan pozitif, diğer fazdan ise negatif akım akmasına neden olacaktır. İnaktif durumda olan da üçüncü faz olacaktır. İnaktif durumda olan faz, sıfırdan geçiş metodunda zıt-emk'ni ölçmek için kullanılır. İki komütasyon noktasının tam ortası, zıt- emk'nin sıfırdan geçtiği nokta olup bu nokta sıfır geçiş noktası (zero crossing point) olarak adlandırılır. Sıfır geçiş noktası, bir sonraki sargı çiftinin enerjilendirilmesi için referans teşkil eder. Sıfır geçişi olduğunda, bir önceki sıfır geçişine yarı periyotluk bir süre eklenmesiyle, bir sonraki komütasyon anı için kestirimde bulunulabilir. BLDC motorun yüksek hızlı uygulamalarında, bir fazın pasif kalma süresi çok kısa olacağından sıfır geçiş noktasının tayini de bir hayli güçleşecektir. Bu yüzden, bu tip uygulamalar için bu yöntem uygun değildir [41].

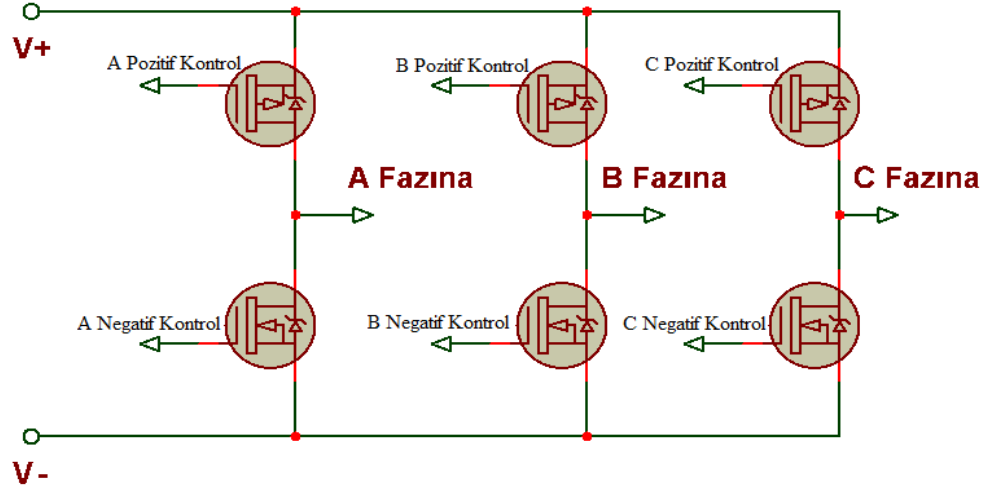
Sıfır geçiş yönteminin haricinde, algılayıcısız çalışmada, Kalman Filtre Teorisi olarak anılan daha güçlü bir yöntem de kullanılmaktadır. Kalman Matematiksel modelinde, motorun hız, konum ve zıt-emk değerleri kullanılır. Bu model ile ilerleyen zaman adımlarında, motor durumunun değişimi için kestirimde bulunulur. Pasif kalan fazın zıt-emk ölçülür ve kestirimde bulunulan fazın zıt-emk ile mukayese edilir. İkisinin arasında ortaya çıkan fark, motor çalışma performansını iyileştirmede kullanılır. Kalman Tekniği ile, sıfır geçiş tahmininin yanı sıra, motor hız ve konum tahmini her bir zaman adımı için yapılır. Böylece, komütasyonun doğruluk derecesi artırılarak daha yüksek bir verim elde edilmesi mümkün olur [41].

2.11.4 Evirici ve sürücü katmanı (güç dönüştürücüsü)

Bu birimde, motor kontrolünün sağlanmasında kullanılacak gerilim elde edilir. AC/DC çevirici (şebeke bağlantılı sistemlerde), frenleme kıyıcısı, filtre ve yarı iletken anahtarların (transistör, mosfet v.b) bir araya gelmesinden oluşan bir evirici

sistemidir. Denetleyici, yarı iletken anahtarları, belirlemiş olduğu anlarda iletim veya kesime sokar. Yarı iletkenlerden oluşan ara birime, anahtar sürücü bloğu denir [8].

Bu katman, stator sargılarından geçen akımın yönünün değişimini, rotor pozisyon bilgisini kullanarak sağlar ve böylelikle rotor dönüşü gerçekleşir. Denetleyici, pozisyon sensörlerinden edindiği bilgiye bağlı olarak eviricideki altı adet yarı iletken anahtara açma ve kapama işareti gönderir [7]. Şekil 2.58’de mosfetlerin kullanıldığı anahtar sürücü bloğu görülmektedir.



Şekil 2.58: Mosfet’lerle yapılmış sürücü devresi [7].

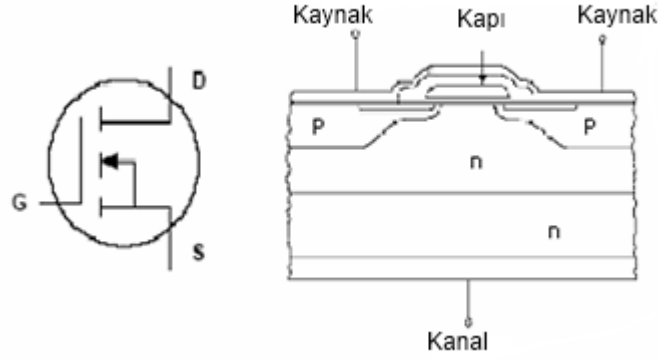
Rotor konumu göz önünde tutularak, yarı iletken anahtarlar bir sıra dahilinde tetiklenir. İşlemci sürücünün tetiklenmesini sağlayarak konum sensörlerinden aldığı bilgiye dayanarak bir faza pozitif, bir diğer faza negatif ve üçüncü faza ise gerilim uygulamaz. Bu gerilim uygulaması, sistematik bir şekilde sırayla her faza ayrı ayrı tatbik edilir. Bu şekilde işlemci, bu sürücü yapısıyla motorda bir dönme momenti meydana getirir. Sürücü, motorun performansını belirleyen en önemli elemandır. İşlemci ve anahtarlar da sürücü performansının mertebesini belirler. Anahtarlar, bir sürücünün en önemli elemanlarıdır. Anahtar için eleman seçiminde, anahtarlamanın hızı ve kayıpları göz önünde tutulur. Mosfet, en yaygın kullanılan elemandır. Fakat, diğer yarı iletken malzemeler de kullanılabilir (Örneğin, transistör, tristör, IGBT vb. gibi) [7].

A. Mosfet:

Geyti, kanal maddesinden Silisyumdioksit maddesi (SiO_2) ile yalıtılmış alan etkili transistörlere (fet “field effect transistors”), mosfet transistörler denir. MOS kelimesi, metal oksit semikondüktör kelimelerinin baş harflerinden meydana gelmiştir. İki

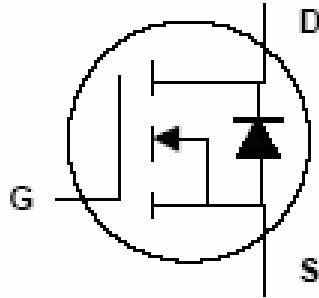
özellikle yapılırlar. Bunlar; azaltan kanallı mosfet (deplasyon tipi), çoğaltan kanallı mosfet (enhensment tipi) [56].

Yüksek hıza sahip anahtarlama elemanlarıdır. Mosfetlerin sembolü ve iç yapısı şekil 2.59'da görülmektedir.



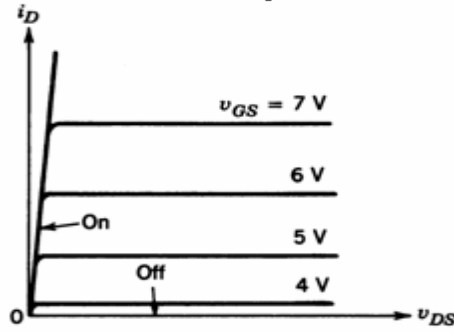
Şekil 2.59: Mosfet'lerin iç yapısı ve sembolü [7].

Elektrik alanı etkisi, iletme geçmesine sebep olur. Gerekçesi, kapı (gate) ucunun yalıtılmasıdır. Mosfetler kapı akımı çekmezler, bu nedenle sürücülerinin hızları yüksek, yapıları basittir. Mosfetin kanal (drain) ve kaynak (source) uçlarına ters polaritede bir diyot yerleştirilir. Bu diyot anahtarlama esnasında meydana gelecek yüksek gerilimleri önleme amacıyla yerleştirilmiştir [7]. Diyotun yerleştirildiği yapı Şekil 2.60'da görülmektedir.



Şekil 2.60: Güç mosfetinin sembolü [7].

Mosfetlerin karakteristik eğrisi Şekil 2.61'de görülmektedir.



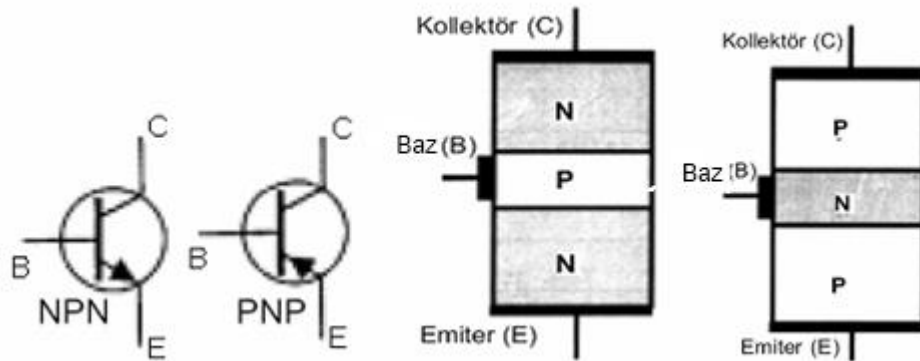
Şekil 2.61: Mosfetlerin karakteristik eğrisi [7].

Mosfetlerin kaynak ucunun şasesi ile kapı uçları arasında bir direnç bağlanmış olması gerekir. Bu yapılmadığında, kapı ucuna bir gerilimin uygulanmadığı durumda da mosfetin iletim durumu sürecektir [7].

B. Transistörler:

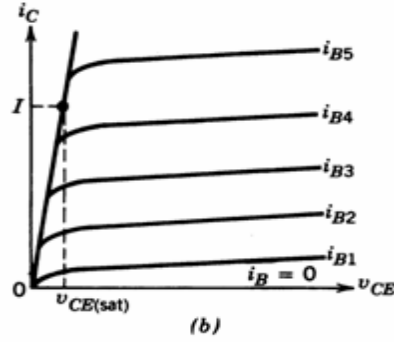
Transistör sözcüğü, transfer-rezistör sözcüklerinden türetilmiştir. Transistör, emetör ve kolektör olarak isimlendirilen iki uç arasındaki direncin, baz (beyz) denilen ortadaki uca uygulanan akım değeriyle azaltılıp, yükseltilmesi demektir. Yapım şekillerine göre dört gruba ayrılırlar. Bunlar; nokta temaslı transistörler, yüzey temaslı transistörler, alaşım yöntemi ile yapılan transistörler ve alaşımlı yayılma yöntemi ile yapılan transistörlerdir. Yüzey temaslı transistörler, PNP ve NPN olmak üzere iki türdedir [56].

Transistörler keşfedilen en eski yarı iletken anahtar tipidir. İletime geçmesi baz akımı ile olur, iletme geçmesi kolektör ile emiterin arasının kapanması yani kapalı bir anahtar konumunda olması demektir. Transistorün kesim durumuna geçmesi için bazından geçen akımın kesilmesi gerekir. Kesime geçince kolektör ile emiter arası tekrar açılır [7]. Transistörlere ait semboller ve transistörlerin iç yapısı şekil 2.62’de görülmektedir.



Şekil 2.62: PNP ve NPN tipi transistörlerin sembolü ve iç yapısı [7].

Transistörler, iki P tipi yarı iletken tabaka arasına yerleştirilen bir N tipi tabakadan oluşur ki, bu yapı NPN yapısıdır. Bir de, iki N tipi yarı iletken tabaka arasına yerleştirilen bir P tipi tabakadan oluşur ki, bu yapı da PNP yapısı olarak anılır [7]. Transistörlerin karakteristik eğrisi Şekil 2.63'de gösterilmektedir.



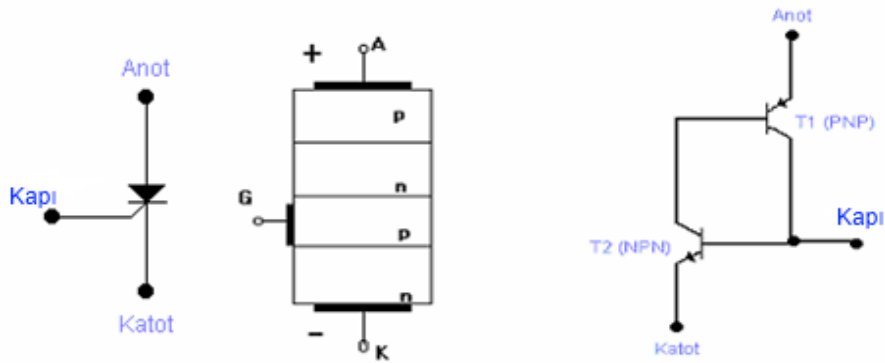
Şekil 2.63: Transistörlerin karakteristik eğrisi [7].

En eski anahtar olmalarına karşın, günümüzde halen yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun nedeni, yüksek akıma ve güce dayanabilme özelliğidir [7].

C. Tristörler:

İlk tristör 1957'de üretilmiştir. Tristörler, tek yönde akım geçirdiklerinden redresör gibi kullanılabilirler. Büyük akımların küçük akımlarla kontrolünü sağlarlar. Bu nedenle tristörlere Silikon Kontrollü Redresör (S.C.R.) de denir [56].

Tristör 4 farklı dozdaki silisyum kristalinin yan yana gelmesinden oluşmuştur. Tabakalar anottan katoda doğru, pnpn sırasını izler [57]. Bu yapı Şekil 2.64'de görülmektedir.



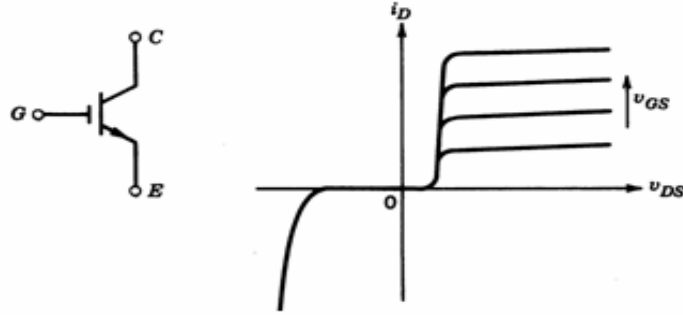
Şekil 2.64: Tristörün sembolü, yapısı ve tristör eşdeğer devresi [7].

A-K yönü tristörün geçirme, K-A yönü ise kapama yönüdür. Kapı (Gate "G")'dan K'ya doğru bir kumanda akımı geçirilerek tristör iletken hale getirilir. Çeşitli tetikleme

devreleri ile ve bu devrelerde kullanılan elemanların değerlerinin değişimiyle tetikleme açıları değiştirilerek gerilim ve akım ayarı sağlanır [57].

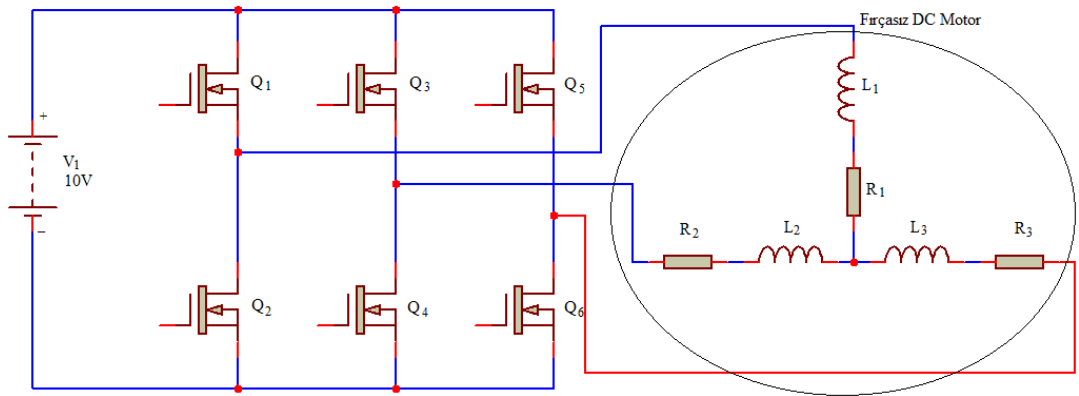
D. IGBT:

İngilizce, Kapı İzoleli Bipolar Transistör (Insulate Gate Bipolar Transistor) kelimelerinin kısaltılmış biçimidir. Bipolar transistörler ve mosfetlerle karakteristikleri aynıdır. Transistörlerde, anahtarlama hızı ve iletim kayıpları düşüktür. Mosfetlerde ise, iletim kayıpları fazla, anahtarlama hızı yüksektir. Bu iki yarı iletken anahtarın dezavantajlarını minimize etmek için geliştirilen IGBT'lerde, anahtarlama hızı neredeyse mosfetlere yakın olup ve aynı zamanda da bir transistör karakteristiklerine sahiptir. IGBT de diğer yarı iletken anahtarlar gibi, kapı ucuna tatbik edilen tetikleme (ateşleme) gerilimi ile iletim durumuna geçerler [7]. IGBT'nin sembolü ve karakteristik eğrisi Şekil 2.65'de verilmiştir.



Şekil 2.65: IGBT'nin sembolü ve karakteristik eğrisi [7].

IGBT, mosfetlere nazaran daha yavaş, fakat transistörlere göre daha hızlı anahtarlama özelliğine sahiptir [7]. Mosfetlerle oluşturulan bir sürücü devresi Şekil 2.66'da verilmiştir.

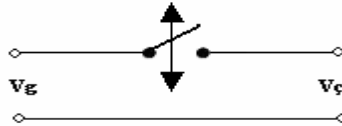


Şekil 2.66: BLDC motorunun sürücü devre ile bağlantısı [7].

Büyük güçlü olmayan BLDC motorlarının sürücü sistemleri için mosfetler en iyi seçimdir [7].

E. PWM:

Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation “PWM”) ile anahtarlama işlemleri yüksek bir hızda yapılır ve elektrik enerjisinin kullanımında verimlilik sağlanır [58]. Çıkıştaki gerilimin ortalama değeri, devreye bağlanmış olan basit bir şekildeki anahtarla değiştirilir. Bu yapı Şekil 2.67’de gösterilmiştir.

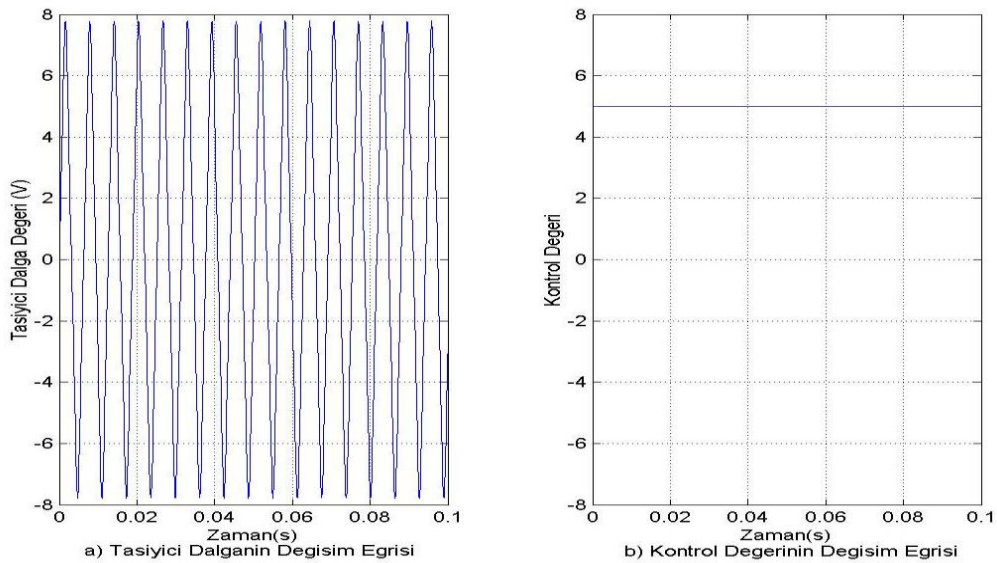


Şekil 2.67: PWM yönteminin basit anahtar yapısı [7].

Doğru akımda, ortalama gerilim değeri; alternatif akımda etkin gerilim değeri, baz alınır. PWM metodunda, çıkış geriliminin ortalama gerilim değeri, anahtarların açık ve/veya kapalı kalma sürelerinin değiştirilmesiyle elde edilir. PWM’de oran-görev periyodu (D) değeri, aşağıdaki denklemle tanımlanmıştır;

$$D = \frac{V_c}{V_g} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (2.117)$$

şeklindedir. PWM’de taşıyıcı ve kontrol işaretinin değişim eğrileri, Şekil 2.68’de gösterilmiştir.



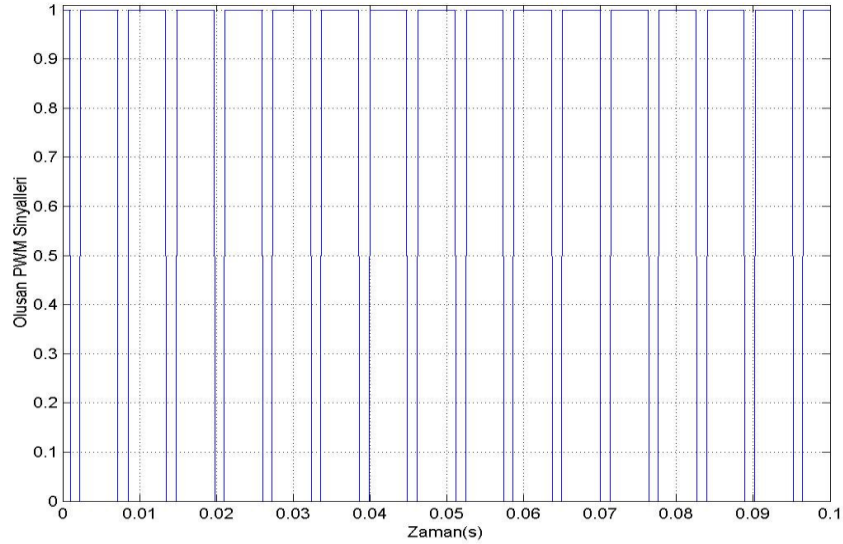
Şekil 2.68: Taşıyıcı sinyal ve kontrol sinyalinin değişimi [7].

Bu yöntemle, gerilim kontrolü oldukça geniş bir aralıkta gerçekleştirilebilir. Birtakım elektronik devre elemanlarının kullanımıyla değiştirilen anahtarlama süresi ve yarı iletken malzemelerle yapılan anahtarlama işin özünü teşkil eder. İki gerilimin karşılaştırılmasıyla PWM dalga biçimleri meydana getirilir. Bunlar, kontrol sinyali (V_C), diğeri de taşıyıcı sinyal (V_T)'dir. Kontrol sinyali kontrol işlemini, taşıyıcı sinyal ise darbe üretimini sağlar. Taşıyıcı sinyal üçgen veya testere dişli dalga biçimindedir. Görev periyodu, taşıyıcı sinyal frekans ve genliği sabit tutulup kontrol sinyali geriliminin değiştirilmesiyle ayarlanır. Yarı iletken anahtarların kapalı ve açık olması esnasındaki süreyi tayin etmek bir hayli güçtür. Bu nedenle, görev periyodunun hesaplanmasında, kontrol sinyalinin değiştirilebilir ve ölçülebilir olmasından dolayı, maksimum taşıyıcı sinyale oranı ile hesaplanır [7].

$$D = \frac{V_C}{V_{Tmax}} \quad (2.118)$$

şeklinde. Karşılaştırma işleminden sonra, meydana gelen darbeler Şekil 2.69'da görülmektedir. Taşıyıcı sinyalin maksimum ve minimum değerleri arasında kontrol sinyalinin büyüklüğü değiştirilir;

$$V_{Tmin} \leq V_C \leq V_{Tmax} \quad (2.119)$$



Şekil 2.69: Taşıyıcı sinyal ile kontrol sinyalinin karşılaştırılması sonucu oluşan darbe sayısı [7].

PWM yönteminde gerilim kontrolü, öteki gerilim kontrol ve ayar yöntemlerine göre hızlı bir şekilde sağlanır. Bu kontrol esnasında kayıplar minimum düzeyde olur. Böylece kontrol, verimli ve hızlı bir şekilde gerçekleşir. Şebekenin üzerinde harmonikler oluşturması dezavantaj teşkil eder. Oluşan harmonikler sebebiyle,

şebeke gerilimi üzerinde yüksek frekanslı dalgalanmalara rastlanır ve bununla bağlantılı olarak yüksek frekansa sahip gürültü, çıkış akım ve geriliminde görülür [7].

2.11.5 Denetleyici (kontrolör)

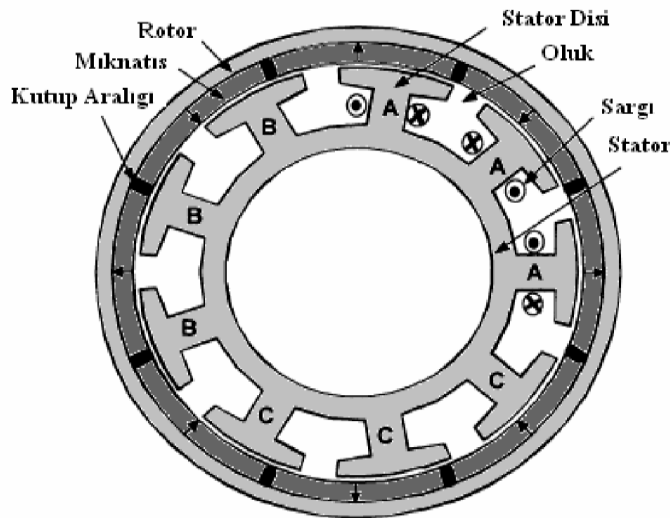
Referans girişi ile pozisyon algılayıcısından aldığı bilgiyi kullanıp ürettiği kontrol sinyalleriyle motorun istenilen çalışma şartlarını gerçekleştiren bir birimdir. PWM sinyallerinin durumu, denetleyicinin ürettiği kontrol sinyalleriyle belirlenmiş olan kontrol algoritmasına göre kontrol edilir. Denetleyici ile temel olarak hız, akım ve/veya pozisyon döngüsünün kontrolü yapılır. Denetleyici, hem donanım ve hem de yazılım yapılarından oluşur [8].

2.12 Fırçasız DC Motor Çeşitleri

BLDC motorlar, rotor yapısına göre üç çeşittir. Birinci tip dış rotorlu, ikinci tip disk tipi, üçüncü tip ise iç rotorlu motorlardır [15]. Bu sınıflandırmanın dışında BLDC motorlar, sensörlü veya sensörsüz olarak da kategorize edilebilir [59].

2.12.1 Dış rotorlu fırçasız dc motorlar

Rotor yuvarlağı stator sargısının dışında olup mıknatıslar bu yuvarlağın içerisine yerleştirilir. Şekil 2.70'de de görüldüğü gibi, iç kısımda bulunan statorda endüvi sargıları, dış kısımda ise daimi mıknatısların bulunduğu rotor dönmektedir. Fırçalı bir DC motorla, stator ve rotorun yapısı örtüşmektedir. Bu tipte, mıknatıslar rotora gömülü bir vaziyette yerleştirilir.



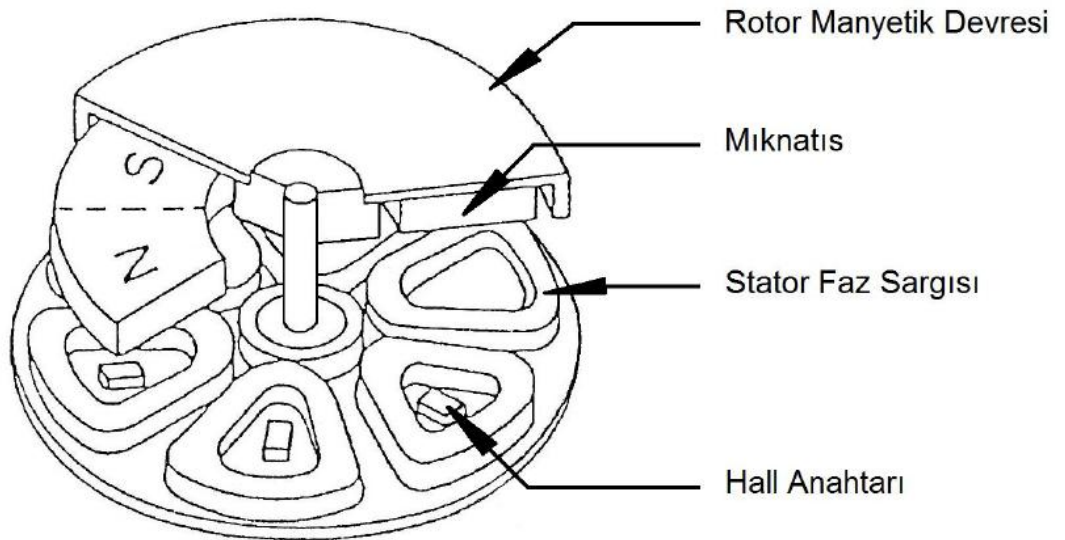
Şekil 2.70: Dış rotorlu BLDC motor yapısı [50].

Bu da savrulma durumuna karşı rotorun oldukça dayanıklı olmasını sağlar. Seri üretim durumunda, dış yüzeyde bulunan stator sargıları sarım işleminin daha kolay yapılabilmesini sağlar. Rotorun dışta olup yüksek bir kütleye sahip olması, mıknatısların rotora yerleştirilmesi esnasında bir denge sorunu oluşturabilir. Üretimdeki maliyeti düşüren iki unsur vardır. Bunlar; birincisi bu tip motorlarda, diğer çeşitlerin aksine tek rulman ve yatak kullanımı söz konusudur. Diğer nokta, rotorun dışta olması mıknatıs alanını büyütme ve bu nedenle aynı manyetik alan etkisi daha ucuz mıknatıslarla elde edilebilmektedir. Yüksek eylemsizliğe sahip olmaları nedeniyle, mevcut hız değerlerini, yüklerinin ani değişimi durumlarında muhafaza ederler. Bu özellikleri nedeniyle çamaşır makinası ve fan uygulamalarında oldukça tercih edilmektedir [50].

Bu tip motorlarda bobin sargılarının merkezde olması motorun soğutulma işlemini güçleştirmektedir. Dış rotorlu BLDC motorlar, outrunner veya outline BLDC motorlar adıyla da anılmaktadır. Helikopter, uçak v.b. gibi uçan araçlarda, bu tip motorların torklarının daha yüksek, hızlarının ise daha düşük değerlerde olmaları nedeniyle tercih edilmektedir [59].

2.12.2 Disk tipi fırçasız dc motorlar

Çelikten yapılan ve iki yüzeyinden birine mıknatıs yerleştirilen bir disk rotora sahiptir. Rotor mıknatıslarına karşılık olarak statorda da uyarma sargıları mevcuttur. Baskı devre şeklinde imal edilen sargılar da vardır [50]. Şekil 2.71’de disk tipi bir BLDC motor yapısı görülmektedir.

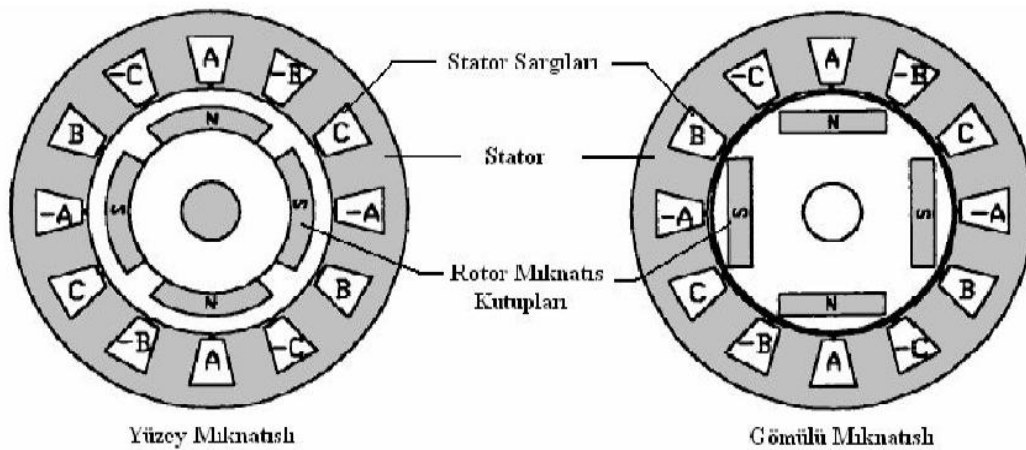


Şekil 2.71: Disk tipi BLDC motoru [50].

Düşük hız uygulamalarında, kapalı çevrim kontrolü ve hız geri beslemesine sahip bir sistem kullanılarak çok yumuşak bir performans elde edilebilir. Kullanıldığı hız değerleri 1000 rpm üzerine çıkarsa, yapısındaki rotor ve stator disk çeliklerinde ısınma sorunu baş göstermektedir. Bunun önüne geçmek için yüksek hızlara çıkıldığında ek tedbirler alınması gerekir. Pek tabii olarak bu da, maliyeti arttıracaktır. Bu sonuçtan yola çıkılarak, disk rotorlu BLDC motorları düşük hız ve güç uygulamaları için tercih etmek doğru bir yaklaşım olacaktır. Eğer, düşük hız fakat buna mukabil yüksek güç aranıyorsa, tercih edilen motor, yüksek kutup sayısına haiz iç rotorlu BLDC motor olmalıdır [50].

2.12.3 İç rotorlu fırçasız dc motorlar

İç rotorlu BLDC motorlar, yapı olarak asenkron ve senkron motorlara çok benzemektedir. Dıştaki stator, tıpkı asenkron motorlarda olduğu gibi endüvi sargıları bulunmaktadır [29]. Şekil 2.72’de İç rotorlu, yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı bir BLDC motorun yapısı verilmiştir.

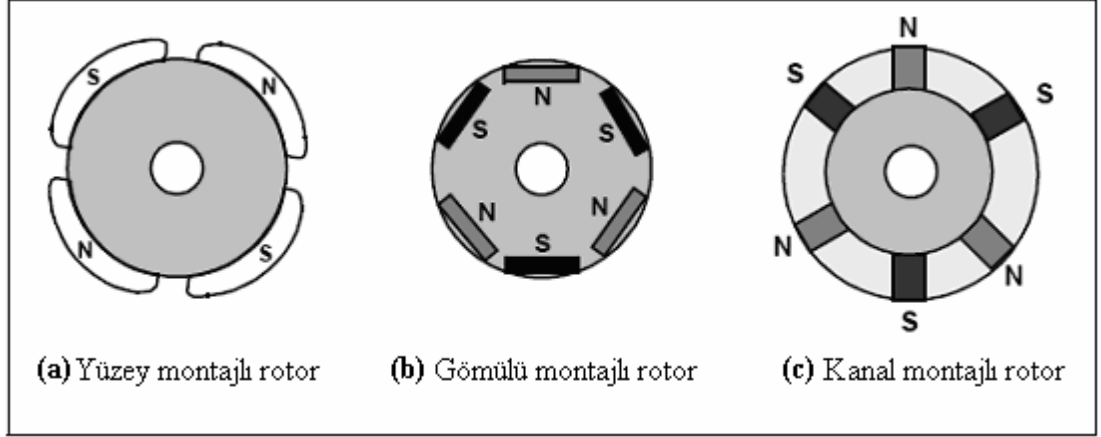


Şekil 2.72: İç rotorlu BLDC motorların yapısı [50].

Bu tip motorlar, dış rotorlu BLDC motor ile mukayese edildiğinde iki dezavantaja sahiptir. Birincisi, yüksek hızlara çıkıldığında rotordaki mıknatısların stabilizasyonunu muhafaza edebilmek için rotordaki montajlarına dikkat etmek gerekir. Montajın sağlamlığının sağlanabilmesi için, yüksek elektriksel direnci olan metal şeritler ile rotorlar sarılırlar. İkincisi, statorun sarımı, seri üretim olarak düşünüldüğünde işçiliği daha zor ve maliyetlidir. Bu dezavantajlarına rağmen, dış rotorlu BLDC motorlara göre sargının dışarıda olması bu tip motorların daha kolay soğumasını mümkün kılar. Bilhassa yüksek performansa haiz hız ve konum kontrolünün gerektiği kompresör ve servo motor uygulamaları için tercih edilmektedir. Geniş bir uygulama alanına sahiptir [29].

İç rotorlu BLDC motorlar, inrunner veya inline BLDC motorlar olarak da anılmaktadır. Hızları, dış rotorlu BLDC motorlara nazaran daha yüksektir. Bununla beraber, dış rotorlu yapıya göre, volt başına tork üretimi daha düşüktür. Dış görüntü olarak, fırçalı DC motorlara benzemektedir. İçte yer alan rotora sahip olması nedeniyle, kullanım kolaylığına sahiptir [59].

BLDC motorlar, mıknatısların rotor yapısına monte edilme şekline göre de sınıflandırılırlar. Şekil 2.73’de bu şekilde sınıflandırılmış rotor çeşitleri görülmektedir.



Şekil 2.73: BLDC motorların rotor çeşitleri [29].

A. Yüzey mıknatıslı, fırçasız DC motorlar:

Rotor dış yüzeyine daimi mıknatısların yerleştirildiği yapıdır. Bu yapı, stator kutuplarına daha yakın bir mıknatıs grubunun olduğu yapı olup, yüksüz durumda daha küçük bir momente sahiptir. Rotorlardaki dış yüzeye tutturulan daimi mıknatıslar, motorun yüksek hızlara çıkmasında parçalanabilme riski vardır. Rotor pozisyonu ile etkin hava boşluğu değiştiğinden dolayı bir miktar endüktans değişimi söz konusudur [15].

B. Gömülü mıknatıslı, fırçasız DC motorlar:

Rotorun iç tarafına, dikdörtgen bir kesite sahip her bir daimi mıknatısın yerleştirildiği bir yapıdır. Kullanımı pek yaygın değildir. Yapısı gereği, motorun yüksek hızlara çıktığı uygulamalar için uygundur. Rotor pozisyonuna bağlı olan endüktans değişimi önem arz etmeyecek derecede küçük bir değerde olan bir yapı biçimidir [15].

C. Kanal mıknatıslı, fırçasız DC motorlar:

En iyi bir rotor tipi olup dikdörtgen kesitlere sahip daimi mıknatısların, rotorun yüzeyine açılmış olan kanallara yerleştirildiği yapı türüdür [15].

2.13 Fırçasız DC Motorların Olumlu ve Olumsuz Yönleri

BLDC motorların olumlu yönleri şunlardır:

- Makine uzunluğu, BLDC motorların kollektör ve fırçalara sahip olmamaları nedeniyle DC ve asenkron makinalara nazaran daha kısadır. Böylece aynı değere sahip moment, daha da küçük endüvi yüzeyi ile elde edilmiş olur. Aynı kazançla, daha yüksek hızlara çıkılarak, yüksek hızlı uygulamalarda kullanılabilme imkânı oluşur ve de atalet (eylemsizlik) momenti de azaltılmış olur [14].
- BLDC motorların hız kontrol olanakları çok iyidir. Asenkron motorlara nazaran, kontrol edilebilen hız aralıkları daha geniştir [14].
- Küçük bir boyuta karşın yüksek bir moment üretebilirler. DC ve asenkron motorlara nispetle BLDC motorların, akım/döndürme momenti, ağırlık/güç olarak daha yüksek oranlara sahiptir [14].
- Fırçalı DC motorların ihtiyaç gösterdiği uyarma akımlarına, BLDC motorlar ihtiyaç göstermezler [14].
- Sağladıkları çalışma ortamı güvenilirdir [14].
- Kolay bir şekilde soğutulurlar [14].
- Sessiz bir çalışma ortamı sağlarlar [14].
- Çok yüksek bir verime sahiptirler. Aynı soğutma ve boyut ile BLDC motorların, asenkron ve DC motorlara nazaran sahip oldukları güç faktörü ve verim daha iyidir. %20 ilâ %50 arasında değişen değerlerde, diğer motorlara nispetle daha fazla çıkış gücüne sahiptir [14].
- Fırçalı DC motorlardaki fırça sistemine sahip olmadığından dolayı, fırçalar nedeniyle oluşan karbon tozlarını içermezler [14].
- Yüksek moment-hacim oranını yani küçük hacimle yüksek moment üretimini sağlar ve bu sayede daha az bakır kullanımı imkânı verirler. DC motorlardaki kollektör ve fırça düzenekleri olmayışı nedeniyle tehlikeli ortamlarda çalışabilme ve bakım gereksinimini azaltma imkânı sağlarlar [46].
- Öteki motorlara nazaran kontrolünün çok kolay olmasının nedeni, motor akımı ile doğrudan orantılı olan bir çıkış momentine sahip olmasıdır [50].

Bütün bu olumlu özelliklere rağmen bazı olumsuz özelliklere de sahiptir:

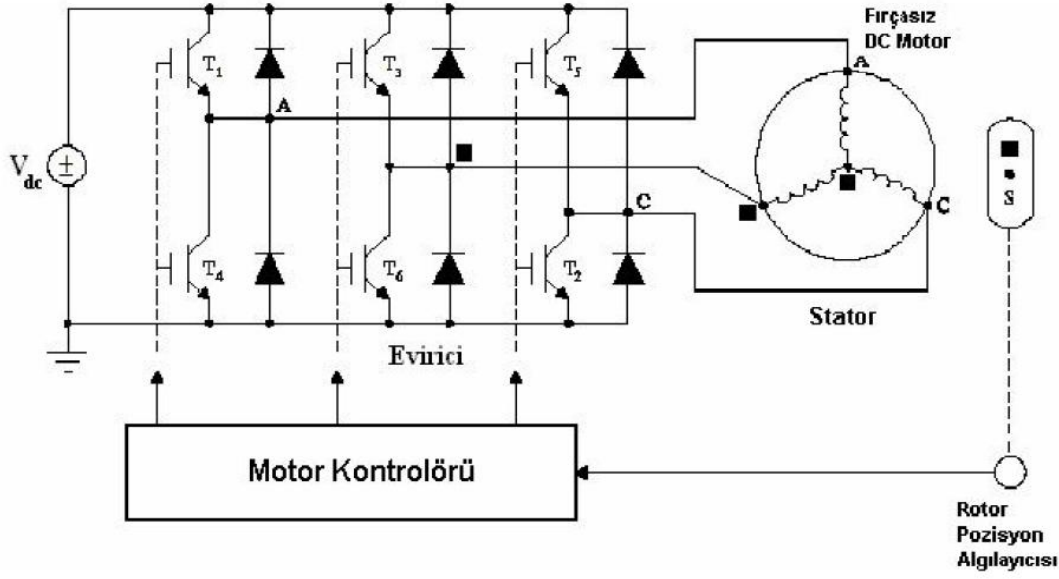
- Harici bir güç elektroniği ve arzu edilen çalışma için rotor konum bilgisi gerekliliği, Alan (Hall) etkili pozisyon sensörlerine olan ihtiyacı söz konusudur. Pozisyon

sensörü kullanılmadığı durumlara algılayıcısız çalışma durumu denir. BLDC'nin algılayıcısız olarak çalışması için birtakım ek algoritmaların kullanılması gereklidir. Bu yöntem de, diğerine göre daha pahalı bir yöntemdir [46].

- Atmosferik ve termik etkiler, daimi mıknatısların uzun süre kullanılmaları neticesinde mıknatısiyet özelliklerinin bozulmasına neden olur [50].
- Daimi mıknatıslı motorların yüksek hızlara ulaşamamasının nedeni, bu motorlar sabit bir uyarma sağlarlar ve mıknatısları arasındaki montaj mekanik gerilim sınırlandırmasına sebep olur [50].
- İnverter hataları, BLDC motorların sürücülerinde oluşabilir. Rotordaki mevcut daimi mıknatıslardan dolayı, inverterde bir kısa devre meydana gelirse, BLDC motorlarda mühim derecede risk teşkil eder. Bunun nedeni, dönmekte olan rotorun her daim enerji vermesi ve sürekli olarak kısa devre olan sargılarda bir emk'ine sebep olmasıdır. Böyle bir durum, bu sargılarda çok büyük değerlerde bir akımın dolaşımına ve bu neticede de oluşan büyük bir momentle motorun durdurulmasına neden olur [50].
- Günümüzde, kontrol tekniklerinin ve teknolojinin düzeyinin ilerlemesi ile BLDC motorlarının kullanımı hem artmış, hem de süregelen dezavantajları da elimine edilmeye doğru yol almıştır [15].

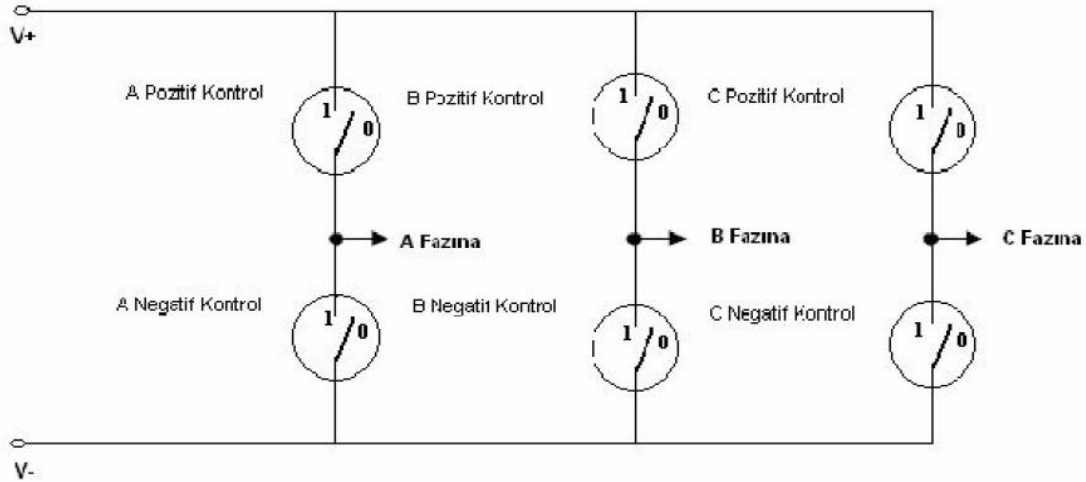
2.14 Fırçasız DC Motorların Çalışma Prensibi

BLDC motor, elektronik komütasyonun gerçekleşebilmesi için rotor pozisyonunun belirlenmesi icap eden, sabit mıknatıslı bir rotora sahip olan, bir nevi senkron motordur. Bir evirici üzerinden beslenen stator sargıları vardır. Evirici bir akım kaynağından beslenir. Rotorun konumu ile senkronize bir şekilde, eviricideki güç anahtarları sırayla anahtarlama yapar. Rotora yerleştirilmiş bir konum algılayıcı ile veya konum algılayıcı kullanılmaksızın yani algılayıcısız bir kontrol algoritmasıyla, hangi güç anahtarının açma veya kapama yapması gerektiği belirlenir [15]. Şekil 2.74'de, rotor pozisyonu geri beslemesine sahip bir BLDC motor sürücü sisteminin klasik kontrol devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.74: Pozisyon geri beslemeli bir fırçasız doğru akım motor sürücü sisteminin devre şeması [42].

Rotor konumunun bilgisi göz önünde tutularak, stator sargılarındaki akım yönü değiştirilir. Bu işlem, Şekil 2.75'deki anahtarlar kullanılarak yapılır.



Şekil 2.75: Sürücü anahtarların bağlanması [7].

Statordaki sargılara uygulanan gerilim ve akımın yönü ile rotordaki dönme hareketi, anahtarların kontrol edilmesiyle sağlanır. Bu şekilde, statordaki sargılarda manyetik alan kutupları oluşturulmuş olur. Statorda ve rotorda oluşan manyetik alan kutupları, zıt işaretli kutupların birbirini çekmesi ve aynı işaretli kutupların birbirini itmesi prensibine göre oluşan etkileşim sonucunda bir dönme momenti meydana gelir. Oluşan bu dönme momentinin büyüklüğü, stator ve rotorda oluşan manyetik alanların şiddetlerine bağlı olarak değişir. Meydana gelen rotor döngüsü sonucunda,

rotor konumu değişir. Değişen yeni konum sensörler tarafından algılanarak işlemciye gönderilir. Bu durum çizelge 2.2’de gösterilmiştir.

Çizelge 2.2: Sensör bilgisine, rotor konumuna tekabül eden anahtar durumları [7].

Konum	Konum açısı (θ)	Alan Etkili (Hall) Sensörler			Anahtar Konumları					
		H1	H2	H3	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
1	$0^\circ \leq \theta < 60^\circ$	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	$60^\circ \leq \theta < 120^\circ$	1	1	0	1	0	0	0	1	0
3	$120^\circ \leq \theta < 180^\circ$	0	1	0	0	0	1	0	0	1
4	$180^\circ \leq \theta < 240^\circ$	0	1	1	0	1	1	0	0	0
5	$240^\circ \leq \theta < 300^\circ$	0	0	1	0	1	0	0	0	1
6	$300^\circ \leq \theta < 360^\circ$	1	0	1	0	0	0	1	1	0

Rotorda oluşan yeni konum işlemci tarafından değerlendirilerek, anahtarların yeni konumları belirlenir. Bu sefer, rotor yeni durumuna göre bir çekme ve itme tesirinde kalır. Hızlı bir şekilde bu anahtarlamaların sürüp gitmesiyle, rotordaki dönme hareketinin devamlılığı sağlanmış olur [15].

2.14 Fırçasız DC Motorların Kontrolü

Kullanım kolaylıkları ve özellikleri açısından, klasik DC motorlar oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptir. Bununla birlikte, bazı ortam koşullarında, bu motorların yapılarındaki fırça ve kollektör (komütatör) yapılarına bağlı olarak çalışmaları birtakım riskler içermesinden dolayı kullanımında azalmalar meydana gelmiştir. Bu yapı nedeniyle bakımların daha sık olması zarureti söz konusudur. Böyle yani fırçalı bir DC motor bir CD veya disket sürücü olarak kullanılırsa, bu kullanım sabit devir sayısı gerektiren bir uygulama olduğundan birtakım aksaklıklar olacaktır. Çünkü, uzun süreli kullanımlarda devir sayısında bir azalma meydana gelecektir. BLDC motor, işte bu gibi durumlar için düşünülmüştür. BLDC motorlarda, fırça ve komütatör yapısının yerini yarı iletkenlerden oluşan bir yapı almıştır. Bu motorlar, fırçalı motorlardan daha fazla hıza, torka sahiptir. Elektriksel gürültü içermeyen ve daha sessiz bir çalışma söz konusudur. Bunların bakım aralıkları daha az ve daha uzun ömürlüdür. BLDC motorların sahip oldukları tüm bu özellikler nedeniyle, günümüzde kullanım alanları oldukça genişlemiştir. Bu olumlu özelliklerinin yanı sıra, mevcut çalışma sistemi yapısı, tam bir kontrol gerektirmektedir [46]. BLDC

motorlarının en verimli bir şekilde kontrolü, bunların kontrolü için kullanılan tüm yöntemlerin yegâne amacıdır [60].

BLDC motorların kontrolünde kullanılan kontrol sistemlerinde, çıkışın istenilen değerlerde elde edilebilmesi için, sistemin girişine uygulanması gereken değerlerin tespit edilmesi gerekir. Sistemde hedeflenen (referans) çıkış değeri ile mevcut sistem çıkış değeri arasındaki fark, hata değeri olarak adlandırılır. Sisteme uygulanacak giriş sinyali, işte bu hatayı en az değere indirebilecek bir değer olarak üretilmelidir. Bu da aynı zamanda, sistem çıkışının değeri ile referans çıkışının değerinin birbiriyle karşılaştırılması demektir. Bu amaçla, gerekli sistem çıkışının bilinebilmesi için algılama elemanlarının kullanımı gerekir [61].

Fırçasız DC motorlarda kullanılan kontrol yöntemleri ile motorun akımı, torku (dönme momenti), rotor konumu ve hızı gibi parametreleri kontrol edilir.

Günümüze değin birçok kontrol yöntemi kullanılagelmiştir. Doğru akım motorlarının hassas olarak hız kontrollerinin yapılabilmesi için, bugüne değin yapay sinir ağları [62], bulanık mantık [63], dalgacık tekniği [50], genetik algoritma [64] olarak adı geçen pek çok yöntem sayılabilir. Ayrıca, adı sayılan bu yöntemlerle birlikte ya da tek başına PID kontrolü de kullanılagelmiştir [65]. BLDC motorların kontrolü günümüzde iki kategoriye ayrılmıştır.

2.14.1 Klasik kontrol yöntemleri

Klasik denetleyiciler kullanılarak yapılan BLDC motorlarının parametrik kontrolleri, klasik kontrol yöntemleri olarak tanımlanmaktadır. Klasik denetleyiciler PI (oransal-integral kontrolü), PD (oransal-türev kontrolü) ve PID (oransal-integral ve türev kontrolü) tipindeki denetleyicilerdir. Klasik denetleyiciler, diğer denetleyicilere nazaran daha basit ve daha ucuz bir yapıya sahiptir. Sanayideki birçok alanda yeteri derecede verimin elde edilmesini sağlamaktadır. Bu özellikleri nedeniyle, günümüzde endüstride yaygın bir kullanıma sahiptir. PI tipi denetleyicilerde, oransal ve integral katsayılarını; PD tipi denetleyicilerde, oransal ve türev katsayılarını; PID tipi denetleyicilerde oransal, integral ve türev katsayılarının ayarlanması suretiyle istenilen çalışma performansları elde edilebilir. Ancak bu tip denetleyicilerin, denetlenecek sistemin modeline gereksinim duymaları ve optimum kazanç değerlerinin deneme-yanılma yöntemiyle belirlenmesi olumsuz yönlerini oluşturur [66]. Klasik denetleyicilerin, ani olarak değişen ve sinüzoidal bir özelliğe sahip olan yüklerdeki performansları düşük olmaktadır [67].

Endüstride, BLDC motorların kontrolünde, çok hassasiyet aranmıyorsa, klasik denetleyici kullanmak doğru bir yaklaşımdır. Çünkü, bu denetleyicilerin maliyeti

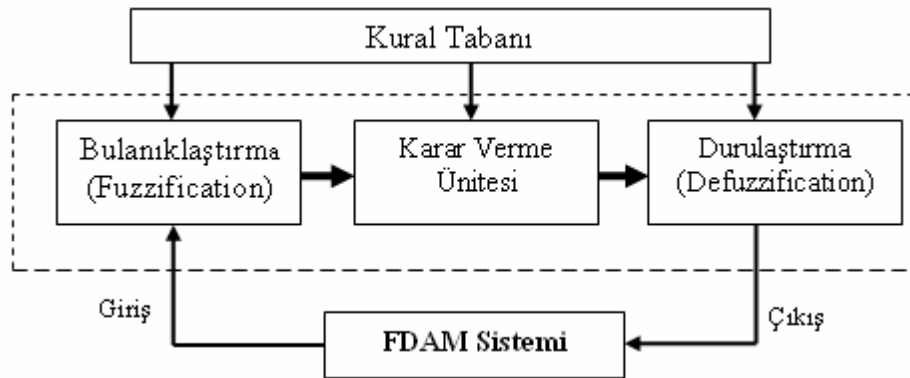
düşük ve yapısı basittir. Endüstride çok hassasiyetin arandığı uygulamalarda ise modern denetim tekniklerini kullanmak daha doğrudur. Çünkü, bu teknikler daha iyi sonuçlar vermektedir. Günümüzde tercih edilen modern denetim teknikleri, bulanık mantık, genetik algoritma, yapay sinir ağları ve sinirsel bulanık denetleyicilerin kullanıldığı teknikler olarak örneklendirilebilir [68].

2.14.2 Modern kontrol yöntemleri

A. Bulanık Mantık:

Klasik denetleyicilerin yeterli hassasiyeti gösteremediği durumlar için tercih edilebilecek en akıllı yaklaşımlardan biri, bulanık mantık denetim yöntemidir. Bulanık mantık denetimi, matematiksel modelin oluşturulamadığı veya oluşturulması esnasında zorluklar yaşanıldığı, insanların tecrübe ve sezgilerine gereksinim duyulması hâllerinin yaşandığı durumlarda ve doğrusal olmayan sistemler için daha olumlu neticeler vermektedir. Bulanık denetleyiciler dilsel ifadeleri kullanırlar. Bulanık denetleyicilerde işlem üç ana basamaktan oluşur:

1. Bulanıklaştırma: Üyelik fonksiyonlarının elde edilmesi işlemidir. Burada, dışarıdan gelen kesin bilgiler, üyelik fonksiyonları cinsinden ifade edilir, yani bulanıklaştırılır.
2. Kural tabanı: Uygun kuralların elde edildiği işlemidir. Bu kurallar, sistemin hakkındaki bilgi ve tecrübelerle istinaden oluşturulur.
3. Durulaştırma: Bulanık sonuç değerleri, durulama yöntemlerinden birini kullanarak tekrar kesin değerler cinsinden ifade edilir ve sistemin ayarlanması yapılır [69]. Şekil 2.76'da bir bulanık denetleyicinin genel yapısı görülmektedir.



Şekil 2.76: Bulanık denetleyici genel yapısı [50].

B. Genetik Algoritma:

Genetik algoritma (Genetic algorithm), fonksiyonların optimizasyonunu, biyolojik sürecin modellenmesi işlemi ile gerçekleştiren evrim algoritmalarıdır. Popülasyonun her bir bireyi, kromozomlar şeklinde temsil edilir. Belirlenmiş kurallar içerisinde, popülasyonun uygunluğunun minimizasyonu ve maksimizasyonu yapılır. Uzun süren çalışmaların neticesinde, bu yöntem ilk kez John Holland (1975) tarafından uygulanmaya başlanmıştır. Genetik algoritmanın üstünlükleri:

- Ayrık ve sürekli olan parametrelerin optimizasyonunu sağlar.
 - Türevsel bilgilere ihtiyaç göstermez.
 - Çalışma için çok sayıda parametre kullanmak mümkündür.
 - Paralel bilgisayarların kullanılmasıyla çalıştırılabilmesi mümkündür.
 - Küresel optimum değeri bulabilmesi mümkündür.
 - Çok sayıda parametrenin en uygun çözümlerini elde edebilmesi mümkündür [70].
- Sisteme ilişkin bir amaç fonksiyonu ve bu fonksiyona bağlı olan sınır şartları, genetik algortmada belirlenmesi gereken ilk işlemlerdir. Buna ilişkin matematiksel ifadenin oluşturulmasından sonra, bu ifade ve sınır şartlarının algoritmaya uyarlanması işlemi gerçekleştirilir. Amaç fonksiyonun belirlenmesinde parametre sayısının artırılması daha da gerçekçi bir optimizasyonun yapılmasını sağlar [70].

Biyolojideki genleri, genetik algoritma parametreleri temsil eder. Kromozom, parametrelerin toplu olarak oluşturduğu kümedir. Her yeni nesil, rasgele olarak bilgi değişimiyle ve diziler içerisinde hayatta kalanların birleştirilmesiyle oluşturulur [71].

Genetik algoritmalar çalışması esnasında Şekil 2.77'deki işlem sırasını takip ederler.

Bir genetik algortmada üç ana operatör vardır. Bunlar; seçme, çaprazlama ve mutasyondur. İlk nüfus genelde rasgele oluşturulur. Bir nesildeki dizilerden, bir bölümü bir sonraki nesle aktarılıp, bir bölümü de aktarılamayıp yok olur. Seçim mekanizmaları, hangi dizilerin bir sonraki nesle aktarılacağına rol oynar. Çaprazlama, en önemli genetik operatör olup, yapı bloklarının tekrar birleştirilmesinden ve karıştırılmasından mesuldür. Çaprazlama, iki kromozomdan belirli noktaların yer değiştirmesidir. Böylece, yeni çözümler oluşturmada kilit rol oynar. Şöyle ki; bir çözümün bir bölümünü, diğer bir çözümle değiştirir. Yeni tohumlar bu şekilde meydana gelir. Mutasyon, genetik değişim sağlayan bir operatördür. Bir nesilden bir sonraki nesle kopyalama esnasında, rasgele başkalaşım lar genlere aktarılır. Mutasyon, ender olarak da olsa iyi bireylerin yok

olmasına sebep olur ki; genetik algoritma içerisinde elitizasyon yapısı yerleştirilmiştir. Bu yapı, en iyi bireylerin bir sonraki nesle aktarılmasını sağlar [72].

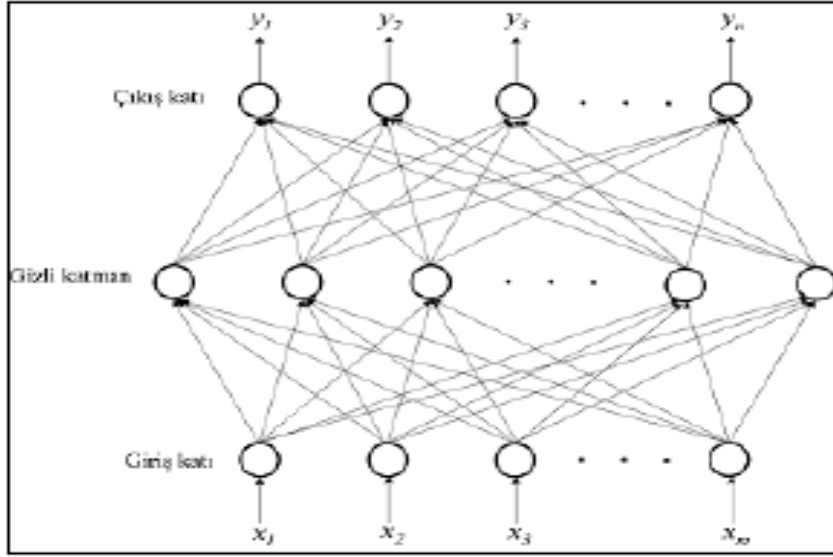


Şekil 2.77: Genetik algorithmadaki işlem sırası [70].

C. Yapay Sinir Ağları:

Yapay sinir ağları (Artificial Neural Networks), matematiksel modeli tanımlanamayan ya da çok zor tanımlanabilen sistemlerin çözümünde kullanılabildiği gibi; ayrıca belirli olmayan, verileri eksik olan ve gürültülü sistemlerin çözümünde de kullanılabilir [73]. Literatürde birçok yapay sinir ağı yapısı mevcut olup fakat en çok kullanılanı çok katlı perseptron (ÇKP) modelidir [74]. Şekil 2.78'de çok katlı bir perseptron yapısı görülmektedir.

Bir ÇKP, bir adet giriş ve çıkış katmanı ile bir veya birden fazla ara katmandan ibarettir. Katlardaki elemanlar nöronlardır. Ara katta bulunan her bir nöronun çıkış değeri, kendine bağlı olan girişler ve o girişlerin bağlantılı ağırlıkları ile çarpım sonuçlarının toplamına eşittir. Çıkışın toplam bir fonksiyonu olarak, elde edilen bu toplam hesaplanabilir [75].



Şekil 2.78: Birçok katlı perseptron modeli [75].

Burada oluşan fonksiyon bir eşik, sigmoid veya hiperbolik tanjant fonksiyonudur. Diğer katlarda yer alan nöronların çıkış değerleri de aynı biçimde hesaplanır. Ağın çıkışı ile istenen çıkış arasında ortaya çıkan fark hata olup; hata kabul edilebilir seviyeye (minimum seviye önceden belirlenir) ininceye kadar ağın ağırlıkları değiştirilir ve tekrar geriye doğru yayılır. Bu olay, kullanılan eğitime algoritmasına göre yapılır. Yapay sinir ağlarında kullanılan çok sayıda eğitime algoritması mevcuttur [75].

D. Sinirsel Bulanık Denetleyiciler:

Lineer olmayan fonksiyonlara belirlenen bir eğitim işlemlerinden sonra öğrenme ve genelleme yetenekleri katması ile paralel bilgi işleyebilmesi yapay sinir ağlarının üstünlükleri arasındadır. Alışlagelen lojik işlemlerin dışında ara değişkenlerin kullanılması ile uzman bilgisini sistemlere katarak çıkarım (dedüktif çıkarım) yapabilmesi gibi özellikler de bulanık mantığın üstünlükleri arasındadır. Bu iki yöntemin üstünlüklerinin birleştirilmesi amaçlanarak sinirsel bulanık ağ ya da bulanık sinirsel ağ yapıları meydana getirilmiştir. Bu iki ağ yapısı, literatürdeki birtakım çalışmalarda aynı anlam verilmesine karşın, genel olarak farklılık taşımaktadır. Şöyle ki; bulanık sinirsel ağ yapılarının fonksiyonları, yapay sinir ağları fonksiyonlarının bulanık mantık fonksiyonları tarafından yürütülmesi prensibiyle gerçekleşir. Sinirsel bulanık ağ yapılarının fonksiyonları ise, bulanık mantık fonksiyonlarının yapay sinir ağları fonksiyonları tarafından yürütülmesi prensibiyle gerçekleşir. Günümüzde ise, genel olarak, içerisinde sinirsel bulanık ağ yapılarını barındıran sinirsel bulanık denetleyiciler kullanılmaktadır. Bulanık mantık ile yapay

sinir ağlarının kullanıldığı tüm sahalarda, bilhassa lineer olmayan sistemlerin kontrolünde sinirsel bulanık denetleyiciler kullanılabilmektedir. Bu doğrultuda, parametre değişimlerinin belirlenmesi, moment ve akının kestirimi, konum ve hız kontrolünde sinirsel bulanık denetleyicilerin kullanımı mümkündür [76].

E. Dalgacık Tekniği:

Zaman domeni ile frekans domeninde durağan niteliğe sahip olmayan işaretlerin analizlerini yapabilmek dalgacık teorisi ile mümkündür. Dalgacık teorisinin bu özelliği nedeniyle görüntü işleme alanında pek yaygın bir biçimde kullanılmaktadır. BLDC motorlarındaki kullanımında ise, dalgacık konusunda yararlanılan Fourier Dönüşümü'nün kullanılmasıyla parametrelerin frekans domenindeki dönüşümleri gerçekleştirilir. Yine dalgacık konusundaki alçak, yüksek geçiren filtre işlemleri, Daubechies Filtreleme işlemleri v.b. kullanılarak BLDC motorlarının komütasyon anları tespit edilir. Başka bir deyişle, rotor pozisyonu belirlenir [50].

2.15 Fırçalı ve Fırçasız DC Motorların Karşılaştırılması

Aşağıda çizelge 2.3'de, BLDC ve BDC motorların karşılaştırılması yapılmıştır.

Çizelge 2.3: BLDC ve BDC motorların karşılaştırılması [77].

Özellik	BLDC Motor	BDC Motor	BLDC Motorun Avantajları
Komütasyon	Rotor pozisyon bilgisine dayalı elektronik komütasyon	Mekaniki fırçalar ve kollektör	Mekaniki organlar yerine konumlandırılan elektronik anahtarlar
Verimlilik	Yüksek	Orta	Elektronik organlardaki gerilim düşümü fırçalardan daha küçüktür
Bakım	Az/Hiç	Periyodik	Fırça ve kollektör bakımı yok
Isıl performans	Daha iyi	Zayıf	Sadece armatür sargıları ısı üretir. Armatür sargıları BLDC motorda statordadır ve burası motorun dışıdır. Bu durum, armatür sargıları rotora yerleştirilmiş BDC motorlara göre, ısının daha iyi yayılmasını sağlar.
Çıkış gücünün çerçeve boyutuna oranı	Yüksek	Orta/Düşük	Modern kalıcı mıknatıslar nedeniyle rotor kayıpları yok

Hız/Tork karakteristikleri	Düz	Orta düzlükte	Faydalı torku azaltacak fırça sürtünmesi yok
Dinamik cevabı	Hızlı	Yavaş	Kalıcı mıknatıslardan dolayı daha düşük rotor ataleti (eylemsizliği)
Hız aralığı	Yüksek	Düşük	Fırçaların ya da kollektörün neden olduğu mekaniki sınırlama yok
Elektriksel gürültü	Düşük	Yüksek	Gürültü üretecek fırçalardan kaynaklanan ark, elektromanyetik girişimin sebep olduğu gürültü yok
Ömür	Uzun	Kısa	Fırçalar ve kollektör yok

3. YABANCI UYARTIMLI VE FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ MATEMATİKSEL MODELLERİ İLE MATLAB/SIMULİNK ORTAMINDA SİMÜLASYONU

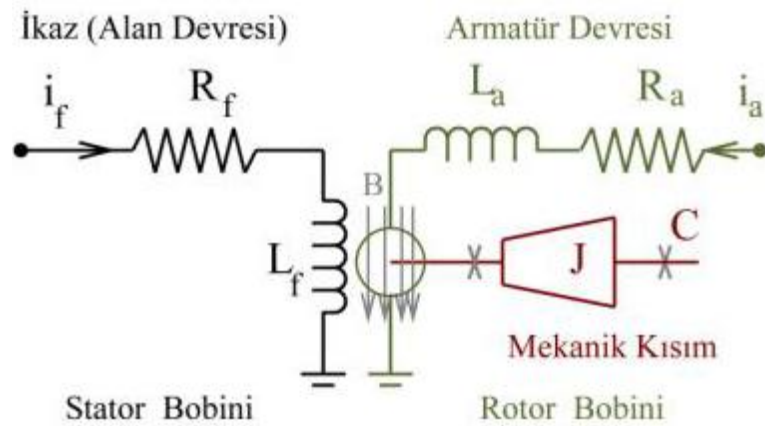
3.1 Giriş

Bu bölümde birinci olarak; yabancı uyartımlı DC motorların ikaz kontrollü ve armatür kontrollü olmak üzere ayrı ayrı matematiksel modelleri elde edilmiş, matematiksel modellerine dayalı olarak matlab/simulink modelleri elde edilip simülasyonları yapılmış ve sonuçları kaydedilmiş, kararlılık analizleri yapılmış, daha sonra elde edilmiş modellere PI kontrolörler ekleyerek tekrar matlab/simulink modelleri elde edilip simülasyonları yapılmış ve bunların da sonuçları kaydedilmiştir.

İkinci olarak; BLDC motorun matematiksel modeli elde edilmiş, PI kontrolörler kullanılarak matlab/simulink modeli elde edilmiş, simülasyonu yapılmış ve sonuçları kaydedilmiştir.

3.2 Yabancı Uyartımlı DC Motorun Matematiksel Modellemesi ve Simülasyonu

Yabancı uyartımlı DC motorda, lineer bir model oluşturulabilmesi için, fırçalarda meydana gelen voltaj düşümleri, manyetik histerezis etkileri v.b. gibi lineer olmayan etkilerin ihmal edilmesi gerekir. Şekil 3.1'de yabancı uyartımlı DC motorun eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Yabancı uyartımlı DC motor eşdeğer devresi [78].

Bu motorlarda, alan (ikaz) sargılarından geçirilecek akım, rotor sargılarında bir manyetik alan oluşturur. Oluşan bu manyetik alanı $\emptyset$ manyetik akısı ifade eder. Bu akı, alan akımı (i_f) ile alan sargı bobininin özelliklerine göre değişen bir katsayının (K_f) çarpımına eşittir. Yani;

$$\emptyset = K_f i_f \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilir. Rotor, bu manyetik alan içerisinde bulunurken, sargılarından akım geçirildiğinde, sargısında manyetik kuvvet çifti oluşmasına ve bunun sonucunda da, dönme olayı yaratacak bir tork (T_m) etkisinin oluşumuna sebebiyet verir [78].

Yabancı uyarımlı bir DC motorda kontrol; ya armatür akımı sabit tutulup ikaz devresine uygulanan gerilimin değiştirilmesiyle (ikaz kontrolü), ya da ikaz akımı sabit tutulup armatür devresine uygulanan gerilimin değiştirilmesiyle (armatür kontrolü) gerçekleştirilir [78].

Bu çalışmada, yabancı uyarımlı DC motorun modelleme, simülasyon ve kontrolleri iki ayrı biçimde incelenmiştir. Birinci olarak, motorun ikaz kontrollü olan modeli; ikinci olarak da armatür kontrollü olan modeli ele alınmıştır.

3.2.1.1 Yabancı uyarımlı dc motorun ikaz kontrollü olarak matematiksel modellemesi, simülasyonu ve sistemin kararlılığının kontrolü

Matematiksel modelinin elde edilmesi:

İkaz (alan) kontrolünde, armatür akımı sabit tutulup alan sargısına uygulanan gerilimin değiştirilmesi suretiyle ikaz akımı değiştirilir. Yani bu durumda; $i_a(t) = i_a = \text{sabit}$ ve $V_f = V_f(t)$ olacaktır [78].

Motor torku $T_m(t)$,

$$T_m(t) = K_1 \emptyset i_a(t) \quad (3.2)$$

şeklindedir. Bu denklemde $\emptyset$ yerine 4.1 nolu denklemde verilen eşiti yazılırsa;

$$T_m(t) = K_1 K_f i_f(t) i_a(t) \quad (3.3)$$

elde edilir. Armatür akımı sabit olduğundan;

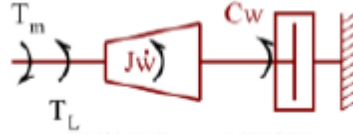
$$T_m(t) = (K_1 K_f i_a) i_f(t) = K_m i_f(t) \quad (3.4)$$

olarak elde edilir. K_m ifadesi, motor sabiti olarak tanımlanır. İkaz devresine ait gerilim eşitlikleri yazılarak;

$$V_f(t) = R_f i_f(t) + L_f \frac{di_f}{dt} = R_f i_f(t) + L_f \dot{i}_f(t) \quad (3.5)$$

elde edilir [26].

Motor torku, motor milini döndürmeye çalışır. Sistemde başka amaç ile yük olarak bağlanmış sistemler ya da frenleme varsa, motor milindeki tüm bu etkiler net moment (T_L) etkisini oluştururlar. Net moment ve şaftın döndürdüğü kütlelerin ataletleri ile yatakların neden olduğu viskoz sönüm etkileri mildeki dönme hareketinin karakteristiğinin belirlenmesini sağlar. Bu mekanik sistem şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2: Yabancı uyarımlı DC motorda mekanik sistem [78].

Motor mekanik sistemini açıklayan ifade;

$$T_m(t) - T_L(t) = J\dot{\omega}(t) + C\omega(t) \quad (3.6)$$

şeklinde [78]. Burada; J rotorun eylemsizlik (atalet) momenti, C mekanik sistemin sönüm oranı olarak tanımlanır [20].

3.5 denklemin Laplace dönüşümü yapılarak ifade edilirse;

$$V_f(s) = R_f i_f(s) + L_f s i_f(s) \quad (3.7)$$

elde edilir. 3.7 denkleminden $i_f(s)$ çekilirse;

$$i_f(s) = \frac{V_f(s)}{R_f + L_f s} \quad (3.8)$$

denklemini elde edilir. 3.8 denkleminden elektriksel sistem;

$$G_E(s) = \frac{i_f(s)}{V_f(s)} = \frac{1}{R_f + L_f s} \quad (3.9)$$

şeklinde elde edilir.

Mekanik sistem ifadesi için, 3.6 denklemin Laplace dönüşümü yapılarak;

$$T_m(s) - T_L(s) = J s \omega(s) + C \omega(s) \quad (3.10)$$

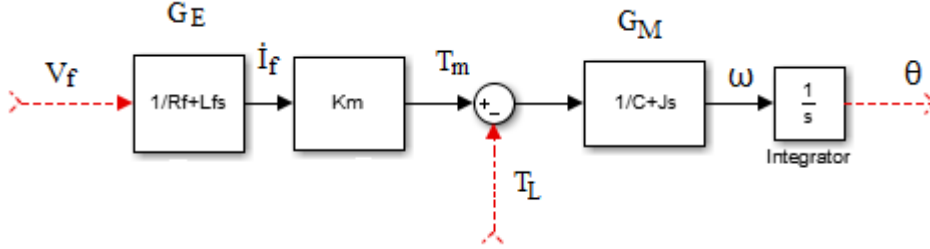
elde edilir. 3.10 denkleminden mekanik sistem;

$$G_M(s) = \frac{\omega(s)}{T_m(s) - T_L(s)} = \frac{1}{J s + C} \quad (3.11)$$

şeklinde elde edilir. 3.4 nolu denklemin Laplace dönüşümü;

$$T_m(s) = K_m i_f(s) \quad (3.12)$$

şeklindedir. Bulunan tüm ifadeler yani elektriksel ve mekanik sistemi ifade eden denklemler birlikte değerlendirilerek -şekil 3.3’de de gösterilen- sistemin blok diyagramı elde edilir.



Şekil 3.3: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun blok diyagramı [78].

Şekil 3.3’de gösterilen blok diyagrama göre motorun açısal hızı;

$$\omega(s) = G_E(s)G_M(s)K_m V_f(s) - G_M(s)T_L(s) \quad (3.13)$$

şeklindedir. $G_E(s)$ ve $G_M(s)$ ifadelerinin 3.9 ve 3.11 denklemlerinde verilen eşitleri yerine konulduğunda;

$$\omega(s) = \frac{K_m}{(R_f + L_f s)(J s + C)} V_f(s) - \frac{1}{J s + C} T_L(s) \quad (3.14)$$

eşitliği elde edilir. Dış (yük) torkun etkisi yani $T_L(s)$ ihmal edilirse, açısal hızın giriş gerilimine bağlı değişimini veren transfer fonksiyonu;

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_f(s)} = \frac{K_m}{(R_f + L_f s)(J s + C)} \quad (3.15)$$

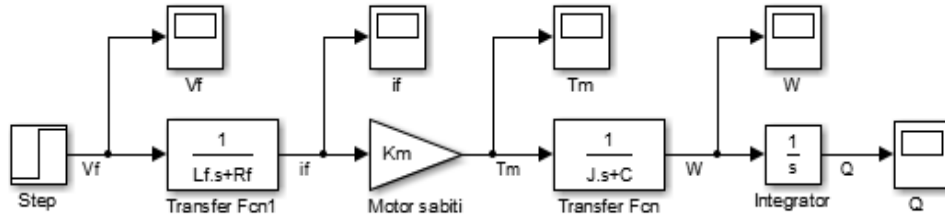
şeklinde elde edilir [78].

Simülasyonu:

Simülasyon için seçilen yabancı uyarımlı DC motorun parametrik değerleri, $L_f = 25.5 \text{ H}$, $R_f = 233 \Omega$, $J = 0.0017 \text{ kgm}^2$, $K_m = 1.9469 \text{ Nm/A}$, $B_m(C) = 0.0025 \text{ Nms}$ ’dir [79].

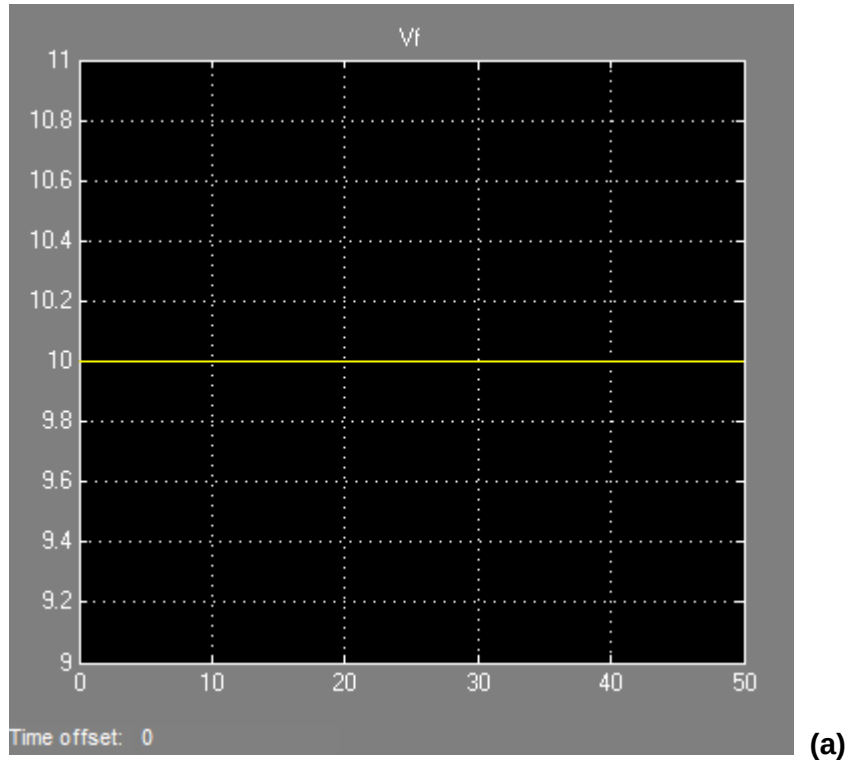
Yük torku ihmal edilerek oluşturulan simulink model şekil 3.4’de gösterilmiştir. Simulink modelinde, V_f olarak 10 V step giriş kullanılmıştır. Simülasyonda, model konfigürasyon parametreleri için: diagnostics ayarları içerisindeki seçeneklerden, “automatic solver parameter selection” seçeneği “none” olarak; solver ayarları içerisindeki seçeneklerden, simülasyon stop zamanı 50.0, çözüm seçenekleri (solver options) kısmında değişken adım (variable-step), solver olarak da “ode 45 (Dormand-Prince)” seçilmiş olup bu yöntem çoğu problemlerin çözümünde ilk tercih edilen çözüm yaklaşımıdır. “Ode 45” birinci dereceden diferansiyel denklemleri

çözmek için kullanılan integrasyon algoritmasıdır [80]. Simülasyondan önce, şekil 3.4’de oluşturulan modelin, “File” menüsü içerisindeki “model properties” komutu seçilerek, açılan pencerede “Callbacks” menüsü altında bulunan “Model initialization function” kısmına modelde kullanılan sabit parametrelerin değerleri girilmiştir. Matlab yazılımında zaman birimi saniye olup çıkan sonuçlardaki zaman değerleri saniye cinsindendir. Simülasyon modelinde gösterilen Q , motor çıkış açısı olup, motorun lineer hızı [26] olarak da anılmaktadır.



Şekil 3.4: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modeli.

Şekil 3.4’deki simulink modelinin yapılan simülasyonunda elde edilen sonuçlar, şekil 3.5.a.b.c.d.e’de gösterilmiştir. Sonuçlar için scope ayarlarında, otomatik ölçekleme (auto scale) seçeneği seçilmiştir.



V_f için;

Yükselme zamanı (rise time)=0;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0;

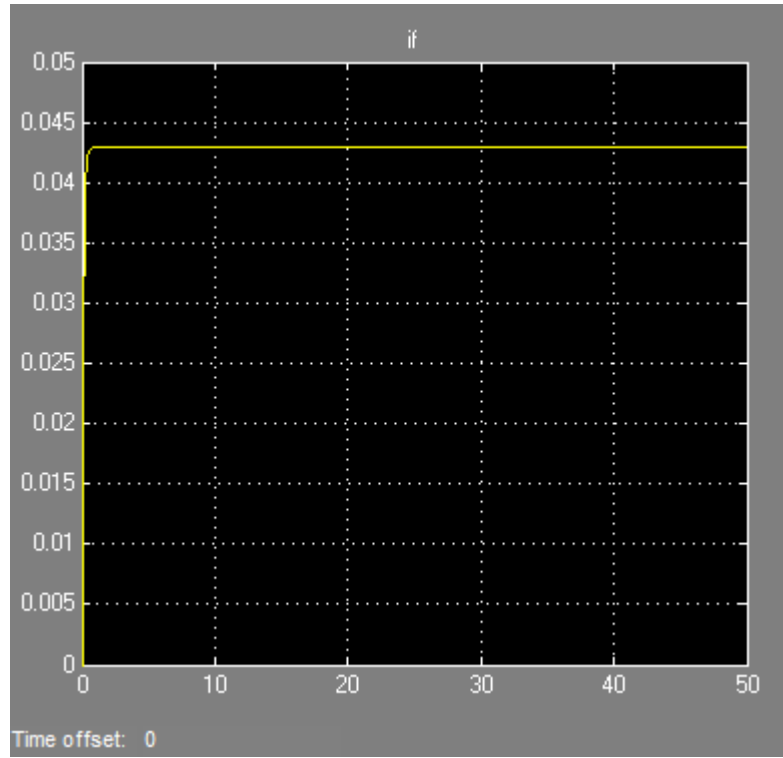
Minimum yerleşme (settling min)=10;

Maksimum yerleşme (settling max)=10;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0;

Tepe noktası (peak)=10;

Tepe zamanı (peak time)=0.



(b)

i_f için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,2489;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0,4400;

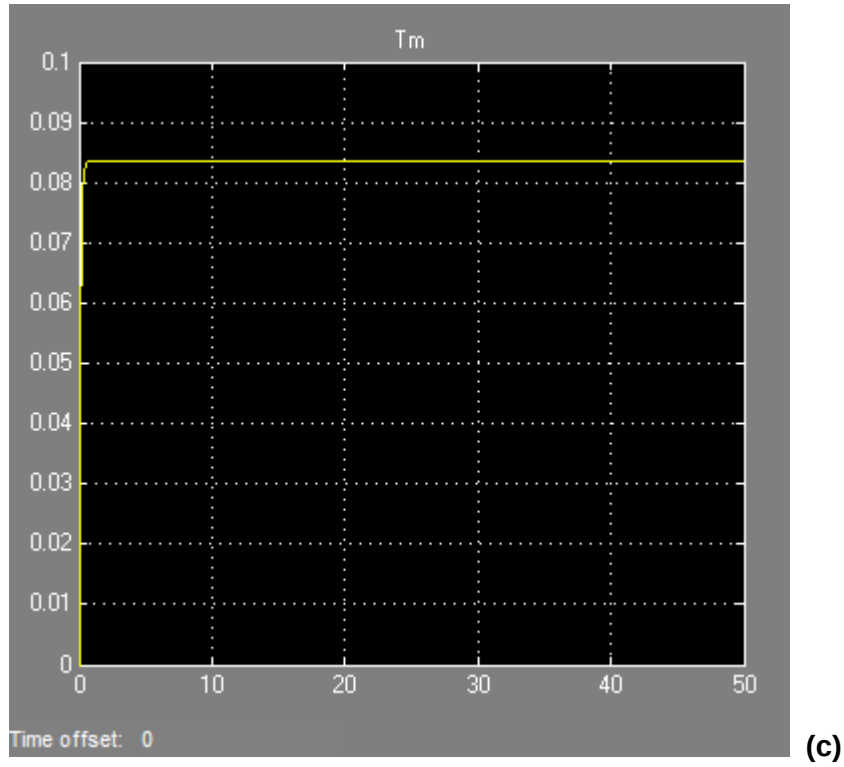
Minimum yerleşme (settling min)=0,0398;

Maksimum yerleşme (settling max)=0,0429;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0,0218;

Tepe noktası (peak)=0,0429;

Tepe zamanı (peak time)=1,2355.



T_m için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,2489;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0,4400;

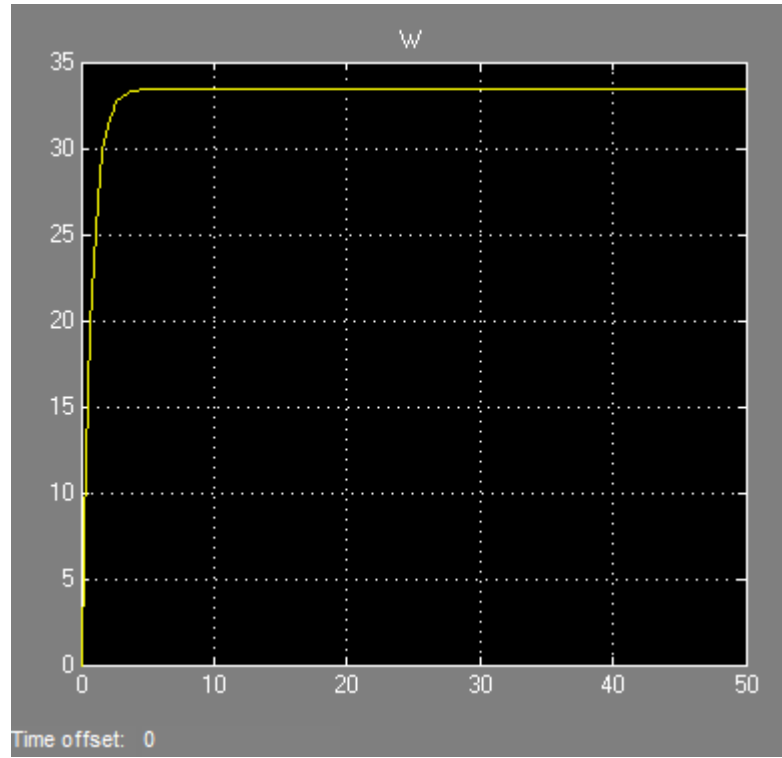
Minimum yerleşme (settling min)=0,0774;

Maksimum yerleşme (settling max)=0,0836;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0,0218;

Tepe noktası (peak)=0,0836;

Tepe zamanı (peak time)=1,2355.



(d)

ω için;

Yükselme zamanı (rise time)=1,5456;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=2,7990;

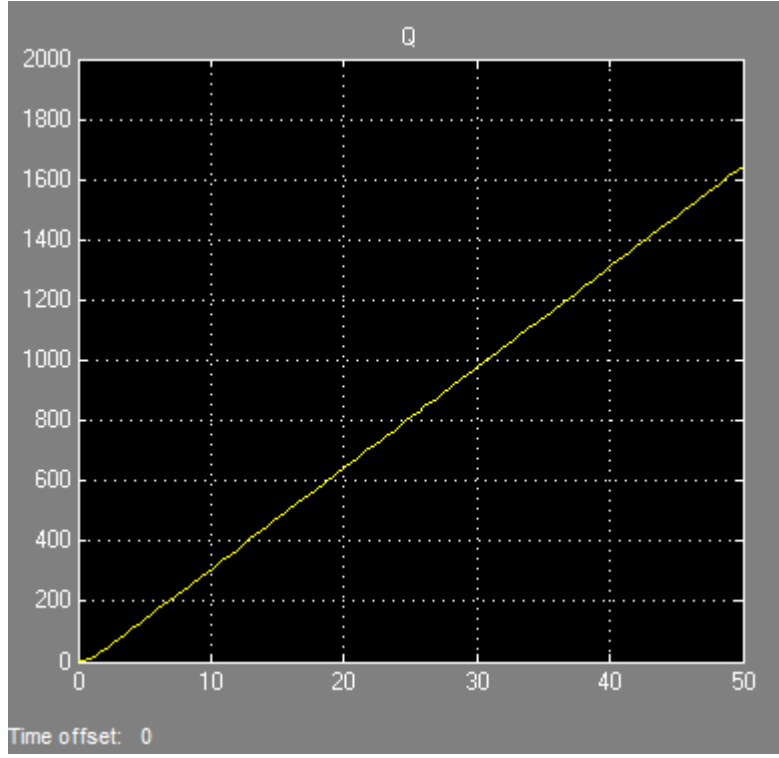
Minimum yerleşme (settling min)=31,6534;

Maksimum yerleşme (settling max)=33,4299;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0,0143;

Tepe noktası (peak)=33,4299;

Tepe zamanı (peak time)=13,7569.



(e)

Q için;

Yükselme zamanı (rise time)=39,3686;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=49,0158;

Minimum yerleşme (settling min)=1,4855e+03;

Maksimum yerleşme (settling max)=1,6448e+03;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0;

Tepe noktası (peak)=1,6448e+03;

Tepe zamanı (peak time)=50.

Şekil 3.5.a.b.c.d.e: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simülasyon sonucu grafikleri.

Sistemin Kararlılığının Kontrolü:

3.15 denklemi ile ifade edilen transfer fonksiyonunda, örnek alınan yabancı uyarımlı DC motorun parametrik değerleri yerleştirildikten sonra ortaya çıkan ifade, Routh-Hurwitz Kararlılık Analizi'ne göre test edilmiştir. Transfer fonksiyonuna parametrik değerler yerleştirildiğinde;

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_f(s)} = \frac{K_m}{(R_f + L_f s)(J s + C)} = \frac{1,9469}{(233 + 25,5s)(0,0017s + 0,0025)} = \frac{1,9469}{0,04335s^2 + 0,45985s + 0,5825}$$

elde edilir. Buradan;

Karakteristik denklem $= Q(s) = 0,04335s^2 + 0,45985s + 0,5825$ şeklinde oluşur. Bu karakteristik denkleme ait oluşturulan Routh-Hurwitz Tablosu çizelge 3.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun karakteristik denklemine ait Routh-Hurwitz Tablosu.

s^2	0,04335	0,5825	0
s^1	0,45985	0	0
s^0	0,5825	0	0

Karakteristik denklemdeki bütün katsayıların sıfırdan farklı oluşu ve çizelge 3.1'den görüleceği üzere birinci sol sütundaki sayıların tümünün pozitif işaretli olması nedeniyle sistem kararlıdır.

3.2.1.2 Yabancı uyarımlı dc motorun ikaz kontrollü olarak çalıştırılmasında pi kontrolör kullanarak hız ve tork kontrolünün gerçekleştirilmesi

PI Kontrolörü:

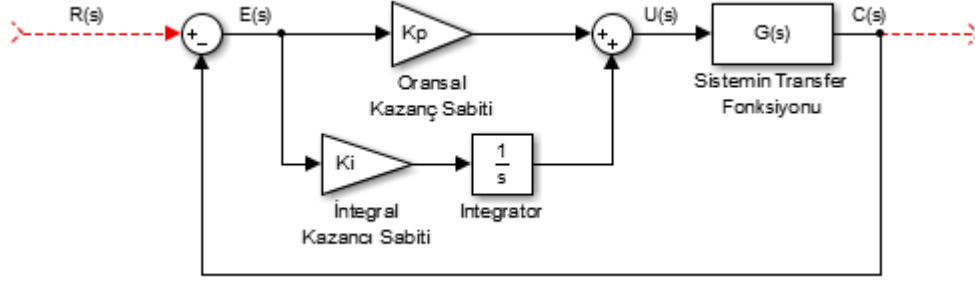
PI kontrolör, endüstriyel uygulamalarda oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Basit yapısı, kolay anlaşılabilirliği ve kolay kullanımı ile kesin bir kontrol sağlamaktadır. Oransal (P=Proportional) ve integral (I=Integral) sabitlerinin ayarlanmasıyla, hız kontrol işlemi, geniş sınırlar içerisinde, düşük maliyetle ve kısa zamanda gerçekleştirilebilmektedir. Kontrol işlemi, bir oransal ve integral kontrolörü işleminin birleşiminden oluşur. Bunu tanımlayan ifade;

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3.16)$$

şeklindedir. Bu denklemde; $u(t)$ aktive edilen sinyal, $e(t)$ hata sinyali, K_p oransal kazanç sabiti, K_i integral kazanç sabiti olarak adlandırılır. 3.16 nolu denklemin Laplace dönüşümü olarak ifadesi ise;

$$U(s) = K_p E(s) + K_i \frac{E(s)}{s} \quad (3.17)$$

şeklindedir. Transfer fonksiyonu belirlenmiş bir sistemin PI kontrolörü (denetleyicisi) ile yapılan kontrolünün blok diyagramı şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6: Bir sistemin PI kontrolü işleminin blok diyagramı [25].

$C(s)$, $R(s)$ referans giriş için geri beslemedir. Geri besleme, hız veya pozisyon türünde olabilir. $E(s)$, $R(s)$ ve $C(s)$ arasındaki farktır. K_p ve K_i değerlerinin artırılmasıyla, hata sinyali ortadan kaldırılabilir [25].

İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI Kontrolörü ile Denetimi:

Şekil 3.4'de oluşturulan ikaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modeline PI kontrolörü eklenebilir. Bu modelin tam bir kontrolünün sağlanması için iki adet PI kontrolörü eklenmelidir. Birinci PI kontrolörü hız denetimi (kontrolü) için; ikinci PI kontrolörü ise, akım denetimi için kullanılır. PI kontrolörler, elektrik zaman sabitine oranla, mekanik zaman sabitini daha çok göz önünde bulundurur [26].

Motorlarda elektrik zaman sabiti;

$$\tau_e = \frac{L}{R} \quad (3.18)$$

şeklinde ifade edilir. Mekanik zaman sabiti ise;

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (3.19)$$

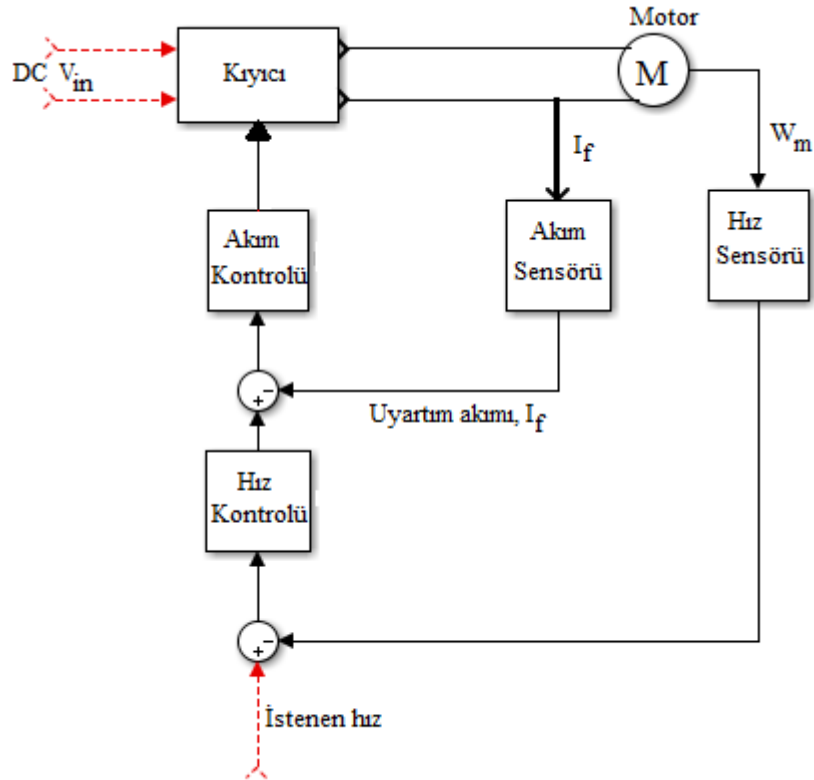
şeklinde ifade edilir [81].

Motorlarda, elektrik zaman sabiti ile mekanik zaman sabiti karşılaştırıldığında, mekanik zaman sabiti, elektrik zaman sabitine nispetle bir hayli büyüktür. Bundan dolayı, motor endüvisi için akım kontrolü gereklidir. Bir de, motor hızı sıfırdan başladığında, maksimum hata oluşacaktır ve bunun üzerine verilen maksimum voltaj sonucu, başlangıç anında büyük bir akım akışı meydana gelecektir. Motorun ilk kalkışı esnasında, motorda oluşan zıt emk sıfıra eşit olduğundan, motor akımı maksimum limitlere uzanacak ve bu da motor sargılarına zarar verecektir. Motora akım kontrolörünün uygulanmasıyla, V_{in} motora uygulanan voltaj, sadece hız hatasına veya sadece akım hatasına bağımlı olmayacaktır. Her ikisi ile de, ilişkili olacaktır. Yani hem hız hatasına, hem de akım hatasına bağımlı olacaktır.

Böylelikle, hız kontrol ve akım kontrol olmak üzere iki çeşit motor kontrol döngüsü olacaktır [26].

Şekil 3.7’de motorun tam kontrolü için yapılan iç ve dış döngüler görülmektedir. Burada motor torku, I_f akımı tarafından kontrol edilip iç akım kontrol döngüsü ile regüle edilmektedir. Motor hızı ise, bir harici döngü tarafından kontrol edilir. Bu döngünün çıkışı, akım kontrol döngüsü için referans akım girişini oluşturur. K_s kazancı ile ifade edilen akım sensörü, I_f akımının ölçümü için kullanılır. K_{tach} kazancı ile ifade edilen hız sensörü ise, açısal hızın ölçümü için kullanılır [26].

Bir kıyıcı (chopper), yüksek hızda “açık” veya “kapalı” anahtarlama yapan bir yarı iletken anahtardır. Kıyıcı, sabit DC giriş geriliminden, değişken DC çıkış gerilimi üretir. Çalışma prensibi, darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation “PWM”) esasına dayanır. Çalışması esnasında, zaman gecikmesi yoktur. Bundan dolayı kıyıcı, şekil 3.8’de K_c ile gösterilen sabit bir kazanç parametresi ile temsil edilmiştir [26].



Şekil 3.7: Motor kontrolünde iç ve dış döngülerin blok diyagramı [26].

Hız denetimi için kullanılan PI kontrolörünün geri beslemesinde takometreler kullanılır. Takometreler, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirirler. Bunlar, giriş mili açısal hızının genliği ile orantılı bir gerilim üreten, bir nevi üreteç olarak çalışan

cihazlardır. Doğru akım takometreleri kontrol sistemlerinde, millerin hızlarını belirlemek ve kaydetmek ya da hız kontrolü için hız geri beslemesi ile kararlılığı arttırmak için kullanılır. Takometre çıkış gerilimi, istenen referans hıza tekabül eden referans gerilimle karşılaştırılır. İkisi arasındaki fark yani hata gerilimi PI kontrolörüne uygulanır. Takometrenin çıkış gerilimi e_t , motor açısal hızı $\omega_m(t)$ ve takometre katsayısı K_{tach} ile orantılıdır. Yani;

$$e_t = K_{tach}\omega_m(t) \quad (3.20)$$

olarak ifade edilir [82].

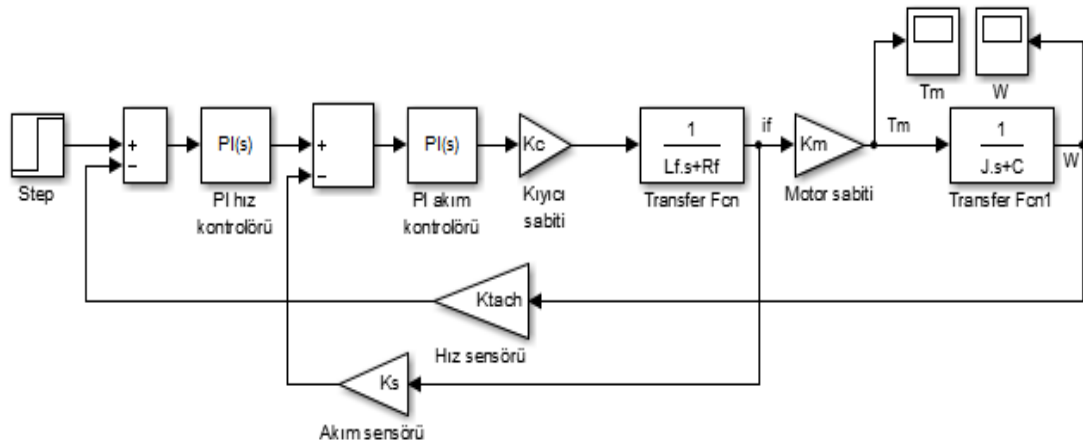
Akım denetimi için kullanılan ikinci PI kontrolörü, motorun ilk kalkış esnasında çekeceği akımın sargılara zarar vermemesini sağlar. Yani, pik değerlerini sınırlar.

Kullanılan hız ve akım kontrolörleri, kalıcı hal hatasını neredeyse ortadan kaldırır, yani minimize eder. Geçici durum süresini uzatır, ancak maksimum aşım değerlerini azaltır.

Simülasyonu:

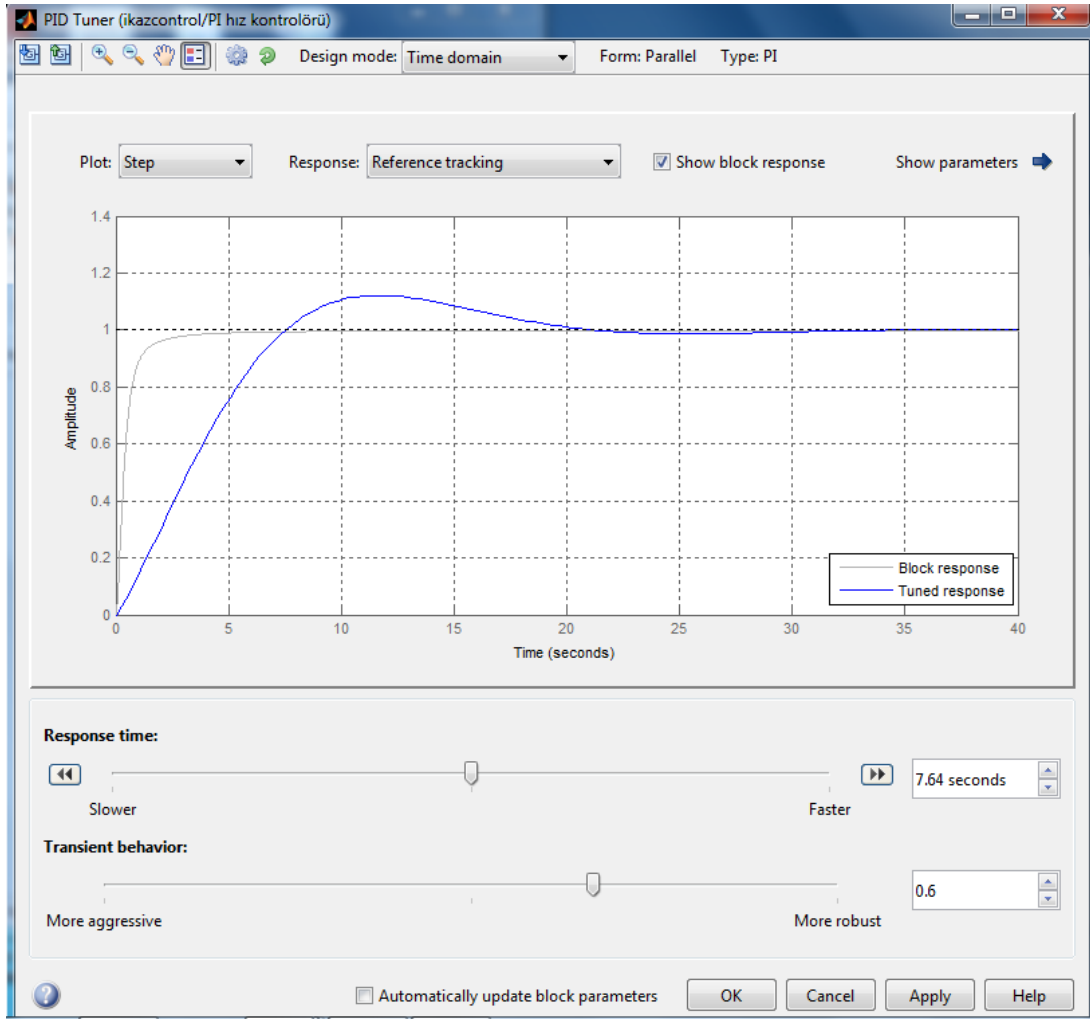
Şekil 3.8 ile gösterilen ikaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle denetiminde yük torku ihmal edilmiştir. Motorun boştaki çalışması hedeflenmiştir. Step girişi olarak 10 V seçilmiştir.

$K_{tach} = 1$ olarak varsayılmıştır. Bu nedenle, K_{tach} çıkışının volt olarak değeri, açısal hız girişi ile sayısal olarak aynı değeri taşır. $K_s = 1$ ve $K_c = 10$ seçilmiştir. Simulink devresi çizildikten sonra, şekil 3.4'ün simülasyonunda yapıldığı gibi aynı işlemler tekrarlanmıştır. Model konfigürasyon parametreleri için: solver ayarları içerisindeki seçeneklerden, simülasyon stop zamanı 10.0, çözüm seçenekleri (solver options) kısmında değişken adım (variable-step); solver olarak "ode 45 (Dormand-Prince)"; diagnostics ayarları içerisindeki seçeneklerden, "automatic solver parameter selection" seçeneği "none" olarak seçilmiştir. Şekil 3.8'de oluşturulan modelin "File" menüsü içerisindeki "model properties" komutu seçilerek, açılan pencerede "Callbacks" menüsü altında bulunan "Model initialization function" kısmına modelde kullanılan sabit parametrelerin değerleri [79] girilmiştir.



Şekil 3.8: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modeli.

Simülasyon esnasında, hız ve akım kontrolörlerinin, içerisindeki “Tune...” komutu seçilerek, açılan pencerede “cevap zamanı (response time)” ve “geçici davranış (transient behavior)” ayarları değiştirilir ve böylelikle hız-zaman ve tork-zaman grafiklerinde iyileştirme yapılır. Bu grafiklerde, maksimum aşım değerleri azaltılır, kalıcı durum hataları yok edilir. Geçici durum davranışının kısılması, maksimum aşım değerlerini arttırmakta; maksimum aşımı azaltma durumunda da geçici durum süresi uzamaktadır. Bu durum göz önünde bulundurularak, ortalama bir “cevap zamanı”, “geçici davranış” ayarları seçilerek uygulanır. Bu uygulamaya tekabül eden K_p ve K_i değerleri, kontrolör tarafından otomatik olarak hesaplanır. Bu işlem, hem hız kontrolörü, hem de akım kontrolörü için tekrarlanır. Şekil 3.9’da, bu ayarların uygulandığı pencere gösterilmiştir.



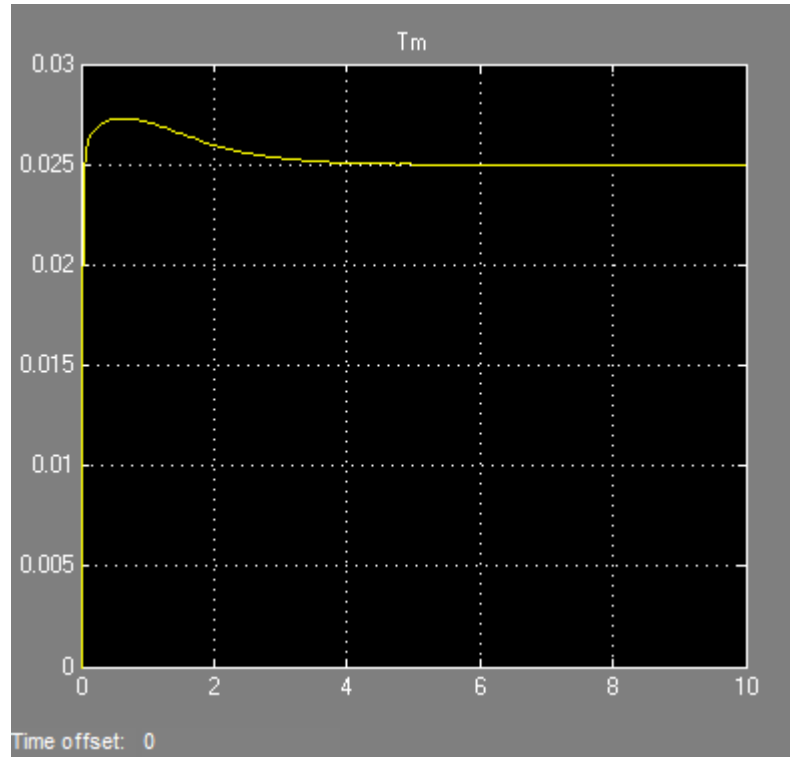
Şekil 3.9: PI kontrolörde “PI tuner” penceresi.

Bu işlemler tamamlandıktan sonra, Şekil 3.8’deki simulink modelinin yapılan simulasyonunda elde edilen sonuçlar, şekil 3.10.a.b’de gösterilmiştir. Sonuçlar için scope ayarlarında, otomatik ölçekleme (auto scale) seçeneği seçilmiştir. PI tuner ayarlamalarından sonra, kontrolörün otomatik olarak hesapladığı K_p ve K_i değerleri;

PI Hız kontrolöründe, $K_p = 0.00151286247089453$, $K_i = 0.00244811386778559$

PI Akım kontrolöründe, $K_p = 124.507393351382$, $K_i = 109.213802206469$

değerinde olmuştur.



(a)

T_m için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,0349;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=2,6163;

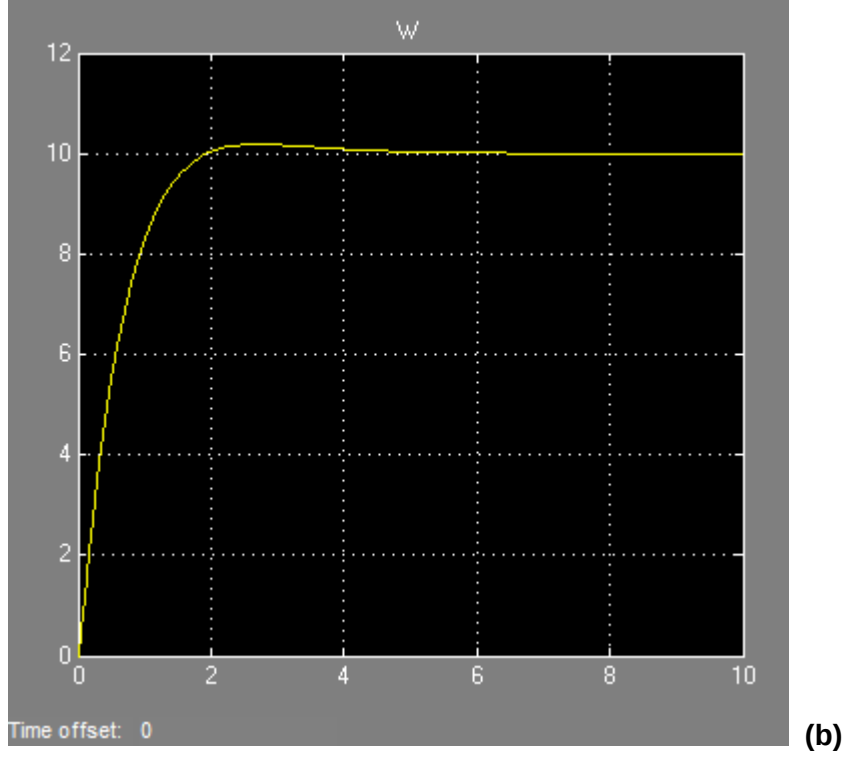
Minimum yerleşme (settling min)=0,0246;

Maksimum yerleşme (settling max)=0,0273;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=9,1821;

Tepe noktası (peak)=0,0273;

Tepe zamanı (peak time)=0,6492.



ω için;

Yükselme zamanı (rise time)=1,1435;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=1,6973;

Minimum yerleşme (settling min)=9,0390;

Maksimum yerleşme (settling max)=10,1779,

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=1,7780;

Tepe noktası (peak)=10,1779;

Tepe zamanı (peak time)=2,7324.

Şekil 3.10.a.b: İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonucu grafikleri.

3.2.2.1 Yabancı uyarımlı dc motorun armatür kontrollü olarak matematiksel modellemesi, simülasyonu ve sistemin kararlılığının kontrolü

Matematiksel modelinin elde edilmesi:

Armatür kontrolü yapılacak yabancı uyarımlı DC motorda, uyarım (ikaz) akımı sabit tutulurken armatür gerilimi değiştirilmek suretiyle armatür akımı değiştirilir. Yani bu durumda, $i_f = \text{sabit}$ ve $V_a = V_a(t)$ olacaktır [78].

Bu çalışma koşulunda $T_m(t)$;

$$T_m(t) = K_t i_a(t) \quad (3.21)$$

şeklinde olacaktır. Bu çalışmada, motorda zıt emk oluşur. Zıt emk, manyetik alan içerisinde rotor bobininin hareket etmesi sonucundan doğar. K_b , motor zıt emk sabitidir. Bu zıt emk;

$$V_b(t) = K_b \omega(t) \quad (3.22)$$

şeklinde dir. K_t , tork sabiti olarak tanımlanır [26].

Armatür devresine ait gerilim eşitlikleri yazılırsa;

$$V_a(t) - V_b(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} = R_a i_a(t) + L_a \dot{i}_a(t) \quad (3.23)$$

Mekanik kısımdaki dinamik davranış, motor torkuna ve dış torka bağımlı olarak değişiklik gösterir.

$$T_m(t) - T_L(t) = J \dot{\omega}(t) + C \omega(t) \quad (3.24)$$

3.23 nolu denklemin Laplace dönüşümü alınır;

$$V_a(s) - V_b(s) = R_a i_a(s) + L_a s i_a(s) \quad (3.25)$$

elde edilir. $V_b(s)$ yerine eşiti yazılarak;

$$V_a(s) - K_b \omega(s) = R_a i_a(s) + L_a s i_a(s) \quad (3.26)$$

elde edilir. 3.23 denkleminde elektriksel sistem;

$$G_E(s) = \frac{i_a(s)}{V_a(s) - V_b(s)} = \frac{1}{R_a + L_a s} \quad (3.27)$$

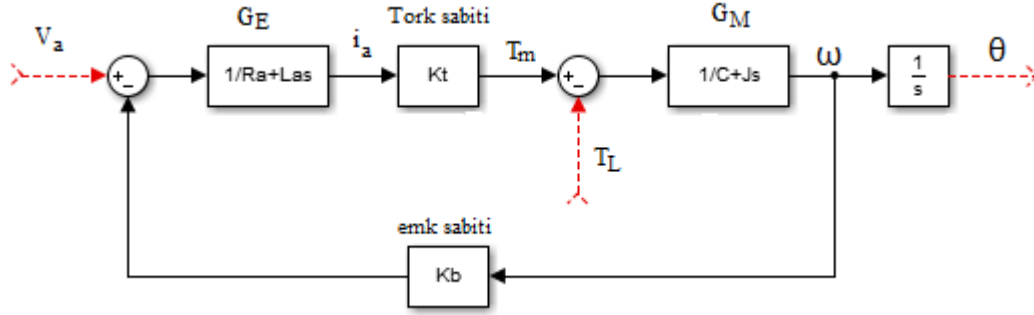
şeklinde elde edilir. 3.24 denkleminde Laplace dönüşümü uygulanırsa;

$$T_m(s) - T_L(s) = J s \omega(s) + C \omega(s) \quad (3.28)$$

3.28 denkleminde mekanik sistem;

$$G_M(s) = \frac{\omega(s)}{T_m(s) - T_L(s)} = \frac{1}{J s + C} \quad (3.29)$$

Elektriksel ve mekanik sistemi ifade eden denklemler bir arada değerlendirilerek – şekil 3.11’de de gösterilen- sistemin blok diyagramı elde edilir.



Şekil 3.11: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun blok diyagramı [78].

Şekil 3.11’de verilen blok diyagrama göre;

$$\omega = [(V_a - K_b \omega) G_E K_t - T_L] G_M \quad (3.30)$$

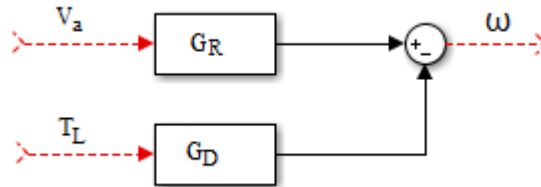
elde edilir. 3.30 denklemi düzenlenerek;

$$\omega(s) = \frac{G_E(s) G_M(s) K_t}{1 + G_E(s) G_M(s) K_t K_b} V_a(s) - \frac{G_M(s)}{1 + G_E(s) G_M(s) K_t K_b} T_L(s) \quad (3.31)$$

açısız hız ifadesi elde edilir. 3.31 nolu denklemde $G_E(s)$ ve $G_M(s)$ yerine, 3.27 ve 3.29 nolu denklemlerde verilen eşitleri yazılırsa;

$$\omega(s) = \frac{K_t}{(R_a + L_a s)(J s + C) + K_t K_b} V_a(s) - \frac{(R_a + L_a s)}{(R_a + L_a s)(J s + C) + K_t K_b} T_L(s) \quad (3.32)$$

Sistemi ifade eden transfer fonksiyonları Şekil 3.12’deki gibi belirtilebilir;



Şekil 3.12: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorda sistemin transfer fonksiyonlarını ifade eden blok diyagram [78].

Buradan;

$$G_R(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(R_a + L_a s)(J s + C) + K_t K_b} \quad (3.33)$$

$$G_D(s) = \frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{(R_a + L_a s)}{(R_a + L_a s)(J s + C) + K_t K_b} \quad (3.34)$$

şeklinde ifade edilir. Eğer $T_L(s)$ ihmal edilirse, sistemin transfer fonksiyonu;

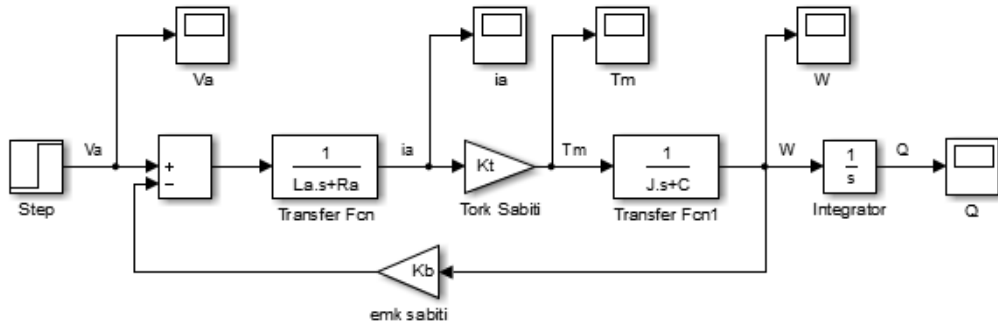
$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(R_a + L_a s)(J s + C) + K_t K_b} \quad (3.35)$$

şeklinde tanımlanabilir [78].

Simülasyonu:

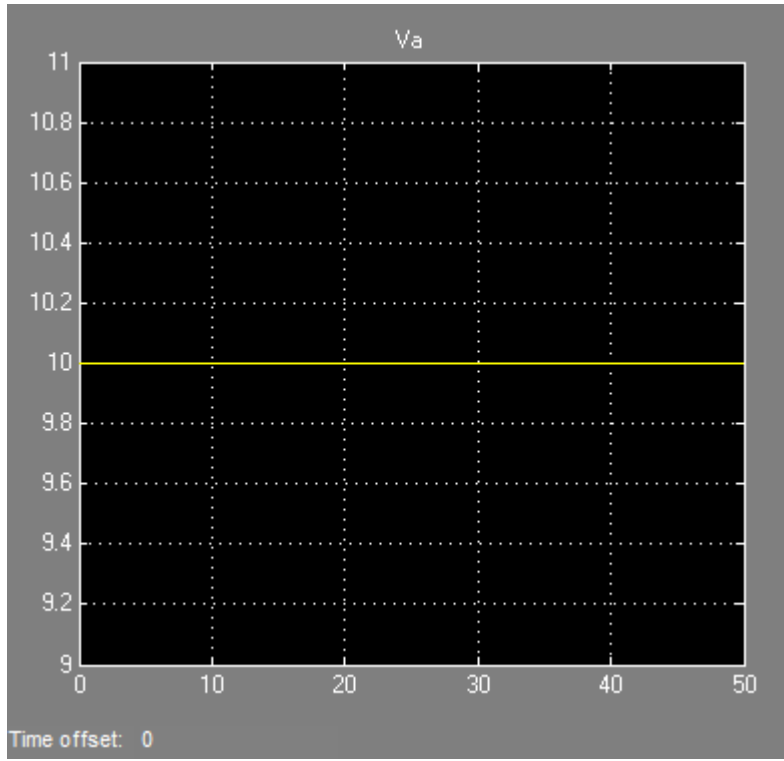
Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simülasyonu için; seçilen yabancı uyarımlı DC motorun parametrik değerleri $J = 0.01 \text{ kgm}^2$, $b(C) = 0.1 \text{ Nms}$, $K_m = 0.01 \text{ Nm/A}$, $R_a = 1 \Omega$, $L_a = 0.5 \text{ H}$ şeklindedir [20]. Bu sistemlerde bahsedilen, tork sabiti (K_t), elektromotor kuvvet sabiti ($K_e = K_b$), motor sabiti (K_m) eşit varsayılabilir [20].

Yük torku ihmal edilerek, boşta çalışması istenen motorun simulink modeli şekil 3.13'de gösterilmiştir. Simulink modelinde, V_a olarak 10 V step giriş kullanılmıştır. Simülasyonda, model konfigürasyon parametreleri için: solver ayarları içerisindeki seçeneklerden, simülasyon stop zamanı 50.0, çözüm seçenekleri (solver options) kısmında değişken adım (variable-step); solver olarak "ode 45 (Dormand-Prince)"; diagnostics ayarları içerisindeki seçeneklerden, "automatic solver parameter selection" seçeneği "none" olarak seçilmiştir. Simülasyondan önce, şekil 3.13'de oluşturulan modelin "File" menüsü içerisindeki "model properties" komutu seçilerek, açılan pencerede "Callbacks" menüsü altında bulunan "Model initialization function" kısmına modelde kullanılan sabit parametrelerin değerleri girilmiştir.



Şekil 3.13: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modeli.

Şekil 3.13'deki simulink modelinin yapılan simulasyonunda elde edilen sonuçlar, şekil 3.14.a.b.c.d.e'de gösterilmiştir. Sonuçlar için scope ayarlarında, otomatik ölçekleme (auto scale) seçeneği seçilmiştir.



(a)

V_a için;

Yükselme zamanı (rise time)=0;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0;

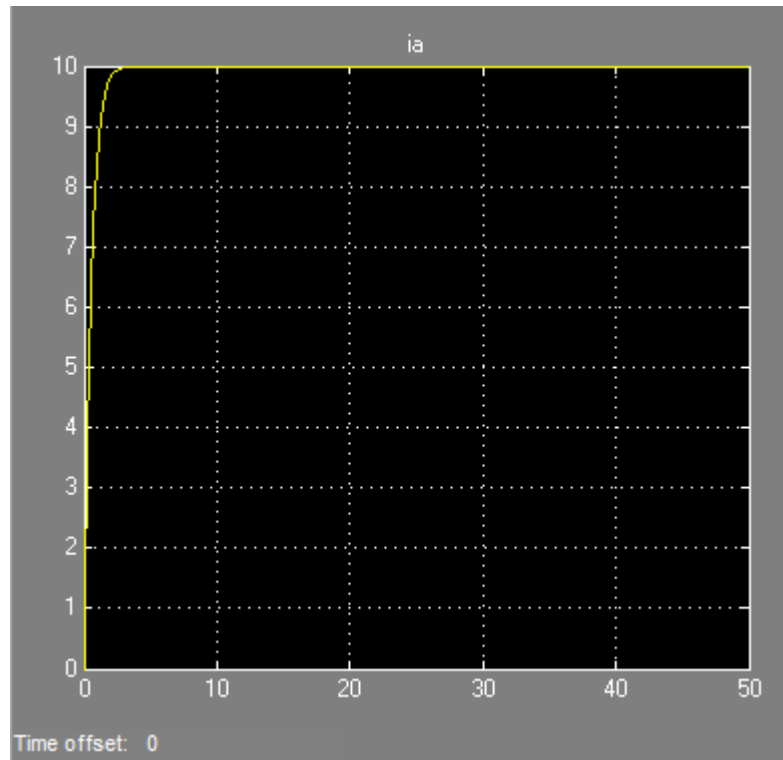
Minimum yerleşme (settling min)=10;

Maksimum yerleşme (settling max)=10;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0;

Tepe noktası (peak)=10,

Tepe zamanı (peak time)=0.



(b)

i_a için;

Yükselme zamanı (rise time)=1,1194;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=1,9607;

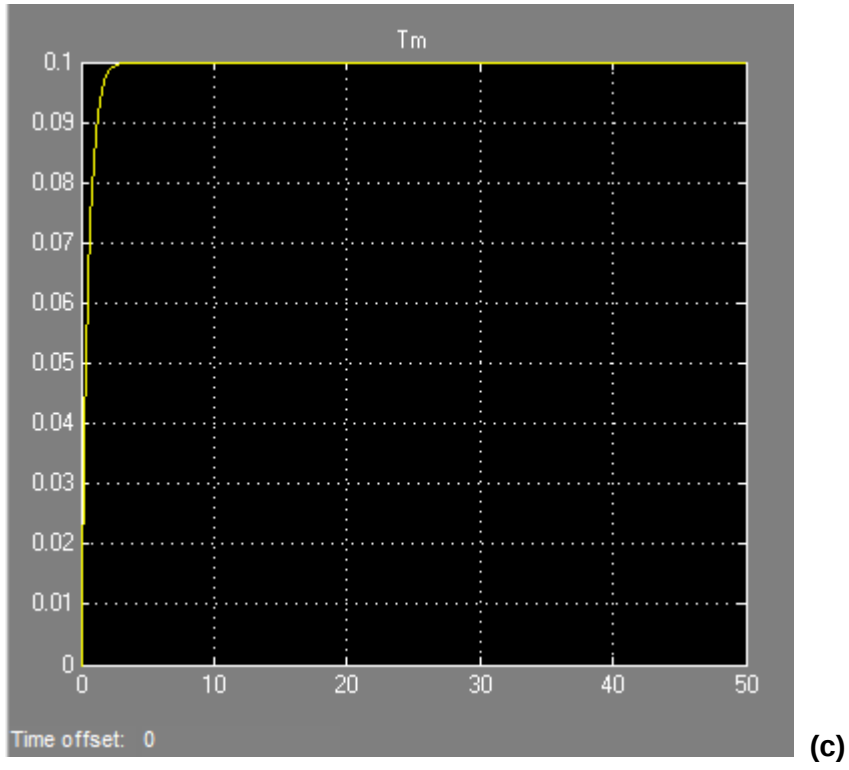
Minimum yerleşme (settling min)=9,1663;

Maksimum yerleşme (settling max)=9,9900;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=2,4796e-05;

Tepe noktası (peak)=9,9900;

Tepe zamanı (peak time)=13,6951.



T_m için;

Yükselme zamanı (rise time)=1,1194;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=1,9607;

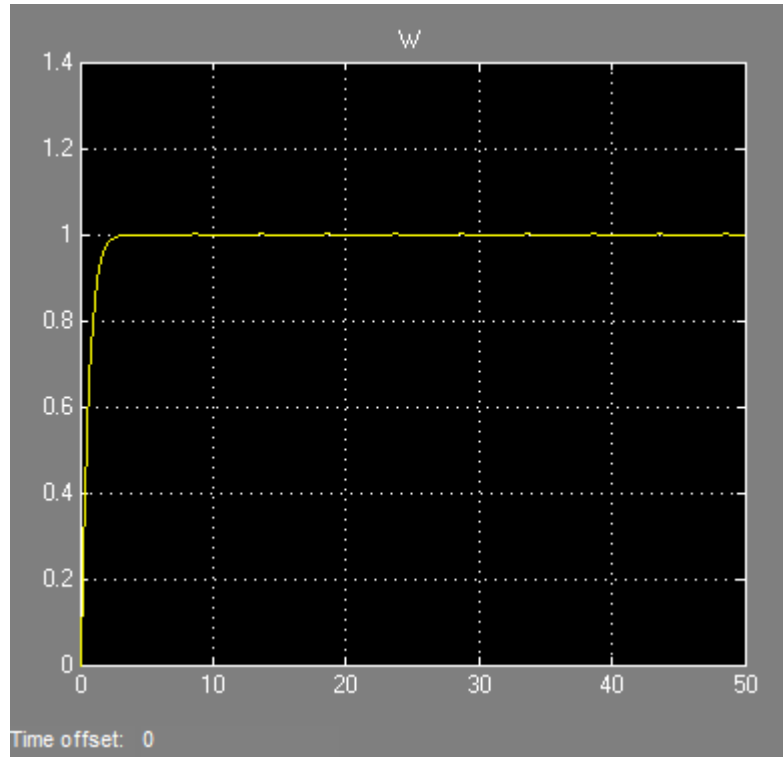
Minimum yerleşme (settling min)=0,0917;

Maksimum yerleşme (settling max)=0,0999;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=2,4796e-05;

Tepe noktası (peak)=0,0999;

Tepe zamanı (peak time)=13,6951.



(d)

ω için;

Yükselme zamanı (rise time)=1,1436;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=2,0767;

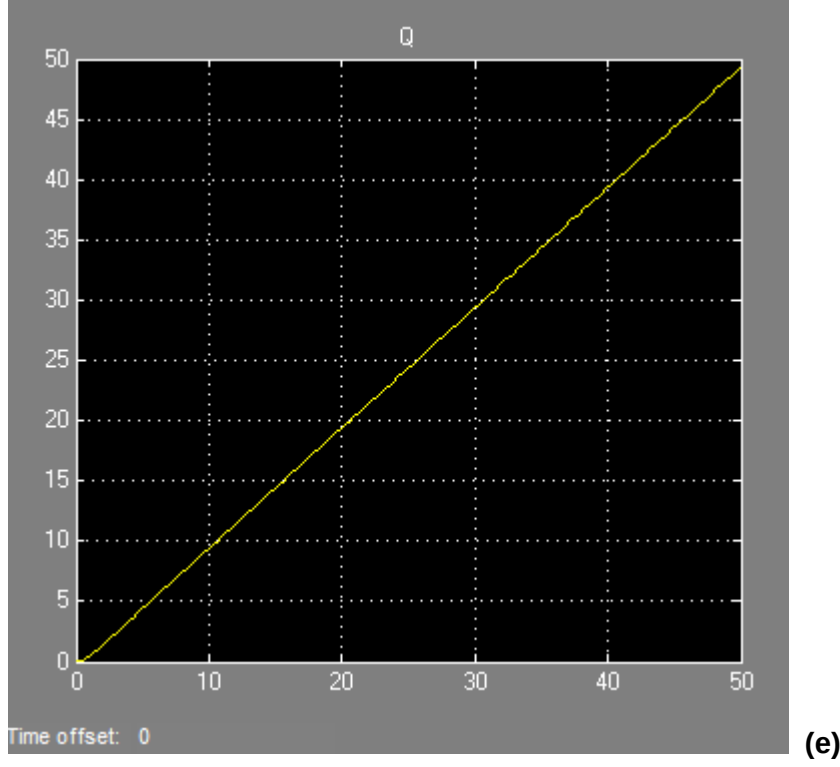
Minimum yerleşme (settling min)=0,9606;

Maksimum yerleşme (settling max)=1,0001;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0,0991;

Tepe noktası (peak)=1,0001;

Tepe zamanı (peak time)=13,6951.



Q için;

Yükselme zamanı (rise time)=39,5205;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=49,0120;

Minimum yerleşme (settling min)=44,5845;

Maksimum yerleşme (settling max)=49,3512;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0;

Tepe noktası (peak)=49.3512;

Tepe zamanı (peak time)=50.

Şekil 3.14.a.b.c.d.e: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simülasyon sonucu grafikleri.

Sistemin Kararlılığının Kontrolü:

3.35 denklemi ile ifade edilen transfer fonksiyonunda, örnek alınan yabancı uyarımlı DC motorun parametrik değerleri yerleştirildikten sonra ortaya çıkan ifade, Routh-Hurwitz Kararlılık Analizi'ne göre test edilmiştir. Transfer fonksiyonuna parametrik değerler yerleştirildiğinde;

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(R_a + L_a s)(Js + C) + K_t K_b} = \frac{0.01}{(1 + 0.5s)(0.01s + 0.1) + (0.01)^2} = \frac{0.01}{0.005s^2 + 0.06s + 0.1001} = \frac{1}{0.5s^2 + 6s + 10.01}$$

elde edilir. Buradan;

Karakteristik denklem $= Q(s) = 0.5s^2 + 6s + 10.01$ şeklinde oluşur. Bu karakteristik denkleme ait oluşturulan Routh-Hurwitz Tablosu çizelge 3.2'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.2: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun karakteristik denklemine ait Routh-Hurwitz Tablosu.

s^2	0,5	10,01	0
s^1	6	0	0
s^0	10,01	0	0

Karakteristik denklemdeki bütün katsayıların sıfırdan farklı oluşu ve çizelge 3.2'den görüleceği üzere birinci sol sütundaki sayıların tümünün pozitif işaretli olması nedeniyle sistem kararlıdır.

3.2.2.2 Yabancı uyarımlı dc motorun armatür kontrollü olarak çalıştırılmasında pi kontrolör kullanarak hız ve tork kontrolünün gerçekleştirilmesi

Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI Kontrolörü ile Denetimi:

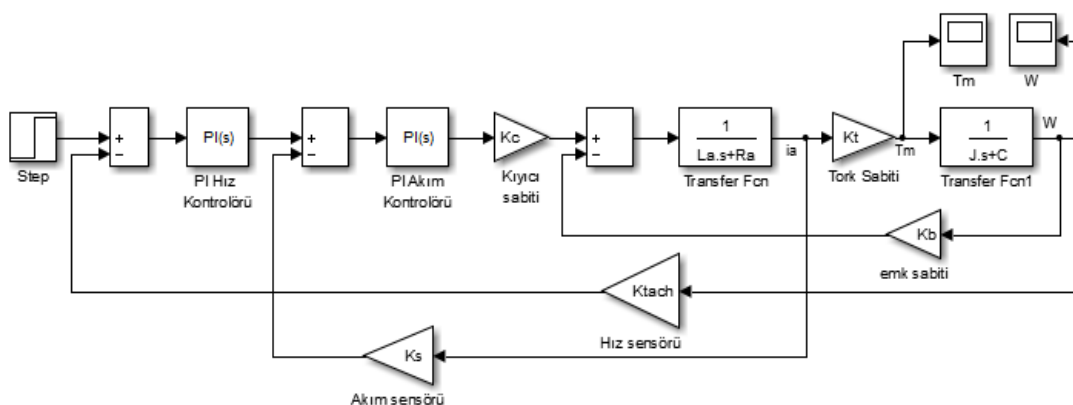
Şekil 3.13'de oluşturulan armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modeline de, PI kontrolörü eklenebilir. Bu modelin tam bir kontrolünün sağlanması için, ikaz kontrolünde olduğu gibi, iki adet PI kontrolörü eklenmelidir. Birinci PI kontrolörü hız denetimi (kontrolü) için; ikinci PI kontrolörü ise, akım denetimi için kullanılır.

Motorlarda, mekanik zaman sabitinin elektrik zaman sabitine oranla bir hayli büyük olmasından dolayı, motor endüvisi için akım kontrolü gereklidir. Bir de, motor hızı sıfırdan başladığında, maksimum hata oluşacaktır ve bunun üzerine verilen maksimum voltaj sonucu, başlangıç anında büyük bir akım akışı meydana gelecektir. Motorun ilk kalkışı esnasında, motorda oluşan zıt emk sıfıra eşit olduğundan, motor akımı maksimum limitlere uzanacak ve bu da motor sargılarına zarar verecektir. Motora akım kontrolörünün uygulanmasıyla, V_{in} motora uygulanan voltaj, sadece hız hatasına veya sadece akım hatasına bağımlı olmayacaktır. Her ikisi ile de, ilişkili olacaktır. Yani hem hız hatasına, hem de akım hatasına bağımlı olacaktır. Böylelikle, hız kontrol ve akım kontrol olmak üzere iki çeşit motor kontrol döngüsü olacaktır [26].

İkaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörü ile denetiminde olduğu gibi, armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörü ile denetiminde de, kıyıcı K_c adı verilen basit bir kazanç parametresi ile temsil edilmiştir.

Şekil 3.15 ile gösterilen armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle denetiminde yük torku ihmal edilmiştir. Motorun boştaki çalışması hedeflenmiştir. Step girişi 10 V seçilmiştir.

$K_{tach} = 1$ olarak varsayılmıştır. Bu nedenle, K_{tach} çıkışının volt olarak değeri, açısal hız girişi ile sayısal olarak aynı değeri taşır. $K_s = 1$ ve $K_c = 10$ seçilmiştir. Simulink devresi çizildikten sonra, şekil 3.13'ün simülasyonunda yapıldığı gibi aynı işlemler tekrarlanmıştır. Yani, model konfigürasyon parametreleri için: solver ayarları içerisindeki seçeneklerden, simülasyon stop zamanı 10.0, çözüm seçenekleri (solver options) kısmında değişken adım (variable-step); solver olarak “ode 45 (Dormand-Prince)”; diagnostics ayarları içerisindeki seçeneklerden, “automatic solver parameter selection” seçeneği “none” olarak seçilmiştir. Şekil 3.15’de oluşturulan modelin “File” menüsü içerisindeki “model properties” komutu seçilerek, açılan pencerede “Callbacks” menüsü altında bulunan “Model initialization function” kısmına modelde kullanılan sabit parametrelerin değerleri [20] girilmiştir.



Şekil 3.15: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modeli.

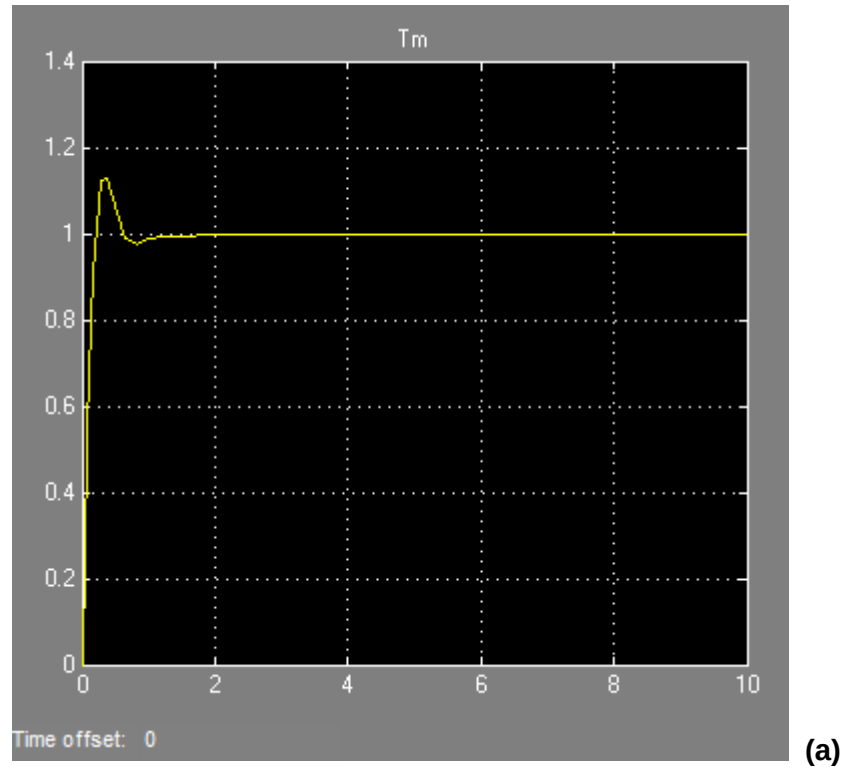
Simülasyon esnasında, hız ve akım kontrolörlerinin, içerisindeki “Tune...” komutu seçilerek, açılan pencerede “cevap zamanı (response time)” ve “geçici davranış (transient behavior)” ayarları değiştirilir ve böylelikle hız-zaman ve tork-zaman grafiklerinde iyileştirme yapılır. Bu grafiklerde, maksimum aşım değerleri azaltılır, kalıcı durum hataları yok edilir. Geçici durum davranışının kısalması, maksimum aşım değerlerini arttırmakta; maksimum aşımı azaltma durumunda da geçici durum süresi uzamaktadır. Bu durum göz önünde bulundurularak ortalama bir “cevap zamanı”, “geçici davranış” ayarları seçilerek uygulanır. Bu uygulamaya tekabül eden K_p ve K_i değerleri, kontrolör tarafından otomatik olarak hesaplanır. Bu işlem, hem hız kontrolörü, hem de akım kontrolörü için tekrarlanır. Şekil 3.9’da, bu ayarların uygulandığı pencere gösterilmiştir.

Bu işlemler tamamlandıktan sonra, Şekil 3.15’deki simulink modelinin yapılan simülasyonunda elde edilen sonuçlar, şekil 3.16.a.b’de gösterilmiştir. Sonuçlar için scope ayarlarında, otomatik ölçekleme (auto scale) seçeneği seçilmiştir. Yapılan PI tuner ayarlamalarından sonra, kontrolörün otomatik olarak hesapladığı K_p ve K_i değerleri;

PI Hız kontrolöründe, $K_p = 44.3338991235818$, $K_i = 61.5733913213581$,

PI Akım kontrolöründe, $K_p = 0.0782338043776193$, $K_i = 0.164726631994183$

değerinde olmuştur.



T_m için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,1487;

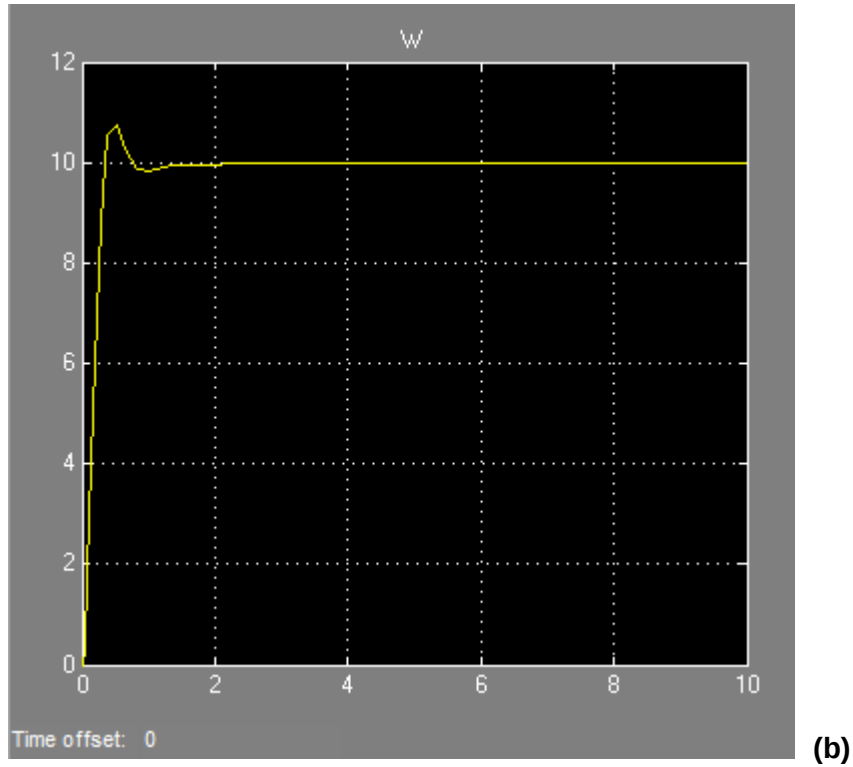
Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0,9059;

Minimum yerleşme (settling min)=0,9111;

Maksimum yerleşme (settling max)=1,1274;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=12,7388;

Tepe noktası (peak)=1,1274; Tepe zamanı (peak time)=0,3915.



ω için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,2351;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0,6801;

Minimum yerleşme (settling min)=9,8274;

Maksimum yerleşme (settling max)=10,7445;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=7,4453;

Tepe noktası (peak)=10,7445; Tepe zamanı (peak time)=0,5172.

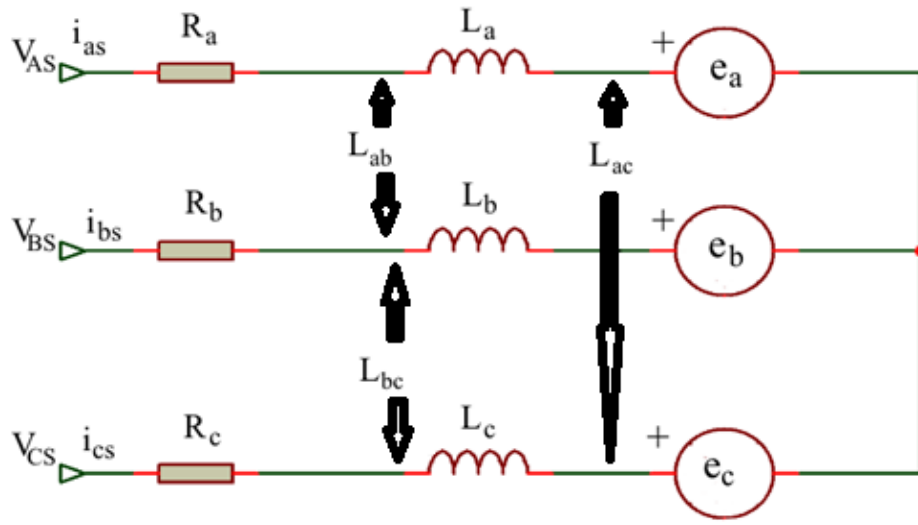
Şekil 3.16.a.b: Armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonucu grafikleri.

3.3 Fırçasız DC Motorun Matematiksel Modellemesi ve Simülasyonu

BLDC motorlar, güç elektroniği inverterlerinin kullanımını gerektirir. İnverter, voltajın ortalama değerinin eş zamanlı olarak kontrolüyle (PWM yöntemi), elektronik kollektör (komütatör) fonksiyonunu gerçekleştirir [83].

3.3.1 BLDC motorun matematiksel modelinin elde edilmesi

BLDC motorun matematiksel modelinin oluşturulabilmesi amacıyla gerekli matematiksel denklemleri elde edebilmek için, şekil 3.17’de gösterilen üç faz yıldız bağlı BLDC motorun eşdeğer devre şemasından yararlanılmıştır.



Şekil 3.17: Üç fazlı yıldız bağlı BLDC motorun eşdeğer devresi [84].

Şekil 3.17’de gösterilen büyüklüklerde; V_{AS} , V_{BS} ve V_{CS} stator faz gerilimlerini; i_{as} , i_{bs} ve i_{cs} stator faz akımlarını; R_a , R_b ve R_c stator faz dirençlerini; L_a , L_b ve L_c stator faz endüktanslarını; L_{ab} , L_{bc} ve L_{ac} stator faz sargıları arasındaki ortak endüktansı; e_a , e_b ve e_c zıt elektromotor kuvveti ifade etmektedir.

Gerilim denklemleri:

BLDC motorun şekil 3.17’de verilen devreye göre gerilim denklemleri;

$$V_{AS} = R_a i_{as} + \frac{d}{dt} L_a i_{as} + \frac{d}{dt} L_{ab} i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{ac} i_{cs} + e_a \quad (3.36)$$

$$V_{BS} = R_b i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{ba} i_{as} + \frac{d}{dt} L_b i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{bc} i_{cs} + e_b \quad (3.37)$$

$$V_{CS} = R_c i_{cs} + \frac{d}{dt} L_{ca} i_{as} + \frac{d}{dt} L_{cb} i_{bs} + \frac{d}{dt} L_c i_{cs} + e_c \quad (3.38)$$

şeklinde ifade edilir. Stator sargılarının dengeli sarıldığı kabulüyle;

$R_a = R_b = R_c = R$, $L_a = L_b = L_c = L$, $L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M$ olarak alınabilir. Bu durum neticesinde, 3.36, 3.37 ve 3.38 nolu denklemler;

$$V_{AS} = Ri_{as} + \frac{d}{dt}Li_{as} + \frac{d}{dt}Mi_{bs} + \frac{d}{dt}Mi_{cs} + e_a \quad (3.39)$$

$$V_{BS} = Ri_{bs} + \frac{d}{dt}Mi_{as} + \frac{d}{dt}Li_{bs} + \frac{d}{dt}Mi_{cs} + e_b \quad (3.40)$$

$$V_{CS} = Ri_{cs} + \frac{d}{dt}Mi_{as} + \frac{d}{dt}Mi_{bs} + \frac{d}{dt}Li_{cs} + e_c \quad (3.41)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklemler matrisiyel olarak gösterilirse;

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

3.39, 3.40 ve 3.41 nolu denklemler $\frac{d}{dt}M$ parantezine alınırsa;

$$V_{AS} = Ri_{as} + \frac{d}{dt}Li_{as} + \frac{d}{dt}M(i_{bs} + i_{cs}) + e_a \quad (3.43)$$

$$V_{BS} = Ri_{bs} + \frac{d}{dt}Li_{bs} + \frac{d}{dt}M(i_{as} + i_{cs}) + e_b \quad (3.44)$$

$$V_{CS} = Ri_{cs} + \frac{d}{dt}Li_{cs} + \frac{d}{dt}M(i_{as} + i_{bs}) + e_c \quad (3.45)$$

Faz gerilimlerinin ve faz akımlarının toplamı, üç fazlı dengeli yükler söz konusu olduğunda sıfırdır. Yani BLDC motorda da;

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (3.46)$$

$$V_{AS} + V_{BS} + V_{CS} = 0 \quad (3.47)$$

şeklindeir. 3.46 nolu denklemden;

$i_{bs} + i_{cs} = -i_{as}$, $i_{as} + i_{cs} = -i_{bs}$, $i_{as} + i_{bs} = -i_{cs}$ yazılabilir. Bunlar 3.43, 3.44 ve 3.45 nolu denklemlerde yazılırsa;

$$V_{AS} = Ri_{as} + \frac{d}{dt}Li_{as} - \frac{d}{dt}Mi_{as} + e_a = Ri_{as} + \frac{d}{dt}(L - M)i_{as} + e_a \quad (3.48)$$

$$V_{BS} = Ri_{bs} + \frac{d}{dt}Li_{bs} - \frac{d}{dt}Mi_{bs} + e_b = Ri_{bs} + \frac{d}{dt}(L - M)i_{bs} + e_b \quad (3.49)$$

$$V_{CS} = Ri_{cs} + \frac{d}{dt}Li_{cs} - \frac{d}{dt}Mi_{cs} + e_c = Ri_{cs} + \frac{d}{dt}(L - M)i_{cs} + e_c \quad (3.50)$$

3.48, 3.49 ve 3.50 nolu denklemler matrisiyel olarak düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

şeklinde ifade edilir [84].

Zıt emk denklemleri:

Çalışan bir BLDC motorun her bir stator sargısında, stator sargılarına tatbik edilen gerilimle ters yönlü bir gerilim oluşur. Bu gerilim zıt emk olarak adlandırılır. Oluşan zıt emk, rotorun hızına, pozisyonuna ve sabit manyetik akısına bağlı olan bir değişkendir. BLDC motorların stator sargılarında oluşan zıt emk, sinüzoidal veya trapezoidal biçimlidir [85,86].

Üç faz BLDC motorda zıt emk, rotor pozisyonu ve rotor pozisyonunun kaynak fonksiyonuna bağlıdır ve her fazın zıt emk'i birbiriyle 120° faz farkına sahiptir. Yani;

$$e_a = K_b \cdot f(\theta_e) \cdot \omega \quad (3.52)$$

$$e_b = K_b \cdot f\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \omega \quad (3.53)$$

$$e_c = K_b \cdot f\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \omega \quad (3.54)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denklemlerde, θ_e rotor elektriki açısını, K_b bir fazın zıt emk'ni (V/rad.sn⁻¹), ω açısal hızı (rad/s) ifade etmektedir [87].

Elektriki rotor açısı ile mekaniki rotor arasındaki ilişki;

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \quad (3.55)$$

şeklinde ifade edilir. Burada, θ_m , mekaniki rotor açısıdır [87].

Elektromanyetik moment denklemleri:

Zıt emk cinsinden motorun ürettiği elektromanyetik tork (Nm);

$$T_e = \frac{e_a i_{as} + e_b i_{bs} + e_c i_{cs}}{\omega} \quad (3.56)$$

şeklinde ifade edilir.

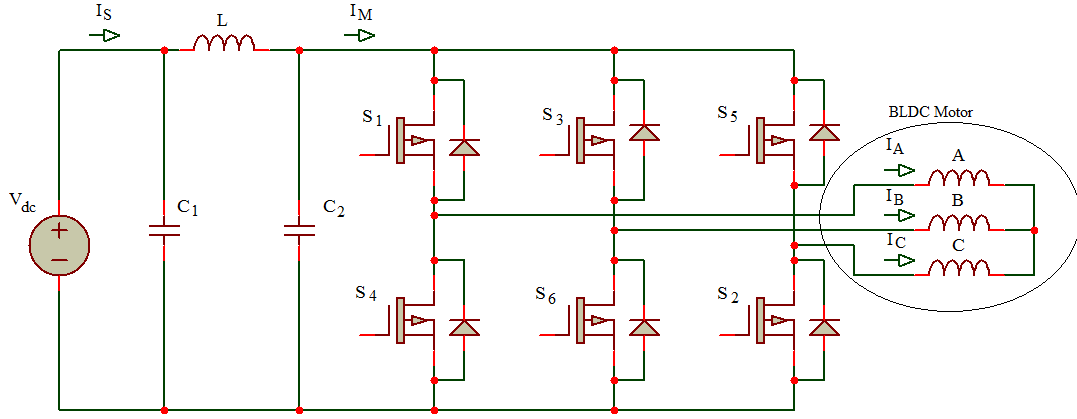
Mekanik bölümün eşitlikleri yazılırsa;

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega + B \cdot \omega \quad (3.57)$$

elde edilir. Burada, T_L , yük torku; J , motor şaftı ile ona eklenen yükün atalet momenti; B sürtünme sabitidir [87].

3.3.2 BLDC motor sürücüsünün matematiksel modelinin elde edilmesi

BLDC motor, şekil 3.18'de gösterilen standart üç faz inverter köprüsü vasıtasıyla bir DC kaynak tarafından beslenir.



Şekil 3.18: BLDC motor devre diyagramı [88,89].

Şekil 3.18'deki inverter köprüsü anahtarlama modeli, üstteki faz ucuna bağlı anahtarı her zaman alttaki faz ucundan bir anahtar ile bağlantısını gerçekleştirir. Bu düzenlemeyle, aynı anda üç faz BLDC motorun iki fazı aynı anda aktif olur. Bu duruma göre voltaj eşitliği;

$$V_{dc} = 2 \left[R_s i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} \right] + e_1 - e_2 = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_1 - e_2 \quad (3.58)$$

şeklindedir. Burada;

V_{dc} = DC besleme voltajı (V),

R_s = Stator sargı direnci (Ω /faz),

i_a = Armatür akımı (A),

L = Faz başına stator sargısı öz endüktansı (H),

M = İki stator fazı arasındaki ortak (karşılıklı) endüktans (H),

e_1 = Birinci akım taşıyıcı faz sargısının zıt elektromotor-kuvveti (V),

e_2 = İkinci akım taşıyıcı faz sargısının zıt elektromotor-kuvveti (V),

$R_a = 2R_s$ (Ω),

$L_a = 2(L - M)$ (H)'dir.

İki akım taşıyıcı faz boyunca oluşan zıt emk'leri motor hızı ile orantılıdır. Bundan dolayı 3.58 nolu denklem;

$$V_{dc} = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_b \omega \quad (3.59)$$

şeklinde ifade edilebilir. İki akım taşıyıcı faz tarafından üretilen elektromanyetik tork stator akımı ile orantılıdır. Yani;

$$T_e = K_b i_a \quad (3.60)$$

şeklindedir. Yük torku, motor hızının değişimi ile hesaplanır. Yük torku ile ilişkili oransal faktör, yükleme durumuna göre değişen lineer olmayan bir sabittir. Yük torku;

$$T_L = K_T \omega \quad (3.61)$$

şeklinde ifade edilir. 3.57 nolu denklemde T_e ve T_L ifadelerinin yerlerine eşitleri yazıldığında;

$$K_b i_a - K_T \omega = J \frac{d}{dt} \omega + B \cdot \omega \quad (3.62)$$

ifadesi elde edilir [88,89]. Burada;

K_b = Motorun emk sabiti (V.s/rad veya N.m/A),

ω = Rotorun mekaniki hızı (rad/s),

T_e = Motor tarafından üretilen elektromanyetik tork (N.m),

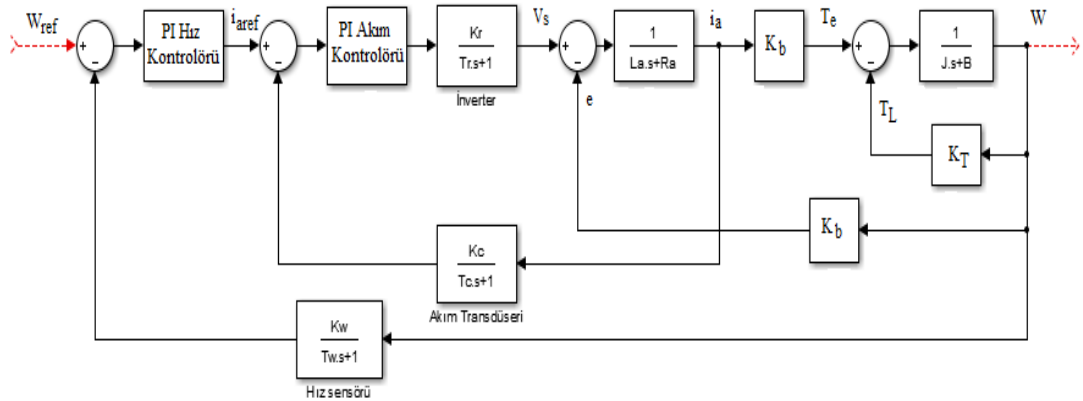
T_L = Yük torku (N.m),

K_T = Yük torku sabiti (N.m.s/rad),

J = Motor şaftı ve ona eklenen yükün atalet (eylemsizlik) momenti (kg.m²),

B = Sürtünme katsayısı (N.m.s/rad)'dır.

3.58, 3.59, 3.60, 3.61 ve 3.62'de verilen zaman domenii eşitlikleri ve şekil 3.19'da gösterilen blok diyagramda verilen transfer fonksiyonları ile BLDC motorun kontrolü tanımlanmıştır. Bu sistem, iki kontrolöre sahiptir. İç çevrimde bir akım kontrolörü, dış çevrimde bir hız kontrolörü yer almaktadır. Her iki çevrim için de PI kontrolü tercih edilmiştir. İki kontrolör, farklı zaman skalasında çalışmaktadır. Sistem bileşenlerinin motor ve transfer fonksiyonu parametreleri çizelge 3.3'de verilmiştir [88,89].



Şekil 3.19: BLDC motor sürücü sisteminin blok diyagramı [88,89].

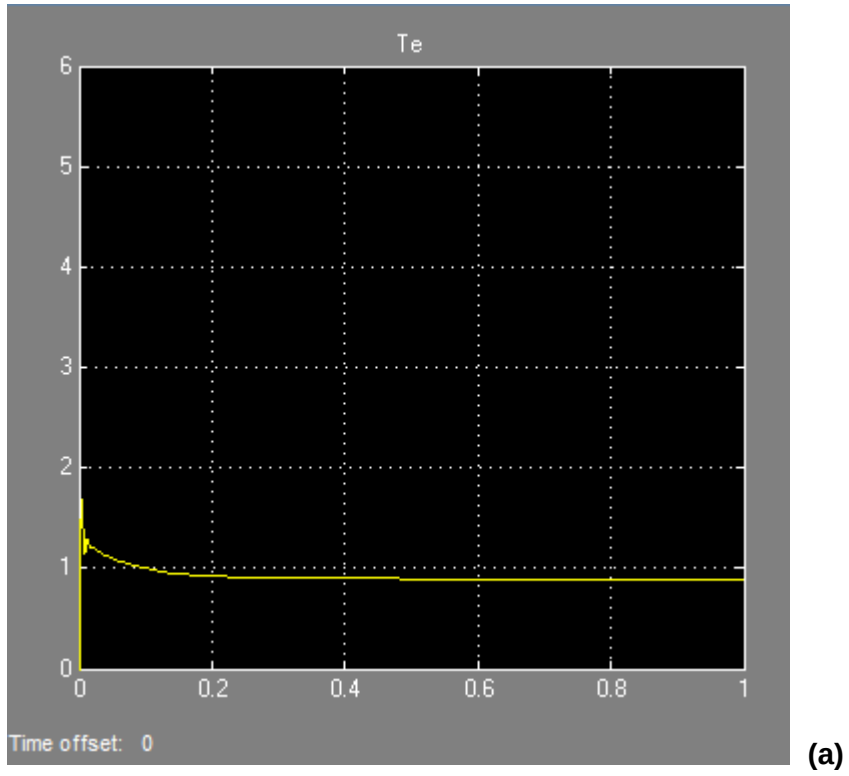
Çizelge 3.3: BLDC sürücü sisteminin parametreleri [88,89].

Motor anma değerleri ve parametreleri	
Güç	373 W
Akım	17,35 A
Gerilim	160 V
Tork	0,89 N.m
Armatür direnci (Ra)	1,4 Ω
Armatür endüktansı (La)	2,44 mH
Atalet momenti (J)	0,0002 kg.m ²
Sürtünme katsayısı (B)	0,002125 N.m.s/rad
emk sabiti (Kb)	0,513 V.s
Sistem bileşenlerinin transfer fonksiyonu parametreleri	
Konverter kazancı (Kr)	16 V/V
Konverter zaman sabiti (Tr)	50 μ s
Akım transdüseri kazancı (Kc)	0,288 V/A
Akım transdüseri zaman sabiti (Tc)	0,159 μ s
Hız sensörü kazancı (Kw)	0,0239 V.s
Hız sensörü zaman sabiti (Tw)	1 ms

Simülasyonu:

Bu sistem baz alınarak, yani şekil 3.19’da gösterilen ve çizelge 3.3’de parametrik değerleri verilen sistemin, matlab-simulink modeli oluşturulmuş, oluşturulan simulink modeli şekil 3.20’de gösterilmiş ve simulink platformunda motorun yüksüz durumu (yük torku ihmal edilerek) incelenmiş; sonuçlar kaydedilmiştir.

Simülasyonda, 10 V step giriş seçilmiş; model konfigürasyon parametreleri için: solver ayarları içerisindeki seçeneklerden, simülasyon stop zamanı 1, çözüm seçenekleri (solver options) kısmında değişken adım (variable-step); solver olarak “ode23t (mod.stiff/Trapezoidal)”; diagnostics ayarları içerisindeki seçeneklerden, “automatic solver parameter selection” seçeneği “none” olarak seçilmiştir. Şekil 3.20’de oluşturulan modelin “File” menüsü içerisindeki “model properties” komutu seçilerek, açılan pencerede “Callbacks” menüsü altında bulunan “Model initialization function” kısmına modelde kullanılan sabit parametrelerin değerleri [88,89] girilmiştir.



T_e için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,0013;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0,2618;

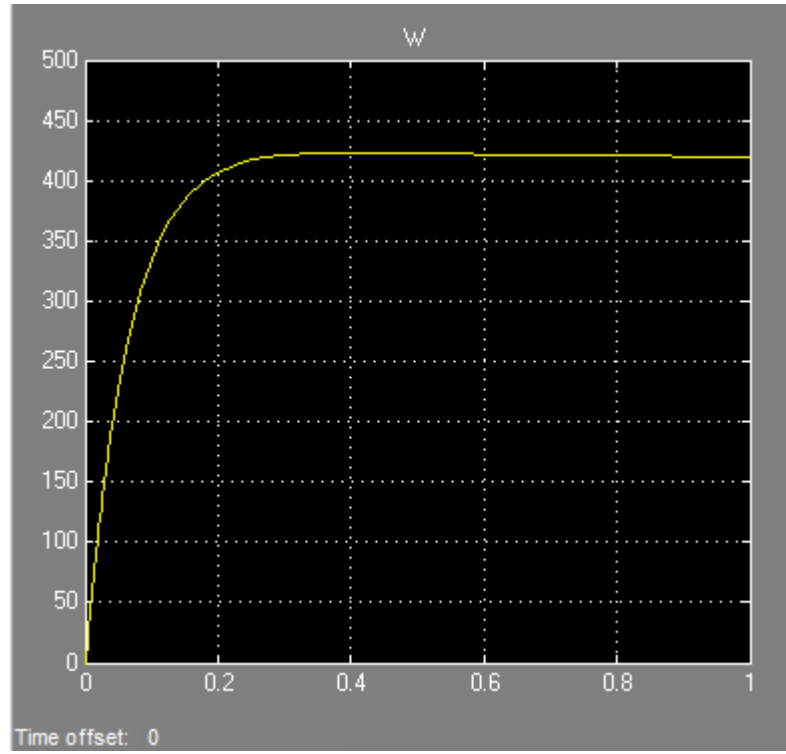
Minimum yerleşme (settling min)=0,8787;

Maksimum yerleşme (settling max)=1,6921;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=89,8198;

Tepe noktası (peak)=1,6921;

Tepe zamanı (peak time)=0,0041.



ω için;

Yükselme zamanı (rise time)=0,1337;

Yerleşme veya yatışma zamanı (settling time)=0,2189;

Minimum yerleşme (settling min)=387,9303;

Maksimum yerleşme (settling max)=423,0274;

Maksimum aşma veya aşım (overshoot)=0,7691;

Tepe noktası (peak)=423,0274;

Tepe zamanı (peak time)=0,4124.

Şekil 3.21.a.b: BLDC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonucu grafikleri.

4. SONUÇLAR

4.1 Giriş

Bu bölümde, üçüncü bölümde yapılan simülasyonların sonucunda elde edilen grafiklerin yorumu ve karşılaştırılması yapılmıştır.

Yabancı uyarımlı DC motorun ikaz kontrollü ve armatür kontrollü olarak oluşturulan simulink modellerinin simülasyon sonuçları sadece yorumlanmış; yabancı uyarımlı DC motorun ikaz kontrollü ve armatür kontrollü olarak PI kontrolörleri kullanarak oluşturulan simulink modellerinin simülasyon sonuçları ile BLDC motorun PI kontrolörleri kullanarak oluşturulan simulink modellerinin simülasyon sonuçları, hem yorumlanmış, hem de karşılaştırılması yapılmıştır.

4.2 Simülasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Bu çalışmada, tüm simülasyonlar, örnek seçilen motorların boşa çalışması durumuna göre yapılmış ve bunun neticesindeki sonuçlar irdelenmiştir.

4.2.1 İkaz kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun simülasyon sonuçları değerlendirmesi

V_f olarak 10 V step giriş kullanılmış; ikaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modelinin simülasyonu ile elde edilen step cevapları Şekil 3.5.a.b.c.d.e'de gösterilmiştir.

Şekil 3.5.a, uyarım gerilimi-zaman grafiği olup sistemin step girişinin durumunu ifade etmektedir. 50 saniye boyunca minimum yerleşme, maksimum yerleşme ve tepe değerinin 10 V'a eşit olduğunu göstermektedir.

Şekil 3.5.b, uyarım akımı-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,2489 s, yerleşme zamanı 0,44 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,0398 A, maksimum yerleşme değeri 0,0429 A, tepe değeri 0,0429 A'dır. Tepe değerine ulaşma zamanı 1,2355 s sürmektedir. Grafik hemen hemen stabildir. Aşım % 0,0218 olup çok düşük bir değerdedir. Kararlı hâl değeri $0,0429 \cdot 100 / 100,0218 \cong 0,04289$ A'dır.

Şekil 3.5.c, elektromanyetik tork-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,2489 s, yerleşme zamanı 0,44 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,0774 N.m, maksimum yerleşme değeri 0,0836 N.m, tepe değeri 0,0836 N.m'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 1,2355 s sürmektedir. Grafik hemen hemen stabildir. Aşım % 0,0218 olup çok düşük bir değerdedir. Kararlı hâl değeri $0,0836 \cdot 100 / 100,0218 \cong 0,08358$ N.m'dir.

Şekil 3.5.d, açısal hız-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 1,5456 s, yerleşme zamanı 2,799 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 31,6534 rad/s, maksimum yerleşme değeri 33,4299 rad/s, tepe değeri 33,4299 rad/s'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 13,7569 s sürmektedir. Grafik hemen hemen stabildir. Aşım % 0,0143 olup çok düşük bir değerdedir. Kararlı hâl değeri $33,4299 \cdot 100 / 100,0143 \cong 33,4251$ rad/s'dir.

Şekil 3.5.e, motor çıkış açısı-zaman grafiğidir. Bu grafikte, motor çıkış açısı, zamana bağlı olarak doğrusal bir değişim göstermektedir.

4.2.2 Armatür kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun simülasyon sonuçları değerlendirmesi

V_a olarak 10 V step giriş kullanılmış; armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun simulink modelinin simülasyonu ile elde edilen step cevapları Şekil 3.14.a.b.c.d.e'de gösterilmiştir.

Şekil 3.14.a, armatür gerilimi-zaman grafiği olup sistemin step girişinin durumunu ifade etmektedir. 50 saniye boyunca minimum yerleşme, maksimum yerleşme ve tepe değerinin 10 V'a eşit olduğunu göstermektedir.

Şekil 3.14.b, armatür akımı-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 1,1194 s, yerleşme zamanı 1,9607 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 9,1663 A, maksimum yerleşme değeri 9,99 A, tepe değeri 9,99 A'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 13,6951 s sürmektedir. Grafik hemen hemen stabildir. Aşım % $2,4796 \cdot 10^{-5}$ olup ihmal edilebilecek mertebededir. Kararlı hâl değeri, aşım ihmal edildiğinde, maksimum yerleşme değeri olan 9,99 A'ye eşittir.

Şekil 3.14.c, elektromanyetik tork-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 1,1194 s, yerleşme zamanı 1,9607 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,0917 N.m, maksimum yerleşme değeri 0,0999 N.m, tepe değeri 0,0999 N.m'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 13,6951 s sürmektedir. Grafik hemen hemen stabildir. Aşım % $2,4796 \cdot 10^{-5}$ olup ihmal edilebilecek mertebededir. Kararlı hâl değeri, aşım ihmal edildiğinde, maksimum yerleşme değeri olan 0,0999 N.m'ye eşittir.

Şekil 3.14.d, açısal hız-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 1,1436 s, yerleşme zamanı 2,0767 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,9606 rad/s, maksimum yerleşme değeri 1,001 rad/s, tepe değeri 1,001 rad/s'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 13,6951 s sürmektedir. Grafik hemen hemen stabildir. Aşım % 0,0991 olup çok düşük bir değerdedir. Kararlı hâl değeri $1,001.100/100,0991 \cong 1,0000$ rad/s'dir.

Şekil 3.14.e, motor çıkış açısı-zaman grafiğidir. Bu grafikte, motor çıkış açısı, zamana bağlı olarak doğrusal bir değişim göstermektedir.

4.2.3 İkaz kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçları değerlendirmesi

V_f olarak 10 V step giriş kullanılmış; ikaz kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modelinin simülasyonu ile elde edilen step cevapları Şekil 3.10.a.b'de gösterilmiştir.

Şekil 3.10.a, elektromanyetik tork-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,0349 s, yerleşme zamanı 2,6163 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,0246 N.m, maksimum yerleşme değeri 0,0273 N.m, tepe değeri 0,0273 N.m'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 0,6492 s sürmektedir. Elektromanyetik tork, ilk anda bir pik yapmakta, daha sonra kararlı, stabil bir duruma ulaşmaktadır. PI kontrolörlerinin K_p ve K_i değerlerinin değiştirilmesi ile bu pik değeri yani aşım, azaltılabilmekte ya da arttırılabilmektedir. Ancak buna mukabil, aşım azaltıldığında geçici durum süresi uzamakta; aşım daha çok arttırıldığında ise, geçici durum süresi kısalmasına karşın, çekilen akımın daha da fazla olması motor sargıları için tehlikeli bir hâl almasına sebep olmaktadır. Bu durum göz önünde bulundurularak, ortalama bir yol seçilerek en uygun durumun belirlenmesine çalışılmış; PI kontrolörlerinin K_p ve K_i değerleri deneme-yanılma yöntemiyle bu duruma göre ayarlanmıştır. Oluşan bu duruma göre aşım, % 9,1821 değerini almıştır. Kararlı hâl değeri $0,0273.100/109,1821 \cong 0,0250$ N.m değerinde olmuştur.

Şekil 3.10.b, açısal hız-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 1,1435 s, yerleşme zamanı 1,6973 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 9,0390 rad/s, maksimum yerleşme değeri 10,1779 rad/s, tepe değeri 10,1779 rad/s'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 2,7324 s sürmektedir. Maksimum aşım ve geçici durum süresi ilişkisi göz önünde tutularak, en uygun K_p ve K_i parametrelerinin belirlenmesiyle aşım, % 1,7780 değerini almıştır. Kararlı hâl değeri $10,1779.100/101,7780 \cong 10,0001$ rad/s değerinde olmuştur.

4.2.4 Armatür kontrollü yabancı uyarımlı dc motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçları değerlendirmesi

V_a olarak 10 V step giriş kullanılmış; armatür kontrollü yabancı uyarımlı DC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modelinin simülasyonu ile elde edilen step cevapları şekil 3.16.a.b'de gösterilmiştir.

Şekil 3.16.a, elektromanyetik tork-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,1487 s, yerleşme zamanı 0,9059 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,9111 N.m, maksimum yerleşme değeri 1,1274 N.m, tepe değeri 1,1274 N.m'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 0,3915 s sürmektedir. Elektromanyetik tork-zaman grafiğinde aşımın belirlenmesi için, aşım-geçici durum süresi ilişkisine dikkat ederek hareket edilmiş; bu amaçla PI kontrolörlerinin en uygun K_p ve K_i değerleri, deneme-yanılma yoluyla ayarlanmıştır. Oluşan bu duruma göre aşım, % 12,7388 değerini almıştır. Kararlı hâl değeri $1,1274 \cdot 100 / 12,7388 \cong 1,0000$ N.m değerinde olmuştur.

Şekil 3.16.b, açısal hız-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,2351 s, yerleşme zamanı 0,6801 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 9,8274 rad/s, maksimum yerleşme değeri 10,7445 rad/s, tepe değeri 10,7445 rad/s'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 0,5172 s sürmektedir. Açısal hız-zaman grafiğinde aşımın belirlenmesi için, aşım-geçici durum süresi ilişkisine dikkat ederek hareket edilmiş; bu amaçla PI kontrolörlerinin en uygun K_p ve K_i değerleri, deneme-yanılma yoluyla ayarlanmıştır. Oluşan bu duruma göre aşım, % 7,4453 değerini almıştır. Kararlı hâl değeri $10,7445 \cdot 100 / 107,4453 \cong 10,0000$ rad/s değerinde olmuştur.

4.2.5 BLDC motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçları değerlendirmesi

Simülasyonda 10 V step giriş kullanılmış; BLDC motorun PI kontrolörleriyle yapılan denetiminin simulink modelinin simülasyonu ile elde edilen step cevapları şekil 3.21.a.b'de gösterilmiştir.

Şekil 3.21.a, elektromanyetik tork-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,0013 s, yerleşme zamanı 0,2618 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 0,8787 N.m, maksimum yerleşme değeri 1,6921 N.m, tepe değeri 1,6921 N.m'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 0,0041 s sürmektedir. BLDC motorda, sistem cevabı çok hızlı ve ilk başlangıçta elektromanyetik tork pik değerleri çok yüksek olmaktadır. PI kontrolörlerin K_p ve K_i değerlerini uygun seçmek suretiyle, mümkün olabildiğince geçici durum kısa tutulup tork pik değeri (aşım) düşük elde edilmeye çalışılmıştır.

Oluşan bu duruma göre aşım, % 89,8198 değerini almıştır. Kararlı hâl değeri $1,6921.100/189,8198 \cong 0,8914$ N.m değerinde olmuştur.

Şekil 3.21.b, açısal hız-zaman grafiğidir. Bu grafikte, yükselme zamanı 0,1337 s, yerleşme zamanı 0,2189 s sürmektedir. Minimum yerleşme değeri 387,9303 rad/s, maksimum yerleşme değeri 423,0274 rad/s, tepe değeri 423,0274 rad/s'dir. Tepe değerine ulaşma zamanı 0,4124 s sürmektedir. PI kontrolörlerin Kp ve Ki değerlerini uygun seçmek suretiyle, mümkün olabildiğince geçici durum kısa tutulup açısal hız pik değeri (aşım) düşük elde edilmeye çalışılmıştır. Oluşan bu duruma göre aşım, % 0,7691 değerini almıştır. Kararlı hâl değeri $423,0274.100/100,7691 \cong 419,7987$ rad/s değerinde olmuştur.

4.2.6 Yabancı uyarımlı dc motor ile BLDC motorun pi kontrolörleriyle yapılan denetiminin simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması

Tork Karakteristiklerinin Karşılaştırılması:

Şekil 3.10.a ile ifade edilen karakteristik, yabancı uyarımlı DC motorun ikaz kontrollü olarak çalıştırılmasına ait tork karakteristiği; şekil 3.16.a ile ifade edilen karakteristik, yabancı uyarımlı DC motorun armatür kontrollü olarak çalıştırılmasına ait tork karakteristiği; şekil 3.21.a ile ifade edilen karakteristik ise, BLDC motora ait tork karakteristiğidir.

BLDC motorun tork karakteristik değerlerine bakıldığında, sistemin cevap süresinin yabancı uyarımlı DC motora göre, çok daha kısa olduğu görülmektedir. BLDC motorun yükselme ve yerleşme zamanları, tepe değerine ulaşma süreleri yabancı uyarımlı DC motora oranla daha kısadır. BLDC motorda, maksimum aşım değerleri, kısa cevap süresine karşın daha yüksek olmaktadır.

Hız Karakteristiklerinin Karşılaştırılması:

Şekil 3.10.b ile ifade edilen karakteristik, yabancı uyarımlı DC motorun ikaz kontrollü olarak çalıştırılmasına ait hız karakteristiği; şekil 3.16.b ile ifade edilen karakteristik, yabancı uyarımlı DC motorun armatür kontrollü olarak çalıştırılmasına ait hız karakteristiği; şekil 3.21.b ile ifade edilen karakteristik ise, BLDC motora ait hız karakteristiğidir.

BLDC motorun hız karakteristik değerlerine bakıldığında, sistemin cevap süresinin yabancı uyarımlı DC motora göre, daha kısa olduğu görülmektedir. BLDC motorun yükselme ve yerleşme zamanları, tepe değerine ulaşma süreleri yabancı uyarımlı DC motora oranla daha kısadır. BLDC motorda, maksimum aşım değerleri de,

yabancı uyarımlı DC motorlara göre daha düşük olmaktadır. Genel görünüm itibariyle, iki tip motorun hız karakteristikleri birbirine benzemektedir.

Gelecek çalışmada, bu motorların yüklü durumdaki davranışları incelenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] (www.anaheimautomation.com/manuals/forms/brush-dc-motor-guide.php), Erişim Tarihi: 23.02.2015, Sa: 21:20.
- [2] DEWAN, S. B., SLEMON, G. R., STRAUGHEN, A., [1984], "*Power Semiconductor Drives*", John Wiley & Sons.
- [3] ELKESHET, A., [2009], "New Developments Using ANFIS for DC Motors Speed Control", MSc. Thesis, Electrical and Computer Engineering, Dalhousie University, Canada, April.
- [4] WILAMOWSKI, B., M., IRWIN, J., D., [2011], "*Power Electronics and Motor Drives*", Taylor and Francis Group, LLC, USA.
- [5] KO, J-S, CHOI, J-S, CHUNG, D-H, [2006], "Hybrid Artificial Intelligent Control for Speed Control of Induction Motor", *SICE-ICASE International Joint Conference*, Oct. 18-21, in Bexco, Busan, Korea, PP. 678-683.
- [6] KIM, S-H, PARK, T-S, YOO, J-Y, PARK, G-T, [2001], "Speed-sensorless Vector Control of An Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.48, Issue: 3, PP.609-614, June.
- [7] ATAN, Ö., [2007], "Fırçasız DA motorunun Modellenmesi ve PWM Yöntemiyle Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Van.
- [8] (<http://www.3eelectrotech.com.tr/arsiv/yazi/fyrcasyz-dc-motorun-lineer-karesel-kontrol-lqr-yontemi-ile-konum-denetimi>), Erişim tarihi: 30.03.2014, Sa:15:05.
- [9] NASAR, S.A., BOLDEA, I., and UNNEWEHR, L.E., [1993], "*Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors*", CRC Press, USA.
- [10] (<http://www.mugul.com/bldc.htm>), Erişim Tarihi: 29.03.2014, Sa: 23:00.
- [11] (<http://prezi.com/evjvia1b2bwz/fircasiz-dc-motorlar/>), Erişim Tarihi: 29.03.2014, Sa:23:50.
- [12] ACARNLEY, P.P., WATSON, J.F., [2006], "Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines", *IEEE Trans. Ind. Electron*; 53(2):352-62.
- [13] LAI, Y.S., LIN, Y.K., [2007], "A New Cost Effective Sensorless Commutation Method for Brushless DC Motors Without Using Phase Shift Circuit and Neutral Voltage", *IEEE Trans. Power Electron*; 22(2):644-53.
- [14] KARAKULAK, O., YAZ, O. ve diğ erleri, [2012], "PIC Tabanlı Fırçasız DC Motor Sürücü Tasarımı", *3.Ulusal Tasarım İmalat ve Analiz Kongresi*, 29-30 Kasım, Balıkesir.
- [15] ULU, B., [2011], "Fırçasız Doğ ru Akım Motor (BLDC) Hız Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Malatya.
- [16] GÖDEKOĞ LU, H., [2007], "Fırçasız Doğ ru Akım Motoru Konum Kontrolü Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Tez No:223613, İTÜ.

- [17] GUMASTE, A.V. and SLEMON, G.R., [1981], "Steady-State Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Voltage-Source Inverter", *IEEE Trans. On Industry Appl.*, Vol. IA-17, pp. 143-151.
- [18] LE-HAY, H., DESSAINT, L.A., [1989], "An Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation", *IEEE Transactions on Power Elect.*, Vol 4, No 4, pp. 486-495.
- [19] BOSE, B.K., [1990], "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System", *IEEE Transactions on Ind. Elec.*, Vol 37, No 5. pp. 456-462.
- [20] MOHAMMED, J. A., [2011], "Modeling, Analysis and Speed Control Design Methods of a DC Motor", *Eng. & Tech. Journal*, Vol. 29, No. 1.
- [21] KARTHIKEYAN, J., DHANA SEKARAN, R., [2011], "Current Control of Brushless DC Motor Based on a Common DC Signal for Space Operated Vehicles", *Electrical Power and Energy Systems* 33 (2011) 1721-1727.
- [22] WU, Q., TIAN W., [2012], "Design of Permanent Magnet Brushless DC Motor Control System Based on dsPIC30F4012", *Procedia Engineering* 29 (2012) 4223-4227.
- [23] WANG, H., [2012], "Design and Implementation of Brushless DC Motor Drive and Control System", *Procedia Engineering* 29 (2012) 2219-2224.
- [24] JANPAN, I. et al., [2012], "Control of the Brushless DC Motor in Combine Mode", *Procedia Engineering* 32 (2012) 279-285.
- [25] SINGH, S., PANDEY, A. K., DIPRAJ, [2012], "Design of PI Controller to Minimize The Speed Error of DC Servo Motor", *International journal of scientific & technology research* volume 1, issue 10, november 2012 ISSN 2277-8616.
- [26] SALEM, F. A., [2013], "Dynamic Modeling, Simulation and Control of Electric Machines for Mechatronics Applications", *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 1 No. 2, April 2013, ISSN 2165-8277 (Print), ISSN 2165-8285 (Online).
- [27] CHOWDHURY, D., CHATTOPADHYAY, M., ROY, P., [2013], "Modelling and Simulation of Cost Effective Sensorless Drive for Brushless DC Motor", *Procedia Technology* 10 (2013) 279-286.
- [28] CONDIT, R., [2010], "Brushed DC Motor Fundamentals", *Microchip Technology Inc. App. Note AN 905*, USA.
- [29] YEDAMALE, P., [2003], "Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals", *Microchip Technology Inc. App. Note AN885*, USA.
- [30] (www.aliexpress.com), Erişim Tarihi: 22.02.2015, Sa: 14:16.
- [31] (www.baldorturkiye.com), Erişim Tarihi: 07.05.2014, Sa:19:30.
- [32] (www.electrical-knowhow.com/2012/05/classification-of-electric-motors.html), Erişim Tarihi: 21.02.2015, Sa:21:20.
- [33] (www.hakanyazar.com.tr), Erişim Tarihi: 22.02.2015, Sa: 20:40.
- [34] AKMEŞE, D., [2006], "Güneş Panelinden Beslenen Bir DA Motorun Çalıştırılması", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üni., Ankara.
- [35] MOUTON, J., [2006], "Brushed DC Motor Basics", *Microchip Technology Inc. Web-Seminar*, USA.
- [36] (www.butunsinavlar.com/dc-motorlari-calisma-prensibi.html), Erişim Tarihi: 24.02.2015, Sa: 14:22.

- [37] (www.elektrikport.com/makale-detay/dc-motorlar-nasil-calisir-elektrikport-akademi/6886#ad-image-0), Erişim Tarihi: 24.02.2015, Sa: 14:30.
- [38] (http://vlab.ee.nus.edu.sg/~bmchen/courses/EG1108_DC_motors.pdf), Erişim Tarihi: 24.02.2015, Sa: 14:40.
- [39] GÖKKAYA, M., OĞUZ, N., [1985], “*Elektrik Makinaları Cilt-1 (Doğru Akım)*”, Sayfa 149-154, Milli Eğitim Basımevi, İstanbul.
- [40] BAL, G., [2008], “*Doğru Akım Makinaları ve Sürücüler*”, Sayfa 105-201, Seçkin Yayıncılık, Ankara.
- [41] (www.metu.edu.tr/~tcemil/fircasizdc.doc), Erişim Tarihi: 16.03.2014, Sa:18:00.
- [42] DEMİRBAŞ, Ş., [1995], “Fırçasız DA Motorlarının Simülasyonu ve Analizi”, Yüksek Lisans Tezi, Tez No:36077, Gazi Üniversitesi, Ankara.
- [43] ÖZTURA, H., BAYINDIR, S.H., [1995], “Fırçasız DA Motorlarının Sonlu Elemanlar Yöntemiyle Analizi”, *Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi*.
- [44] ORMAN, K., [2008], “Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar için Akım Gözetleyici ve Hız Kestirimi”, Yüksek Lisans Tezi, Tez No:177024, Erzurum.
- [45] EROL, Y., [2004], “Fırçasız DA Motorlarının Çalışma Karakteristikleri”, *Tübitak Yayınları*.
- [46] (<http://www.elektrikrehberiniz.com/elektrik-motorlari/fircasiz-dc-motorlar-3835/#wrap>), Erişim Tarihi: 16.03.2014, Sa: 18:20.
- [47] (http://www.emo.org.tr/ekler/7c799ffdfce150b_ek.pdf), Erişim Tarihi: 09.04.2014, Sa: 16:30.
- [48] AYDOĞDU, Ö., [2006], “Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü”, Doktora Tezi, Tez No:183326, Konya.
- [49] MILLER, T., [1989], “Brushless PM and Reluctance Motor Drives”, *Clarendon Press*, Oxford.
- [50] YILMAZ, M., [2005], “Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması”, Doktora Tezi, Tez No:223536, İTÜ.
- [51] (<http://elektroteknoloji.com/blog/alan-etkili-sensor-hall-effect-sensor/>), Erişim Tarihi: 10.04.2014, Sa:18:00.
- [52] (<http://electronics.ege.edu.tr/egurcan/emyo/4.pdf>), Erişim Tarihi: 10.04.2014, Sa:19:30.
- [53] HENDERSHOT, J.R., MILLER, T., [1994], “*Design of Brushless Permanent Magnet Motors*”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford.
- [54] WATANABE, H., KATSU ISHIMA, H., FUJII, T., [1991], “An Improved Measuring System of Rotor Position Angles of the Sensorless Direct Drive Servo Motor”.
- [55] KARACA, H., [2004], “PIC Mikrodenetleyici Kullanılarak Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Tez No:154012, Konya.
- [56] TÜRKMEN, Y., GEÇTAN, C., [1993], “*Kumanda Devreleri 2*”, Sayfa 132-265, Yeniyol Matbaası, İzmir.
- [57] GÜLGÜN, R., [1990], “*Güç Elektroniğine Giriş*”, Sayfa 35-37, Beta Basım Yayın Dağ. A.Ş. 4. baskı, İstanbul.
- [58] BOSE, B.K., [1997], “*Power Electronics and Variable Frequency Drives*”, IEEE Press, New York 640.

- [59] (www.fircasiz.com/pxp/ana-sayfa/fircasiz-motorlar-hakkinda.php), Erişim Tarihi: 16.03.2014, Sa:18:05.
- [60] BEKTAş, Y., OYMAN SERTELLER, N.F., [2010], "Fırçasız DA Motorun Kontrolünde PWM ve Histeresiz Bant Tekniğinin Karşılaştırılması", *SDU International Journal of Technologic Sciences*, Vol. 2, No 3, September, pp. 31-45.
- [61] GEDİKPİNAR, M., GÜLDEMİR, H., [2002], "Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Algılayıcısız Hız Kontrolü", *Politeknik Dergisi*, Cilt: 5, Sayı: 4, s. 273-279.
- [62] LIU, Z., ZHUANG, S.W., [2003], "Speed Control of DC Motor Using BP Neural Networks", *IEEE 2003*, 832-835.
- [63] CLAUDIA, P., MIGUEL, S., [2008], "Speed Control of a DC Motor by Using Fuzzy Variable Structure Controller", *IEEE Control Conference*, 311-315.
- [64] WANG, Y., XIA, C., ZHANG, M., LIU, D., [2007], "Adaptive Speed Control for Brushless DC Motors Based on Genetic Algorithm and RBF Neural Network", *IEEE International Conference on Control and Automation*, 1219-1222.
- [65] COşKUN, İ., TERZİOğLU, H., [2007], "Hız Performans Eğrisi Kullanılarak Kazanç (PID) Parametrelerinin Belirlenmesi", *Journal of Technical-Online*, 180-205.
- [66] GENÇER, Ç., [2005], "Fırçasız Doğru Akım Motor Mil Büyüklüklerinin (Hız ve Konum) Sinirsel Bulanık Denetleyici ile Denetimi", Gazi Üni. Fen Bilimleri Ens., Doktora Tezi.
- [67] GENÇER, Ç., COşKUN, İ., [2005], "Farklı Yük Koşullarında Klasik Denetleyici Performanslarının Karşılaştırılması", *Doğu Anadolu Bölgesi Araştırmaları*.
- [68] İBRAHİM, Z., LEVI, E., [2002], "A Comparative Analysis of Fuzzy Logic and PI Speed Control in High-Performance AC Drives Using Experimental Approach", *Transactions on Industrial Electronics*, 38, 5, 1210-1218.
- [69] TUNCAY, R.N., ÜSTÜN, Ö., YILMAZ, M., [2004], "Fırçasız Doğru Akım Makinasının (BLDC) MATLAB/Simulink Ortamında Modellenmesi ve Algılayıcısız Kontrolü", *Conference for Computer-Aided Engineering and System Modeling with Exhibition*, 9-10 Aralık, İstanbul.
- [70] ÇELEBİ, M., [2009], "Genetik Algoritma ile Kuru Bir Trafonun Ağırlık Optimizasyonu ve Sonlu Elemanlar Metodu ile Analizi", *KSÜ Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 12(2) 2009, Erzurum.
- [71] ANGELINE, P.J., [1995], "Evolution revolution: An Introduction to the Special Track on Genetic and Evolutionary Programming", *IEEE Expert Intelligent Systems and Their Applications* 10, June pp.6-10.
- [72] BİNGÜL, Z., SEKMEN, A., ZEİN-SABATTO, J., [2000], "Evolutionary Approach to Multi-Objective Problems Using Adaptive Genetic Algorithms", *Systems, Man and Cybernetics, 2000 IEEE International Conference*, vol. 3, pp. 1923-1927.
- [73] ELMAS, Ç., [2003], "Yapay Sinir Ağları", Seçkin Yayınevi, Ankara.
- [74] HAYKIN, S., [1994], "Neural Networks: A Comprehensive Foundation", New York, Macmillan College Publishing Company, 1994, ISBN 0-02-352761-7.
- [75] SAğİROğLU, ř., BEşDOK, E., ERLER, M., [2003], "Mühendislikte Yapay Zeka Uygulamaları-I Yapay Sinir Ağları", Ufuk Yayınevi, Kayseri.
- [76] GÜNDOğDU, A., [2012], "Asenkron Motorlarda Moment Dalgalanmalarının Sinirsel Bulanık Ağlar ile Azaltılması", Doktora Tezi, Elazığ.
- [77] ZHAO, J., YU, Y., [2011], "Brushless DC Motor Fundamentals", *MPS The Future of Analog IC Technology, App. Note*, AN047.

- [78] (<http://kisi.deu.edu.tr/aytac.goren/MAK3017/h7.pdf>), Erişim Tarihi: 24.02.2015, Sa: 17:17.
- [79] ZRIBI, M., AL-ZAMEL, A., [2007], "Field-Weakening Nonlinear Control of a Separately Excited DC Motor", *Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering*, Volume 2007, Article ID 58410, 22 pages doi:10.1155/2007/58410.
- [80] (http://mimoza.marmara.edu.tr/~baris/dosyalar/MATLAB_Simulink.pdf), Erişim Tarihi: 21.04.2015, Sa: 16:31.
- [81] SAJIDUL QADIR, A.F.M., [2014], "Electro-Mechanical Modeling of Separately Excited DC Motor & Performance Improvement using different Industrial Controllers with Active Circuit Realization", *International Conference on Mechanical, Industrial and Energy Engineering* 2014 26-27 December, 2014, Khulna, BANGLADESH.
- [82] KUO, B.C., [2014], "Otomatik Kontrol Sistemleri", Yedinci Baskı, Sayfa: 175-211, Literatür Yayıncılık, İstanbul.
- [83] SIEKLUCKI, G., [2012], "Analysis of the Transfer-Function Models of Electric Drives with Controlled Voltage Source", *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, ISSN 0033-2097, R. 88 NR 7a/2012.
- [84] YILDIZ, T., [2009], "Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Modellenmesi ve Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- [85] PILLAY, P., KRISHNAN, R., [1989], "Modelling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives: Part 1, 2", *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 25, 2, pp. 265-279.
- [86] JOHNS, T.M., SOONG, W.L., [1996], "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43, 2, pp. 321-329.
- [87] PRASAD, G. et al., [2012], "Modelling and Simulation Analysis of the Brushless DC Motor by using MATLAB", *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)* ISSN: 2278-3075, Volume-1, Issue-5, October.
- [88] AWADALLAH, M. A. et al., [2009], "Adaptive Deadbeat Controllers for Brushless DC Drives Using PSO and ANFIS Techniques", *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 60, No. 1, 2009, 3-11.
- [89] SHAYEGHI, H. et al., [2013], "Speed and Current Controllers Design of BLDC Motor Using SNR Optimization Technique", *International Research Journal of Applied and Basic Sciences* © 2013 Available online at www.irjabs.com, ISSN 2251-838X / Vol, 4 (1): 99-106 Science Explorer Publications.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Hüseyin Cem BAYRAKTAR

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul – 1971

E-Posta: h_c_bayraktar@hotmail.com

Lisans: Yıldız Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü (1992).

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

Özel şirketlerde şantiye ve bakım mühendislikleri, teknik öğretmenlik.